

面向卫星地面站的高效 Ka 功率放大器研究

韩卓^{1,2,*}, 刘文涛³, 王怀^{1,2,4}, 张妍妍^{1,2}

¹ 航天恒星科技有限公司, 北京, 中国

² 空间信息体系与融合应用全国重点实验室, 北京, 中国

³ 智能空间信息国家级重点实验室, 北京, 中国

⁴ 北京交通大学电子信息工程学院, 北京, 中国

*通讯作者

【摘要】Ka 功率放大器是卫星地面站通信系统中的关键设备, 应用于接收传输模块中的后端, 对小信号功率处理和放大, 从而使发送功率达到系统指标要求。文章从工程应用的角度出发, 设计了一款应用于卫星地面站中 Ka 频段高功率放大器。后期对功率放大器进行装配和测试, 用实验数据验证了该功率放大器可在 29.2-30.2GHz 频段范围内工作和使用, 谐波抑制小于-60dBc, 增益大于 70dB, 三阶交调 IM3 在 P1dB 回退 3dB 时小于-30dBc, 1dB 压缩点输出功率(P-1)大于 50dBm, 该设计对卫星地面站系统的功率放大器的投产和使用选择具有重要作用。

【关键词】卫星通信; Ka 功率放大器; 卫星地面站; 毫米波; 集成电路

1.引言

高功率 Ka 频段功率放大器是卫星地面站通信接收系统里的重要组成部分, 应用于接收传输模块中的后端, 对小信号功率处理和放大, 从而满足系统指标的要求, 该设备主要应用于卫星通信和遥测遥控领域。目前, Ka 频段的功率放大单片电路由于频段高、损耗大, 单颗芯片的输出功率较低[1]。

本论文介绍一种高功率 Ka 功率放大器电路设计与测试方法。该电路采用集成电路工艺完成, 最终能够实现谐波抑制小于-60dBc, 增益大于 70dB, 三阶交调 IM3 在 P1dB 回退 3dB 时小于-30dBc, 1dB 压缩点输出功率(P-1)大于 50dBm, 在保证功率放大器电路增益的同时, 提高了输出功率。

2.Ka 频段功率放大器设计研究

功率放大器包含射频信号放大电路(内置推动放大模块和末级放大模块), 监控板, 电源模块等组成[2], 独特的设计思路为系统运行的可靠性和稳定性提供的保障[3]。其原理框图如图 1。

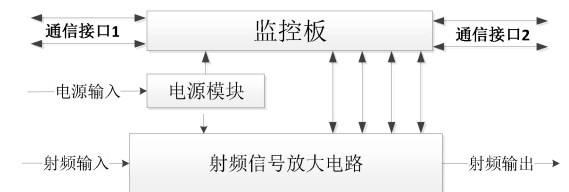


图 1.Ka 频段 100W 功率放大器原理框图

依据上述原理框图, 各电路主要组成简要介绍如下:

2.1 电源模块设计

供电电源从电源输入端口进入电源电路, 再输出各个电压给监控电路和射频放大电路。该单元具有电源电压过压保护和过流保护功能, 当电源电压高于额定电压的 15%时, 电路自动切断供电电源, 同时发出故障告警信号, 从而保护射频功率管器件; 当功率放大器单元的器件短路、电流过大, 器件异常时, 功率放大器的电流会增大, 高于我们设定的额定电流的 5%时[4], 电流保护单元会自动切断给射频功率器件的供电电路, 保护贵重的功率管, 同时发出故障告警信号; 当功率放大器的故障排除或电压、电流正常时, 电流、电压保护单元通过触发电平或二次加电后恢复回正常的工作状态, 功率放大器单元正常工作。

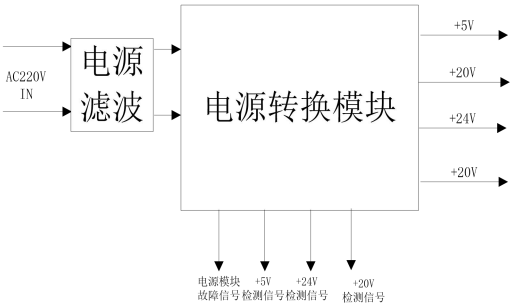


图 2.电源转换原理框图

外部电源提供的 220V 交流电压经滤波后, 经电压变换, 分三路输出, 一路为风扇供电; 一路为推动电路、控制板供电, 另一路给功率放大器电路供电[5]; 电源电路的功能框图如图 2。

