

在航空航天应用中使用 AFE11612-SEP 偏置 GaN 和 LDMOS 射频功率放大器



Erin Guthrie

摘要

本应用手册详细介绍了 AFE11612-SEP 的基本功能以及在航天级应用中用于射频功率放大器电压偏置时的优势。本报告回顾了功率放大器偏置和支持电路的基础知识。

内容

1 LDMOS 和 GaN 功率放大器 FET PA 基础知识.....	2
2 V_{GS} 补偿.....	3
3 时序控制.....	4
4 集成 PA 偏置解决方案.....	5
5 负 GaN 偏置.....	6
6 V_{DRAIN} 开关电路.....	7
7 受控栅极时序控制电路.....	8
8 V_{DRAIN} 监控.....	10
9 I_{DQ} 监控.....	10
10 外部负电源监控.....	11
11 PA 温度监控.....	12
12 总结.....	12
13 参考文献.....	13

插图清单

图 1-1. GaN 和 LDMOS FET.....	2
图 1-2. FET V_D 、 I_{DS} 和 V_{GS} 行为.....	2
图 2-1. GaN PA V_{GS} 偏置电压与温度间的关系 (保持恒定的 I_{DS}).....	3
图 3-1. GaN 电源时序.....	4
图 4-1. AFE11612-SEP 典型应用.....	5
图 5-1. 差分运算放大器电路.....	6
图 5-2. 差分运算放大器输出.....	6
图 6-1. V_{DRAIN} 启用电路.....	7
图 6-2. V_{DRAIN} 启用图.....	7
图 7-1. PA_ON 电路.....	8
图 7-2. PA_ON 数字逻辑表示.....	8
图 7-3. PA_ON 电源序列控制.....	9
图 8-1. V_{DRAIN} 监控电路.....	10
图 9-1. I_{DQ} 监控电路.....	10
图 10-1. V_{SS} 监控电路.....	11
图 11-1. 远程温度监控电路.....	12

表格清单

表 7-1. PA_ON 真值表.....	8
表 12-1. 器件建议.....	12

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 LDMOS 和 GaN 功率放大器 FET PA 基础知识

大多数射频 (RF) 天线系统的射频发送器设计都采用功率放大器 (PA)。许多航空航天应用包括天线系统，例如：

- 雷达
- 雷达成像有效载荷
- 通信有效载荷
- 遥测

射频天线系统中部署 PA 偏置电路，可确保实现以下两点。首先，放大器的功率输出是已知且受控的；其次，系统安全上电和断电，可降低 PA 损坏的风险。PA 设计通常采用氮化镓 (GaN) 或横向扩散 MOSFET (LDMOS) 晶体管。GaN 和 LDMOS FET (场效应晶体管) 的功率输出取决于流经器件 (从漏极流向源极) 的电流 (I_{DS})。

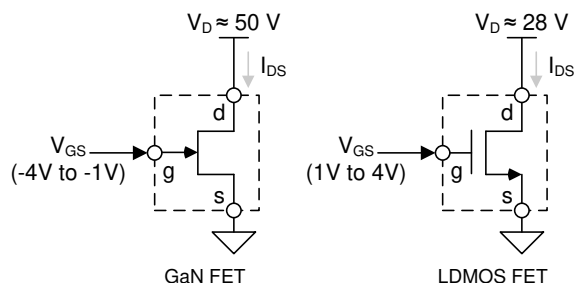


图 1-1. GaN 和 LDMOS FET

I_{DS} 由几个变量确定：漏极电压 (V_D 或 V_{DRAIN})、栅极电压 (V_{GS}) 和温度。图 1-2 展示了 GaN PA 的 I_{DS} 值与 V_{DRAIN} 和不同 V_{GS} 电压之间的关系示例。 V_{GS} 电压越高， I_{DS} 越高，或者说放大器的功率越大。当 V_{GS} 足够低时，PA 允许几乎为零的 I_{DS} 电流。该 V_{GS} 电压称为夹断电压。此外， I_{DS} 还取决于 V_{DRAIN} ，但大多数设计人员不会更改 V_D ，而是使用优选的 V_{DRAIN} 电压值来获取所需的功率级别。对于 GaN PA 和 LDMOS PA， V_{DRAIN} 值通常分别为大约 50V 和 28V。

