

文章编号: 1672-2892(2010)02-0155-04

## Ka 频段固态集成功率放大器的设计

康小克, 刘玥玲, 蔡钟斌

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

**摘要:** 毫米波系统已广泛应用于军事通信, 作为核心部件的毫米波发射机, 其输出功率为衡量系统性能指标的重要因素。本文运用混合集成的方法设计了一种 Ka 频段固态功率放大器, 并结合实际情况分析了与调试相关的电路稳定性问题。测试结果表明, 该放大器在  $f_0 \pm 1.5$  GHz 的工作频带内, 增益大于 35 dB,  $P_{-1}$  为 30 dBm, 达到设计要求。

**关键词:** Ka 频段; 混合集成; 放大器

**中图分类号:** TN722.3

**文献标识码:** A

## Design of Ka-band solid-state power amplifier

KANG Xiao-ke, LIU Yue-ling, CAI Zhong-bin

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

**Abstract:** Millimeter-wave systems have been widely applied in military communications. As a key component, the output power of millimeter-wave transmitter has become an important parameter to evaluate these systems' performance. This study designed a Ka-band solid-state power amplifier, and analyzed the problems of circuit stability about debugging. The measurement result indicated that the gain was more than 35 dB within  $f_0 \pm 1.5$  GHz, and  $P_{-1}$  was 33 dBm.

**Key words:** Ka-band; mix-integration; amplifier

在毫米波电路系统中, 毫米波功率源是毫米波发射系统的核心部件。目前, 运用行波管等电真空器件可以得到比较高的功率输出, 但存在供电复杂、杂散高、饱和输出时失真严重等问题。在中低功率的应用场合, 毫米波固态放大器为一种可以替代的选择。随着各种毫米波有源和无源器件<sup>[1]</sup>的发展, 特别是单片毫米波集成电路 (MilliMeter wave Integrated Circuit, MMIC) 的出现, 国内也迅速开展了毫米波电路的研究工作。文献[2]介绍了一种基于波导的固态合成方法。文献[3]中的一个 K 频段高增益放大器, 增益达到了 81 dB, 噪声系数小于 3.5 dB。文献[4]设计了一种 Ka 频段低噪声放大器, 阐述了低噪声放大的设计方法。

目前我国在基本器件、半导体工艺上与美、欧等发达国家相比还存在较大差距, 虽然我国目前已经有了自主生产部分毫米波 MMIC 单片的能力, 但是相对而言, 价格昂贵, 性能也不甚优越。因此, 在国内采用混合集成技术来提高系统的工作性能, 是一种可行的方法。

### 1 固态功率放大器的设计

固态功率放大器的设计指标为: 工作频段  $f_0 \pm 1.5$  GHz; 增益  $G \geq 35$  dB;  $P_{-1} \geq 32$  dBm; 杂散小于等于 50 dBc; 输入输出接口为 BJ320 标准波导。

#### 1.1 方案选择

考虑到 Ka 频段频率源的输出功率较低以及实际链路中的插入损耗等, 根据后级毫米波驱动行波管的增益情况, 本固态驱动放大器的设计采用两级级联方案实现, 如图 1 所示。

经过对目前毫米波 MMIC 芯片进行调研, 第一级放大采用 AMMC5040 芯片, 功放芯片采用 XP1027 实现。芯片的版图如图 2, 主要技术指标如表 1。