2.2 射频信号放大电路设计

供电电源从电源输入端口进入电源电路，再输出各个射频信号放大电路，包含推动放大模块，末级功率放大器模块单元（内置监测电

路）等组成；将工作频率为 29.2GHz~30.2GHz 的输入信号放大至 100W（50dBm）的输出功率（1dB 压缩点），增益大于 70dB。原理框图如图 3。

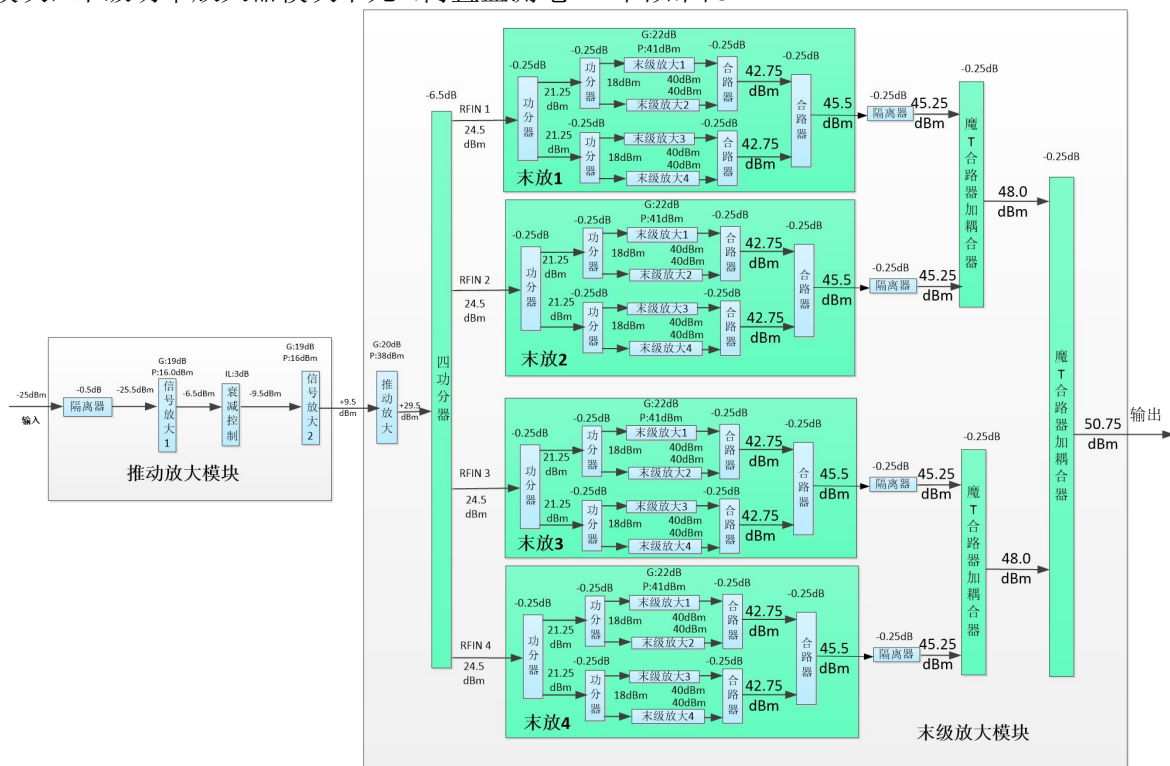


图 3. 射频放大电路原理框图

射频输入信号进入输入隔离器，使射频输入端口的输入阻抗不随外接输入信号端口的阻抗变化而发生改变，保证功率放大器模块单元的输入电压驻波比小于 1.5:1，也保证了功率放大器单元的输出功率稳定和可靠。对于信号放大电路，信号放大电路放大该频段的信号增益；增强该模块的信号，同时获得较低的噪声系数。在 Ka 频段的放大增益为 19dB，噪声系数为 3.0dB，输出功率 P1dB 为 16dBm。推动功率放大器输出功率为 38dBm 的器件，其放大管的 P1dB 增益大于 20dB，输出采用降额 5.5dB 设计，提高设计的可靠性，输出功率达到 32.5dBm。末级放大选用 4 只输出功率为 41dBm 的器件，其放大管的 P1dB 增益大于 22.0dB，输出采用降额 1.0dB 设计，提高设计的可靠性，输出功率达到 40.0dBm，通过 4 只相同的放大管合成输出达到 30W 以上的输出功率。输出隔离器主要保护末级放大器因输出端口反射功率过大[6]，或各路末级放大器输出功率大小不一样，不平衡而引起的损坏末级功率放大器管；对末级功率放大器起到隔离保护作用。提高功率放大器模块的设计的可靠性和稳定性。内部电路的示意图如图 4。

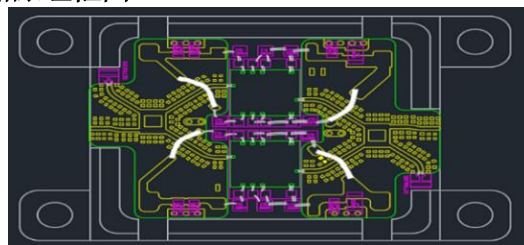


图 4. 微组装功放管模块内部电路示意图

功率合成器的合成效率是 100W 功率放大器合成的重要指标。假设各路放大器的特性完全一致，只考虑合成器电路损耗对合成效率的影响，合成器单元损耗不同时的合成器的合成效率如表 1，其中 n 为合成路数，a 为合成器单元的损耗（dB），本文采用四路合成的功率合成器方案，插损为 0.3dB，此时的合成效率约为 90.1%，如表 1 所示。

表 1. 电路损耗、合成路数与合成效率关系表

	a=0.1	a=0.2	a=0.3	a=0.4	a=0.5	a=0.6	a=0.7
n=2	97.7%	95.5%	93.3%	91.2%	89.1%	87.1%	85.1%
n=4	95.5%	91.2%	90.1%	83.2%	79.4%	75.9%	72.4%