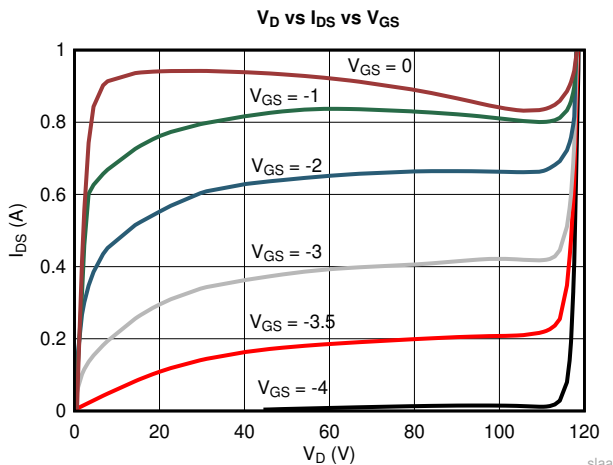


图 1-2. FET V_D 、 I_{DS} 和 V_{GS} 行为

2 V_{GS} 补偿

I_{DS} 取决于 PA 的温度。由热漂移导致的 I_{DS} 变化需要通过调整系统中其他两个变量之一来补偿 PA： V_{DRAIN} 或 V_{GS} 。尽管在不同的射频应用中调整 V_{DRAIN} 的原因有很多，但与 V_{DRAIN} 电压的变化相比，输出功率的响应非常低，如图 1-2 所示。调整 V_{GS} 可实现更快的响应时间和输出功率总振幅，因此更适用于温度补偿和其他应用。

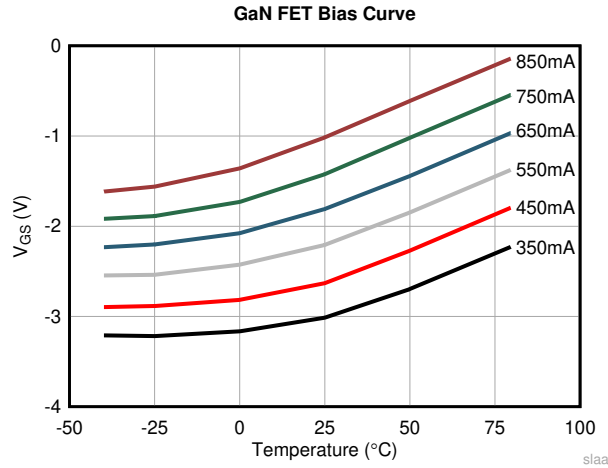


图 2-1. GaN PA V_{GS} 偏置电压与温度间的关系 (保持恒定的 I_{DS})

图 2-1 展示了需要调整 V_{GS} 以确保在热漂移情况下具有静态 I_{DS} 。使用这些 PA 的应用需要实施此类补偿，从而确保严格控制天线系统的功率。 V_{GS} 补偿可通过测量 PA 温度或使用分流器测量 I_{DS} 并相应地调整 V_{GS} 来实现。

3 时序控制

必须在受控例程中为 PA 上电和断电，从而防止在施加 V_{DRAIN} 后 V_{GS} 电压过高。这种状态会导致 PA 在饱和模式下运行，可能会对 PA 或其所在的电路板造成热损坏。需执行以下步骤，为 PA 上电：

1. 首先，对 PA 施加 V_{GS} 信号。 V_{GS} 电压必须转换为 V_{GS} 夹断电压或更低电压。这可确保在施加 V_{DRAIN} 电压时，栅极已处于低电平。
2. 接下来，启用漏极电压电源并允许将 V_{DRAIN} 充电至标称值（例如，50V）。由于 V_{GS} 等于夹断电压，因此 I_{DS} 必须为最小值。
3. 施加 V_{DRAIN} 后，增大 V_{GS} 偏置电压，以便设置所需的 PA 功率输出。
4. 最后，启用射频信号。这样，PA 即可发送信号。