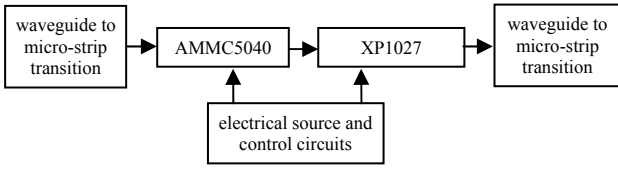


Fig.1 Solid-state power amplifier diagram  
图1 固态功率放大器原理框图

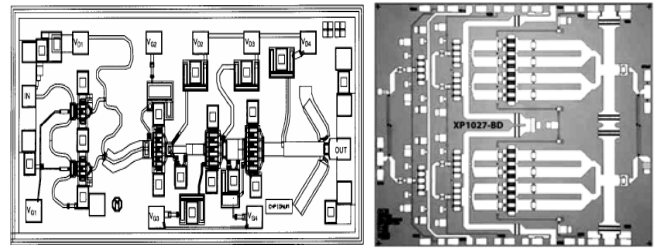


Fig.2 AMMC 5040 and XP1027 layout  
图2 AMMC5040 和 XP1027 芯片版图

表1 毫米波 MMIC 芯片技术指标  
Table1 Technology index of MMIC

chip type	operating frequency/GHz	$P_1$ dB output power/dBm	saturation output power/dBm	gain/dB	power consumption/W
XP1027	27-33	31	35	21	9.0
AMMC5040	20-40	18	20	20	1.3

1.2 过渡设计与仿真

对此方案中的过渡部分，采用对极鳍线来实现，波导-微带对极鳍线过渡器的结构如图3所示。在整个过渡长度内，两个金属鳍制作在基片两面，它是逐渐将波导电场的  $TE_{10}$  模式转变成微带的准 TEM 模式。在过渡的始端，介质基片两面的金属导带相距为波导的高度，这样能最佳地耦合  $TE_{10}$  模。区域1和区域2是对极鳍线过渡，它将入射的  $TE_{10}$  模的电场集中并旋转  $90^\circ$ ，成为在有交叠鳍的对极鳍线中传输的准 TEM 模(如图3中的 AA-DD 所示)，另外，它还将波导的高阻抗转变成低阻抗。区域3、区域4和区域5将对极鳍线逐渐转变成微带线，谐振就发生在这些区域。为了消除谐振，在过渡中加入防谐振片 S，如图3中所示。此时可以将它看成槽长为  $L_1$  的槽线谐振器。当槽长  $L_1 = n\lambda_g/2$  ( $\lambda_g$  为槽线的波长)时，就产生谐振，所以要选择适当的  $L_1$  来避免谐振点。1988年 George E P 和 Alan N D 给出了此过渡的等效集中参数模型<sup>[5]</sup>，并详细讨论了该过渡的谐振频率问题，最后还给出了指导工程设计的谐振频率表。

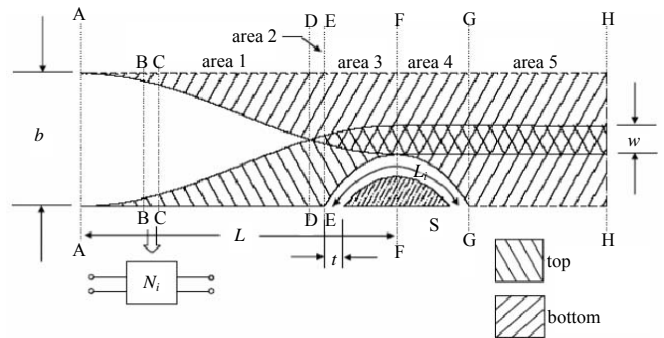


Fig.3 Waveguide-microstrip-finline transition diagram  
图3 波导-微带对极鳍线过渡结构示意图

经典的波导-微带对极鳍线过渡结构由 Kurokawa K 和 Magalhaes F M 于 1971 年提出<sup>[6]</sup>，发展至今已经相当成熟，并且也有一些可供指导工程实践的经验公式参考<sup>[7]</sup>，其工作原理可以查阅相关的文献资料。在设计中需要特别注意的是由于鳍线半圆切口区会在 Ka 频段的中心位置出现谐振现象，因此通过优化设计鳍线中的巴伦来消除带内谐振点就显得尤为重要<sup>[7]</sup>。

对极鳍线过渡段采用了余弦平方的过渡形式，其设计公式为：

$$W(z) = \frac{b+w}{2} \sin^2\left(\frac{\pi z}{2L}\right), 0 \leq z \leq L \quad (1)$$