n=8	93.3%	87.1%	81.3%	75.85%	70.8%	66.1%	61.7%
n=16	91.2%	83.2%	75.9%	69.2%	63.1%	57.5%	52.5%
n=32	89.1%	79.4%	70.8%	63.1%	56.2%	50.1%	44.7%

对于两路合成方案，假设插损为 0，我们

讨论输入信号幅度、相位与合成效率的关系，如图 5 所示。

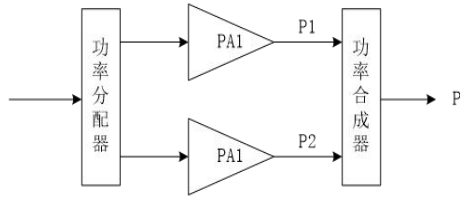


图 5. 两路合成原理框图

设图中合成器输入功率分别为 P_1 和 P_2 ，插入相位分别为 ϕ_1 和 ϕ_2 ，则总输出功率 P 为：

$$P = \frac{1}{2} |\sqrt{P_1} e^{j\phi_1} + \sqrt{P_2} e^{j\phi_2}|^2 \quad (1)$$

下面讨论幅度和相位，比较参数不一致对合成效率的影响；

若相位相同，幅度有不同时：则以上公式简化为：

$$P = \frac{1}{2} |\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2}|^2 \quad (2)$$

合成效率为：

$$\eta = \frac{P}{P_1+P_2} = \frac{\frac{1}{2} |\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2}|^2}{P_1+P_2} = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{P_1 P_2}}{P_1+P_2} \quad (3)$$

可见，相位一致，幅度不同时对合成效率的影响较小。

合成功率等式简化为：

$$P = \frac{1}{2} P_1 |e^{j\phi_1} + e^{j\phi_2}|^2 = P_1 [1 + \cos(\phi_1 - \phi_2)] \quad (4)$$

相应合成效率为：

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

可见，当幅度相同，相位不同时，合成效率会有较大的浮动。

参照两路合成的计算方法，设四路合成器输入功率分别为 P_1 、 P_2 、 \dots 、 P_4 ，插入相位分别为 ϕ_1 和 ϕ_2 、 \dots 、 ϕ_4 ，为了简化分析，将 4 路信号分为两种极端情况[7]。