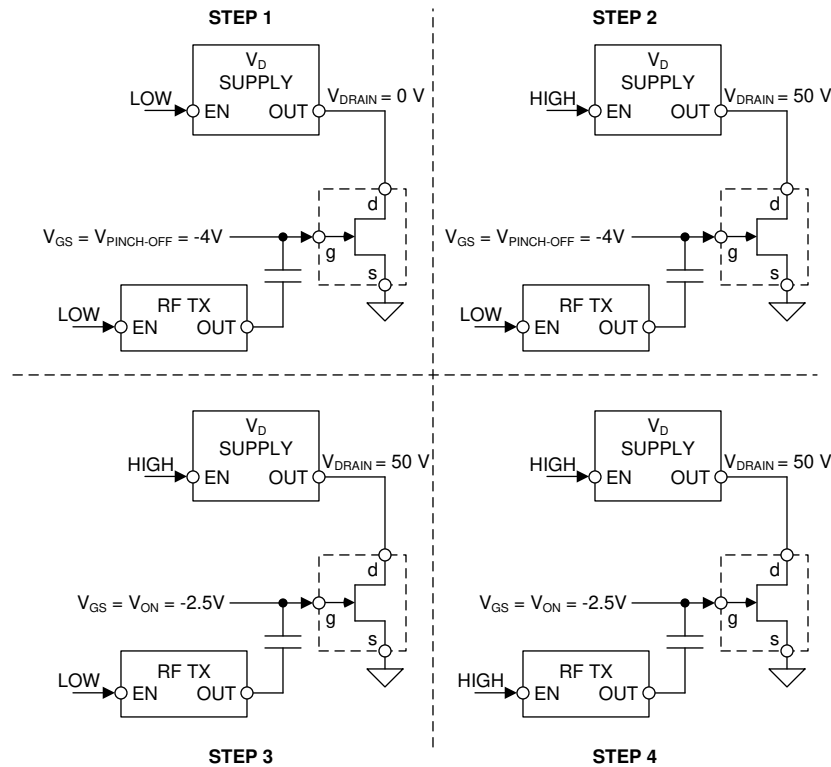


图 3-1. GaN 电源时序

通过倒序执行上电步骤即可安全关断 PA。

1. 禁用来自 PA 的射频信号。
2. 将 V_{GS} 电压降至夹断电压值，从而消除 PA 的功率输出。
3. 通过向漏极电源发送禁用信号来禁用 V_{DRAIN} 电压。
4. 最后，由于 PA 被完全禁用，可允许 V_{GS} 电压崩溃至接地。