式中： $w$  为  $50 \Omega$  微带线的宽度； $z$  为鳍线传输线的纵向坐标； $b$  为波导高度； $L$  为渐变过渡段的长度。

渐变过渡段的长度  $L$  不能过短，因为过短时，端口的反射系数较大；但也不能过长，若过长时，电路的损耗较大。只能采取折衷的办法，一般  $L$  取  $(1 \sim 1.5)\lambda_0$  左右(其中  $\lambda_0$  为  $TE_{10}$  模的波导波长)。图4为利用高频仿真软件 CST 建立的模型和仿真结果，可以看出，在中心频率处，插入损耗小于  $0.1 \text{ dB}$ ，回波损耗大于  $20 \text{ dB}$ ，满足设计要求。

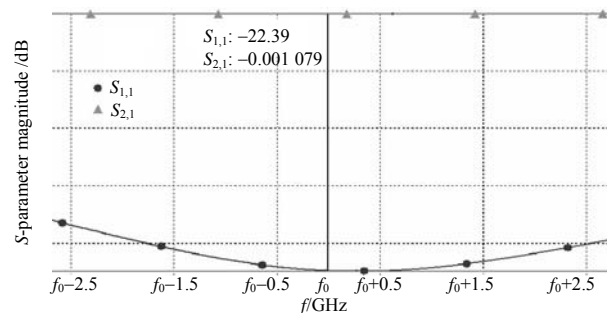
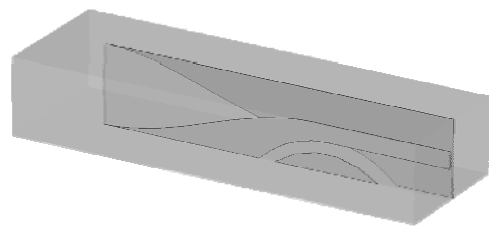


Fig.4 Simulation result  
图4 CST 模型及仿真结果

### 1.3 放大器有源稳定性分析

在本次设计中,根据芯片资料,两级级联的增益将可能达到 40 dB,在如此高的增益下,如何保证放大器链路能够稳定工作,避免自己振荡,也是一个需要考虑的问题。

一般来说,如果功率增益(GP)在整个频带内保持为有限值,这个放大器就是稳定的。如果把器件调到极高的增益,并不在外加任何信号时电路出现振荡,此时放大器称作不稳定工作状态。通常,小信号不稳定放大器电路在大信号状态下必将出现振荡。

线性电路中常根据放大器的增益是否趋于无穷大判断其稳定性。采用  $S$  参量可从端口反射系数或端口阻抗分析放大器的稳定性<sup>[8-9]</sup>。

对任一两端口网络来说,设在输出端接任意负载时的输入反射系数为  $S'_{11}$ ,它的性质与信源  $\Gamma_1$  无关,经过一系列的推导<sup>[8]</sup>,可得:

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{\Gamma_2 S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} = \frac{S_{11} - \Gamma_2 \Delta}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \quad (2)$$

同样,输入端接任意负载时的输出反射系数为:

$$S'_{22} = S_{22} + \frac{\Gamma_1 S_{12} S_{21}}{1 - \Gamma_1 S_{11}} = \frac{S_{22} - \Gamma_1 \Delta}{1 - \Gamma_1 S_{11}} \quad (3)$$

式(2)、式(3)形式完全相同,只需分析其中一个即可。两式中

$$\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21} \quad (4)$$

若  $|S'_{11}| > 1$ ,即输入阻抗为负阻性质,网络是潜在不稳定的;若  $|S'_{11}| < 1$ ,即输入阻抗是有损耗的正阻性质,不论信源负载是什么,只要是在单位圆内的正阻,网络就是绝对稳定的。若定义稳定系数

$$K = \frac{1 - |S'_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12} S_{21}|} \quad (5)$$