下面分别就幅度和相位进行分析，看它们的不一致对合成效率的影响：

相位一致（ $\phi_1 = \phi_2 = \dots = \phi_4 = \phi$ ），幅度不同：

4 路信号为两种极端情况，即只有最大值 P_1 和最小值 P_2 ，则总功率为：

$$P = \frac{1}{4} |4\sqrt{P_1} + 4\sqrt{P_2}|^2 = 2 |\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2}|^2 \quad (6)$$

合成效率为：

$$\eta = \frac{P}{P_1+P_2+\dots+P_4} = \frac{2 |\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2}|^2}{4P_1+4P_2} = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{P_1 P_2}}{P_1+P_2} \quad (7)$$

可见，相位一致，幅度不同时，撇开合成器的插损不计，4 路合成和 2 路合成的幅度不一致性对合成效率的影响是一样的。

幅度一致（ $P_1 = P_2 = \dots = P_4$ ），相位不同：4 路信号分为两种极端情况，即相位只有 ϕ_1 和 ϕ_2 两种情况，且相位差只有最大值 $\Delta\phi$ ，合成功率等式简化为：

$$P = \frac{1}{4} P_1 |4e^{j\phi_1} + 4e^{j\phi_2}|^2 = 4P_1 [1 + \cos(\Delta\phi)] \quad (8)$$

相应合成效率为：

$$\eta = \frac{P}{4P_1} = \frac{1}{2} [1 + \cos(\Delta\phi)] \quad (9)$$

幅度不同与合成效率的关系，如表 2 所示：

可见，当幅度一致，相位不同时，4 路合成器的合成效率会产生较大的浮动变化。

我们对 16 路合成计算比较，将各因素单独效率进行相乘得到总的合成效率，设 16 路合成器插损为 0.3dB，相位差 10 度，幅度不平衡 1.0dB，则两路合成总效率为：

$$75.9\% \times 99.67\% \times 97.99\% = 74.13\% \quad (10)$$

每路输入功率为 11W 时，输出功率为：

$$P_0 = 74.13\% \times (11 \times 16) = 130.468W = 51.16\text{dBm} \quad (11)$$

考虑到输出传输线及耦合器及滤波器接头有 0.4dB 的插入损耗，则功率放大器到输出的电平为 50.76dBm，即 119W，放大增益 72.3dB，均优于以往设备技术指标。

表 2. 信号相位差与合成效率的关系表

相位差 Q (度)	0	5	10	15	20	25	30
合成效率 η (%)	100	99.4	97.99	95.4	92.22	88.3	83.2
合成损耗 L (dB)	0	0.021	0.087	0.21	0.36	0.54	0.79

2.3 散热设计

由于卫星地面站的工作温度区间在 -40~+55℃ 范围内，因此热设计需要以 +55℃ 进行预设计；计算系统的热流密度为 24W/L 的风冷能实现此热流密度的自然散热。所以初步考虑采用强迫风冷散热[8]。风量估计

$$Q_f = \frac{\phi}{PC_p \Delta t} \quad (12)$$

Q_f ：实际所需风量：m³/s。

ϕ ：系统热耗，W。

C_p ：空气定压比热容 J/(kg·℃)，在海拔 5000 米时，空气的标准气压下降 50%，即为 $1.013 \times 105 \times 0.5$ 。

Δt ：空气的温升℃。

设空气温升为 25℃，计算系统所需风量。

计算得 $Q = 0.0105 \text{m}^3/\text{s} = 10.5 \text{L}/\text{s}$ 。

当环境温度为 55℃ 时，设各器件均和外壳接触良好，输入总风量为 12L/s，

散热器热沉选用铝镁合金，导热系数 180W/mk ，总散热面积为功率放大器模块的散热面积 $A=26$ （散热器宽度） $\times 38$ （散热器长度） $\times 2$ （双面散热） $+10$ （齿高） $\times 28$ （齿数量） $\times 38$ （散热器长度） $\times 2$ （双面散热） $=1976+34200=19760\text{cm}^2=2.17\text{M}^2$ 。