4 集成 PA 偏置解决方案

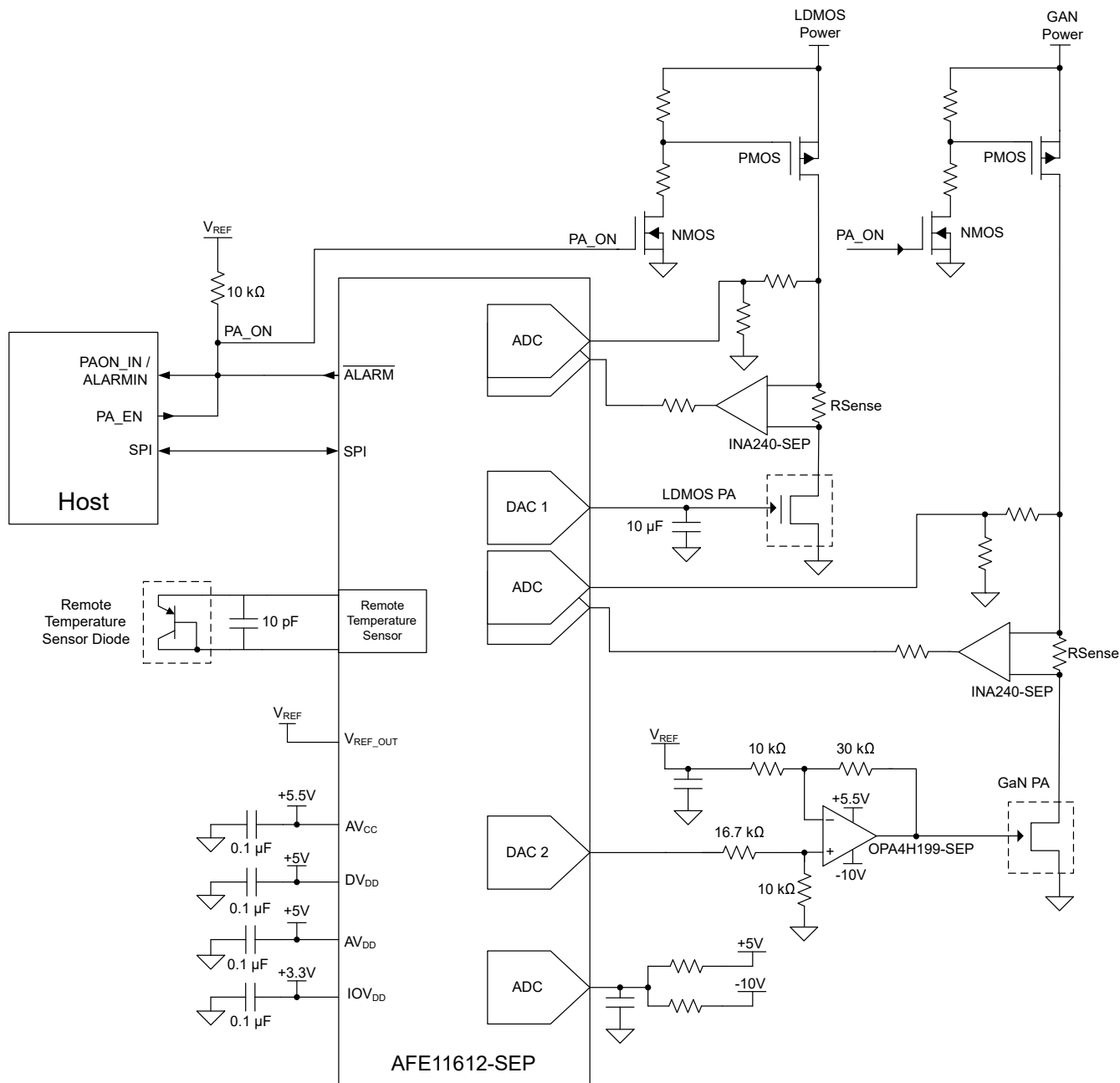


图 4-1. AFE11612-SEP 典型应用

AFE11612-SEP 是一款集成式功率放大器偏置解决方案，具有精密数模转换器 (DAC)，可实现对多达 12 个 LDMOS PA 的 V_{GS} 控制，并支持具有附加电路的 GaN PA。该器件还具有强大的 PA 监控和保护功能，并且针对两个远程温度传感器以及十六个模数转换器 (ADC) 输入中的四个提供可编程阈值。

应用中使用的其他器件包括一个双极电源电压范围为 40V 的运算放大器 (OPA4H199-SEP) 和一个共模电压范围为 -4V 至 80V 的电流检测仪表放大器 (INA240-SEP)。