则有源线性双口网络绝对稳定的条件有 3 个:

$$|S_{11}| < 1; |S_{22}| < 1; K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12} S_{21}|} > 1 \quad (6)$$

此即所谓  $K-\Delta$  判别法。若放大器的  $S$  参量在一段频率范围内符合式(6),则放大器在此频段内是绝对稳定的。也就是说在这个频率范围内放大器的输入输出端接任意负载  $\Gamma_1, \Gamma_2$  都不会引起振荡。若不满足上式则放大器是潜在不稳定的,在某个负载区域可能会出现自激振荡。这时要使放大器能够稳定工作,必须避开这个不稳定区域。此时对放大器电路设计要使输入和输出匹配电路呈现一定程度的失配,使工作点移出不稳定区以保持放大器正常工作。对于实际设计而言,毫米波频段的芯片通常都已经内匹配到  $50 \Omega$  阻抗,因此前后级微带电路都按  $50 \Omega$  匹配设计。另外需要特别注意的是两个放大器之间的空间辐射引起的自激,这种方式目前尚无法通过精确的数值计算来确定,通常辅以调试手段加以解决,但是其解决的原理也是以放大器稳定性分析为基础的。

### 1.4 直流偏置

在放大器的设计中,直流偏置电路不仅起到提供放大器正常工作时所需的工作电压、电流的作用,而且还起到隔离交流信号的作用。为了充分发挥 MMIC 功率单片的性能,其直流工作点的选择必须合理与稳定。由于 GaAs MMIC 功率芯片是一种电压控制器件,其毫米波性能对其工作点非常敏感,因此直流工作点的选择应由所设计的放大器所要达到的技术指标来决定。MMIC 的直流供电电路的实现主要采用  $\lambda_g/4$  的高阻抗线和芯片电容共同构成,电源的连接通过直径为 1.0 mil 的金丝来实现。连接金丝的一端焊接在 MMIC 的栅极或漏极,另外一端焊接在 100 pF 的 CMOS 芯片电容上,再通过金丝将其焊接在外接的  $V_g, V_d$  的偏置电路上。连接金丝可以等效为电感  $L$ ,它与芯片 CMOS 电容组成一个 LC 电源滤波电路,在一定程度上,可以防止电路自激。

## 2 电路实现、测试及结果分析

### 2.1 电路实现

放大器所需装配的 MMIC 功率单片本身非常脆弱,因而在加工装配的过程中更需要特别注意。MMIC 功率单片为静电敏感器件,在操作时要有静电预防措施,如带防静电护腕、工作台可靠接地等。放大器的输入输出连

接采用金丝引线键合, 馈电和信号输入引线采用直径为 1.0 mil 的金丝, 长度尽可能短, 以减小寄生参数对电路的影响。对于单片的装配, 采用共晶焊接技术, 它的特点是具有机械强度高、热阻小、稳定性好和可靠性高等优点。电路装配采用导电胶粘接, 保证电路下层与金属腔体良好接触。应用微组装机分别装配放大器一、二, 实际正面电路如图 5 所示。

## 2.2 测试

图 6 为测试原理框图, 中心频率  $f_0$  处, 输入功率为  $-5$  dBm 时, 得到了 33 dBm 的功率。测试时需注意此放大器的输出功率为瓦级, 必须经过耦合器或者衰减器后才能接功率计等仪器, 否则将会烧坏功率计的检波设备。表 2 列出了部分测试结果。

## 2.3 结果分析

从测试结果看出, 考虑定向耦合器的耦合系数以及校准后的路上损耗, 在工作频带内的饱和输出功率均已达到 30 dBm。但是平坦度特性不是很好, 分析其可能的原因有两个: 其一应该是两级放大器级联后的匹配未能做到最好, 另一个原因是两级放大器在不同的频点处线性度不一致, 导致增益、功率的不平坦。