按照上述条件进行热仿真计算，得出结果如下：

环境温度为 55°C 时，功率放大器温升为 28.9°C ，功率放大器的温度约 $+83.9^\circ\text{C}$ ，功率放大器管芯温度为 $+100^\circ\text{C}$ ，远低于功率管结温 $+175^\circ\text{C}$ 。

因此按照上述功率放大器模块的消耗功率、风扇风量和散热器材料及结构进行设计，功率放大器模块可以在 55°C 的环境下正常工作。仿真结果示意图如图 6：

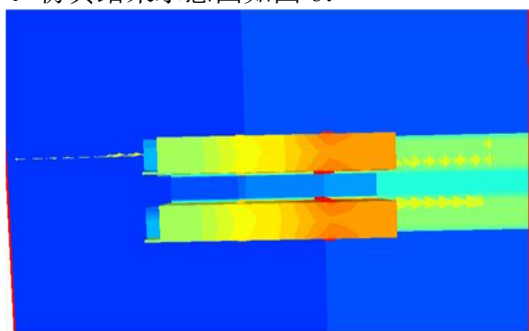


图 6. Ka 100W 固态功率放大器仿真分析示意图（环境温度 55°C ）

由于器件本身没有详细的布局，所以不能准确得到器件本身的结温，但可以估计的是，采用强迫风冷，能实现该系统的散热，保证 Ka 100W 固态功率放大器在 55°C 时的正常工作。

另外在本章节的研究设计中，我们充分考虑了系统布局的热设计需求，做到了以下几个方面，包括对发热量大的器件尽可能紧贴外壳安装；采用高导热系数的导热界面材料减小器件及壳体间的接触热阻；电路板尽可能多的铺铜；温度热敏感器件远离发热器件，必要时采取热隔离措施；优化系统及翅片的结构，优化风道，及选择合理的风扇，可进一步降低系统的温度，提高系统工作中热设计的可靠性。

3.应用于卫星地面站的指标论证与工程实现

本设计所测试的 Ka 频段功率放大器应用于卫星地面站中，Ka 频段功率放大器 1:1 备份，由 Ka 频段 100W 功率放大器模块 A、Ka 频段 100W 功率放大器模块 B、Ka 频段功率放大器输出切换单元模块等三部分电路组成；其中 Ka 频段 100W 功率放大器模块 A、Ka

频段 100W 功率放大器模块 B 互为热备份，Ka 频段功率放大器输出切换单元控制 Ka 频段 100W 功率放大器模块 A、Ka 频段 100W 功率放大器模块 B 互为热备份工作的功能。下面对应用于卫星地面站的 Ka 频段功率放大器进行指标论证和工程实现分析。

3.1 增益平坦度特性工程实现

增益平坦度主要受放大管的频率特性、级间匹配及输入、输出驻波的影响。在本设计中选取相位稳定性好、材质均匀的微波基板。微波基板的不均匀会导致相位的离散和增益的不稳定。为了保证微波电路的质量，我们选用的高介质陶瓷基板。根据各级微波管的 S 参数，我们首先用微波 CAD 软件进行仿真计算，设计出第一版电路，再通过调试加以完善并进行修改优化，制作出第二版电路[9]，重复上述过程并对电路进行微调后，正式确定设计的电路结构。此时，电路已经非常稳定可靠，具备高度的可生产性，可以满足应用于卫星地面站的指标的要求。

由于该功率放大器的工作频率较高、功率大对于电路的设计及结构的设计都对带内波动及增益平滑度产生恶化，对此我们采用了三维电磁场仿真包括腔体及匹配电路都使用 HFSS 软件进行系统的仿真确保物理结构产生谐振带来的带内波动及平滑度变化。最终我们设计的 Ka 频段功率放大器产品增益平坦度指标在 $(f_0 \pm 35\% \text{信道带宽})$ 频率范围内为 0.45dBp-p ，在 $(f_0 \pm 50\% \text{信道带宽})$ 频率范围内为 0.95dBp-p ，增益斜率为 $\pm 0.04\text{dB/MHz}$ ，设计满足工程应用要求。

3.2 功率稳定度特性工程实现

当功率放大器工作的环境温度发生变化时，会使功率放大器的增益发生变化，这主要取决于微波管及其周边器件的温度特性。为了解决这个问题，首先我们要选择温度特性好的器件，以减少温度变化的影响；其次要采用温补电路来弥补温度变化产生的影响；最后采用增益负反馈电路，即 ALC 电路来反向抵消由于温度变化带来的增益或者功率的变化，这就要求在设计增益和功率时要有足够的余量。ALC 控制电路框图如图 7：

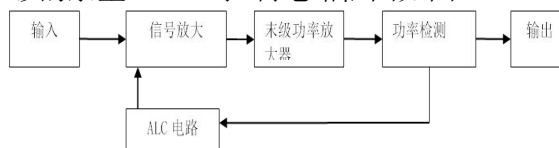


图 7.ALC 控制电路图

功率放大器设计内置 ALC 电路，输入最

大允许过电平 10dB 不损坏, 保证过饱和 5dB 时不损坏, 设计符合要求, 见 ALC 控制电路原理图, 当 ALC 启动时, 设置输出功率反馈到与检波功率值比较, 输出功率大时, ALC 自动增益控制增益降低, 输出功率小时, 反馈到功率检波到控制电路, 使输出增益变大, 输出功率监测精度 (输出及耦合输出) 为 $\pm 0.3\text{dB}$, 总精度使输出功率变化设计为 $\pm 0.3\text{dB}$; 满足设计要求。

3.3 三阶互调和 AM / PM 系数 (幅相变换) 特性工程实现

三阶互调和 AM / PM 系数 (幅相变换) 均为考核功率放大器线性的重要指标, 然而, 功率放大器的线性越好, 信号的失真就越小, 误码率也大大减小, 但必然使放大器的效率变差, 在同样的体积下放大器的可靠性降低, 它们是互为矛盾的指标[10]。在本设计中, 我们采用 FET 场效应功率管, 它工作在 A 类状态。

Ka 频段功率放大器要求 IMD3 大于 30dBc; 技术要求在 P-1dB (100W 的 AM-PM 转换小于 3° ; 为了满足技术指标, 我们对放大器进行了冗余设计, 其在输出端口的实际输出功率大于 50.3dBm, 经过实际测试表明, 我们设计测试出来的 Ka 频段 100W 功率放大器在回退 7dB 时, IMD3 大于 31dBc; Ka 频段 50W 功率放大器 AM-PM 系数小于 2.5° 。放大器的线性指标完全达到了工程实现的要求。

4.测试与数据分析

4.1 电磁兼容测试

机箱内部各个模块采用独立腔体, 各模块采用分腔设计, 不仅有效地抑制了对外辐射, 而且也提高了其抗干扰能力, 如图 8 所示。对射频电路进行合理化的功能子组件设计, 减小不同射频信号的相互再生出新的干扰信号辐射出组件, 射频处理中增加电磁兼容性滤波设计, 加强接地性能, 防止不同频率信号相互串扰。数字信号做滤波处理, 不同信号之间加单独分腔加盖板进行隔离, 降

低相互之间串扰。链路增益高, 放大器之间级联增加匹配, 增加隔离器, 避免自激。对于接口控制电路, 按信号特性进行分区处理, 印制板线缆输入输出接口远离高速信号线, 采用紧耦合并严格控制 50 欧姆阻抗匹配。QFN 封装器件就近接地并放置合适的去耦电容, 以有效避免地弹。避免平行走向信号线过长, 以减小串扰。为避免信号回路形成大面积区域环形天线, 引起电磁辐射, 关键信号进行地线保护。模块腔体采用六面金属外壳密封, AC/DC 变换器, 输出滤波器和输入滤波器合理布局可有效的防止电源对外界及外界对电源的辐射干扰, 从而提高组件辐射方面的通过性。由于电源主要干扰为传导干扰, 电源盒体采用六面金属外壳密封后, 不需再额外采用其它措施即可满足要求。