## 3 结论

设计的 Ka 频段固态功率放大器, 测试结果表明, 该放大器在  $f_0 \pm 1.5$  GHz 的工作频带内, 增益大于 35 dB,  $P_{-1}$  为 30 dBm, 达到设计要求。

### 参考文献:

- [1] 甘仲民, 张更新, 王华力. 毫米波通信技术与系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [2] 陈昌明, 徐军. Ka 频段 6W 固态集成功率合成放大器的设计[J]. 微波学报, 2007, 23(8): 116-119.
- [3] 李桂萍, 喻梦霞. K 频段高增益放大器[C]// 2007 年全国微波毫米波会议. 2007: 661-663.
- [4] 郭桂美, 邓磊, 唐高弟. Ka 波段低噪声放大器的研制[J]. 信息与电子工程, 2008, 6(4): 245-248.
- [5] George E P, Alan N D. A new Model for Broadband Waveguide-to-Microstrip Transition Design[J]. Microwave Journal, 1988, 5(3): 333-343.
- [6] Kurokawa K, Magalhaes F M. An X-Band 10W Multiple-Diode Oscillator[C]// Proc. IEEE. 1971, 59: 102-103.
- [7] Fukui H. Frequency Locking and Modulation of Microwave Silicon Avalanche Diode Oscillators[C]// Proc. IEEE. 1966, 54: 1475.
- [8] Wilkinson E. An N-Way Hybrid Power Divider[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1960, 8(1): 116-118.
- [9] 白晓东. 微波晶体管放大器分析与设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 1998.

### 作者简介:



康小克(1979-), 男, 河南省禹州市人, 在读硕士研究生, 研究方向为微波毫米波电路与系统. email: continue\_5@163.com.

刘玥玲(1984-), 女, 辽宁省鞍山市人, 在读硕士研究生, 研究方向为微波毫米波电路与系统.

蔡钟斌(1977-), 男, 江西省井冈山市人, 硕士, 研究方向为微波毫米波电路与系统.

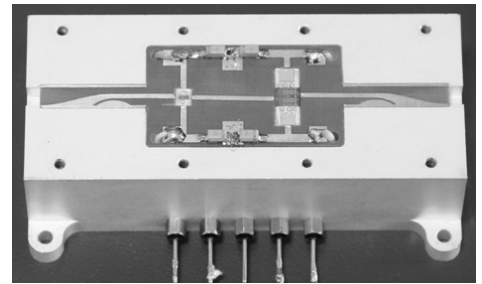


Fig.5 Fabricating circuit of solid-state power amplifier  
图 5 固态功率放大器实际电路

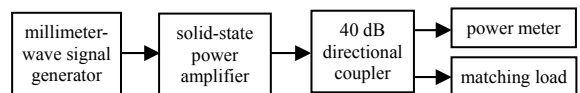


Fig.6 Measurement schematic diagram  
图 6 测试原理框图

表 2 固态功率放大器频率-输出功率测试结果

Table 2 Measurement results of solid-state power amplifier

input power/dBm	output power at different frequencies/dBm						
	$f_0-1.5$ GHz	$f_0-1$ GHz	$f_0-0.5$ GHz	$f_0$	$f_0+0.5$ GHz	$f_0+1$ GHz	$f_0+1.5$ GHz
-20	-17.5	-20.5	-20.9	-21.4	-21.7	-22.1	-18.7
-17	-15.4	-18.5	-19.5	-19.6	-18.8	-20.7	-16.1
-14	-13.0	-16.2	-17.4	-17.5	-16.6	-19.0	-12.9
-11	-11.0	-13.6	-15.0	-15.0	-13.8	-16.8	-10.6
-8	-9.4	-10.7	-12.2	-12.3	-11.0	-14.0	-10.3
-5	-8.2	-8.4	-9.0	-8.6	-9.7	-11.4	-10.2
-2	-7.1	-8.3	-8.9	-8.2	-9.6	-10.9	-10.2
1	-7.1	-8.3	-8.8	-8.1	-9.5	-10.7	-10.3