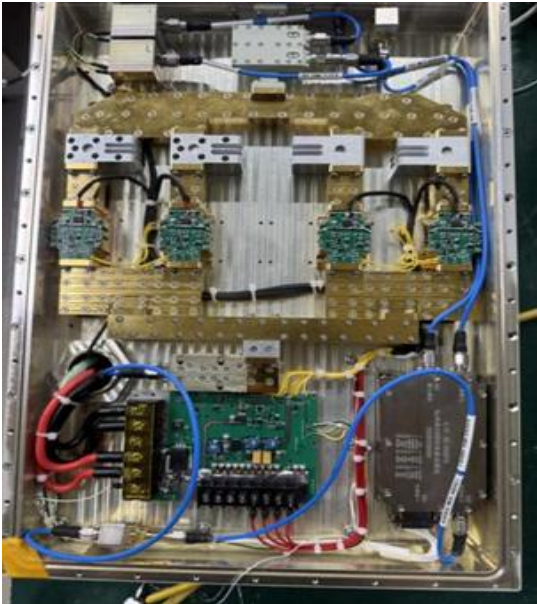


图 8.机箱内部装配电路图

4.2 实验数据分析

在封装完成后, 我们选择对两台功率放大器进行了对比测试, 功率放大器 1 是升级改造前的 GaAs 产品, 功率放大器 2 是本次设计所使用的 GaN 产品, 我们在同等实验条件下分别对两个器件进行了对比实验, 测试数据如表 3, 表 4 所示。

表 3.功率放大器性能指标测试记录表 1

序号	测试项目	功放 1 (GaAs)		
1	工作频率: 29.2GHz~30.2GHz	29.2	29.7	30.2
2	1dB 压缩点输出功率(P-1): $\geq 100\text{W}(50\text{dBm})$	50.5	50.3	50.1
3	增益: $\geq 65\text{dB}$	70.2	70.1	69.9
4	允许最大输入电平: 保证过饱和 5dB 时不损坏	5		
5	增益平坦度 在 $(f_0 \pm 35\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 0.5dBp-p	0.50		
	在 $(f_0 \pm 50\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 1dBp-p	0.95		

6	增益斜率: $\leq \pm 0.05\text{dB} / \text{MHz}$		± 0.03
7	增益调节范围: $\geq 30\text{dB}$, 调节步进: $\leq 0.5\text{dB}$		增益调节 $\geq 30\text{dB}$, 步进 $\leq 0.5\text{dB}$
8	输出功率(输出及耦合输出)检测精度: $\leq \pm 1\text{dB}$		± 0.58
9	耦合口耦合度: $41 \pm 1\text{dB}$		41.3
10	ALC 自动增益控制精度: $\leq \pm 0.5\text{dB}$		± 0.36
11	输入/输出驻波: ≤ 1.35		1.24/1.32
12	群时延	在($f_0 \pm 35\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 2ns	0.15
		在($f_0 \pm 50\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 4ns	0.73
		在($f_0 \pm 35\%$ 信道带宽)频率范围内波动不超过 0.8nsp-p	0.14
13	谐波抑制: $\leq -60\text{dBc}$		-65
14	AM / PM 系数: $< 3^\circ / \text{dB}$ (输出 50W)		2.45
15	三阶互调: $\leq -30\text{dBc}$		-33.9
16	功率稳定度: $\leq \pm 0.25\text{dB} / 24\text{h}$ (开启 ALC, 温差 30 度范围内)		± 0.24
17	噪声功率谱: 17.7~21.25GHz: $\leq -129\text{dBW}$ 或 $-99\text{dBm}/4\text{KHz}$		-102

表 4.功率放大器性能指标测试记录表 2

序号	测试项目		功放 2 (GaN)		
1	工作频率: 29.2GHz~30.2GHz		29.2	29.7	30.2
2	1dB 压缩点输出功率(P-1): $\geq 100\text{W}(50\text{dBm})$		50.3	50.4	50.1
3	增益: $\geq 65\text{dB}$		71.7	72.3	71.4
4	允许最大输入电平: 保证过饱和 5dB 时不损坏		5		
5	增益平坦度	在($f_0 \pm 35\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 0.5dBp-p	0.46		
		在($f_0 \pm 50\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 1dBp-p	0.76		
6	增益斜率: $\leq \pm 0.05\text{dB} / \text{MHz}$		± 0.02		
7	增益调节范围: $\geq 30\text{dB}$, 调节步进: $\leq 0.5\text{dB}$		增益调节 $\geq 30\text{dB}$, 步进 $\leq 0.5\text{dB}$		
8	输出功率(输出及耦合输出)检测精度: $\leq \pm 1\text{dB}$		± 0.54		
9	耦合口耦合度: $41 \pm 1\text{dB}$		41.2		
10	ALC 自动增益控制精度: $\leq \pm 0.5\text{dB}$		± 0.33		
11	输入/输出驻波: ≤ 1.35		1.22/1.31		
12	群时延	在($f_0 \pm 35\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 2ns	0.12		
		在($f_0 \pm 50\%$ 信道带宽)频率范围内不超过 4ns	0.52		
		在($f_0 \pm 35\%$ 信道带宽)频率范围内波动不超过 0.8nsp-p	0.13		
13	谐波抑制: $\leq -60\text{dBc}$		-63		
14	AM / PM 系数: $< 3^\circ / \text{dB}$ (输出 50W)		2.44		
15	三阶互调: $\leq -30\text{dBc}$		-32.5		
16	功率稳定度: $\leq \pm 0.25\text{dB} / 24\text{h}$ (开启 ALC, 温差 30 度范围内)		± 0.23		
17	噪声功率谱: 17.7~21.25GHz: $\leq -129\text{dBW}$ 或 $-99\text{dBm}/4\text{KHz}$		-102		

通过对比实验,我们可以看到在不同的频点,功率放大器的增益指标提高了 1.5dB-2.2dB 不等,增益平坦度、增益斜率、群时延、三阶互调、功率稳定度等指标都有所提升。耦合口耦合度和噪声功率谱指标提升不多,但不影响实际应用。

5.结论

本文通过对比两款放大器可以看出,GaN 功率放大器性能指标有了较大的提升,在功放模块中采用该电路,可减少功放模块的功率合成次数和合成损耗,在保证功放电路增益的同时,提高了输出功率。本次研究实现

了在卫星地面站中功率放大器设备的改进与升级,为卫星地面站设备选择和部署以及测试验证试验提供了参考,有利于功率放大器应用于卫星地面站技术的快速发展和提升。

参考文献

- [1] Kris Kong, Ming-Yih Kao, Sabyasachi Nayak. Miniaturization of Ka-band High Power Amplifier by 0.15um GaN MMIC Technology. IEEE MTT-S Digest, 2014, 30(16): 62-64.
- [2] Duy P. Nguyen, Anh-Vu Pham. An Ultra Compact Watt-Level Ka-Band Stacked-FET

- Power Amplifier[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 26(7): 516-518.
- [3] Navid Hosseinzadeh, Ali Medi. Wideband 5W Ka-Band GaAs Power Amplifier. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2016, 28(8): 622-624.
- [4] Duy P. Nguyen, Thanh Pham, Anh-Vu Pham. A Ka-band Asymmetrical Stacked-FET MMIC Doherty Power Amplifier. Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2017, 13(20).
- [5] 赵泽平, 陈志春, 林启华. 多通道卫星通信接收机系统射频架构设计与仿真[J]. 长江信息通信, 2022, 35 (2) : 96-99.
- [6] 王颖, 董士伟, 董亚洲, 等. 微波无线能量传输功率放大器效率提升的设计方法研究[J]. 空间电子技术, 2023, 20 (3) : 24-28.
- [7] 刘天韵, 刘少斌. 基于谐波抑制的小型化高效率功率放大器设计[J]. 电子技术应用, 2023, 49 (2) : 97-101.
- [8] 张野, 赵世巍, 张祖强. 基于谐波控制的高效线性功率放大器设计[J]. 电子元件与材料, 2023, 42 (3) : 361-366
- [9] Hao Yue, Yang Ling, Ma Xiaohua, et al . High-Performance Microwave Gate-Resonant AlGaIn/AlIn/GaN MOS-HEMT With 73% Power-Added Efficiency . Electron Device Letters, 2011, 32 (5) : 626-628.
- [10] 陈伟伟, 陈焱, 菊卫东, 等. 星用 X 频段调制功率放大模块设计[J]. 空间电子技术, 2018(4): 13-16.