5 负 GaN 偏置

AFE11612-SEP 具有 12 路 12 位 DAC。该器件具有 2.5V 内部基准电压，可将 DAC 输出范围调节为 0V 至 5V。GaN PA 需要正确偏置负栅极电压，并且夹断电压比导通电压更小。通过使用由负电源 (V_{SS}) 供电的差分运算放大器电路，可以将 DAC 输出转换为负电压。以下电路使用运算放大器 OPA4H199-SEP 将 5V 输出范围执行偏移并调整为 -7.5V 至 0V。差分运算放大器电路用于在警报关断时保护 PA。在警报状态下，DAC 将电压驱动至 0V。差分电路向 GaN 栅极输出 -7.5V 电压，从而确保 GaN PA 关闭。由于在警报状态下，关闭状态将输出驱动至 0V，会损坏 PA，因此不建议使用反相放大器配置。

AFE11612-SEP 2.5V 基准输出为差分电路提供失调电压。电路中选择电阻器需要提供 -7.5V 至 0V 的输出范围，同时不会显著增加 V_{REF} 的负载。OPA4H199-SEP 具有 40V 的电源电压范围，如果需要，可对电路进行修改以支持具有更大负电压的应用。

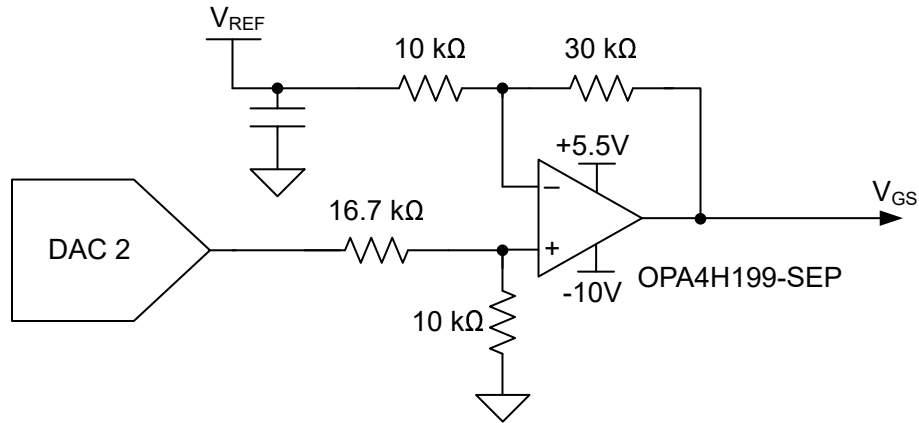


图 5-1. 差分运算放大器电路

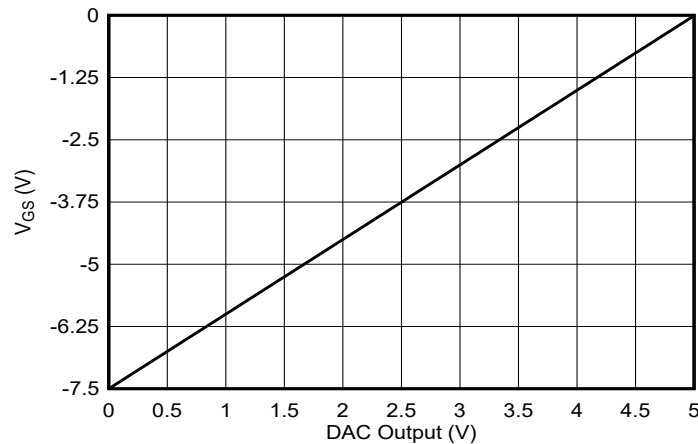


图 5-2. 差分运算放大器输出

6 V_{DRAIN} 开关电路

V_{DRAIN} 保护电路使用 NMOS 和 PMOS 晶体管来禁用施加到 PA 漏极的电压。此 PA_ON 电路充当一个高压开关。在启动、关断和警报事件期间的关键时刻，应禁用 V_{DRAIN} 。本设计使用该 NMOS 和 PMOS 电路来实现这一点。将下一节中介绍的 PA_ON 电压施加到 NMOS 栅极时，电路会导通以允许 V_{DRAIN} 通过 PMOS。理想情况下，选择 V_{GS} 电压低于 2.5V 的 NMOS，因为 PA_ON 电路使用 AFE11612-SEP 外部 2.5V 基准作为其数字输出电压电平。

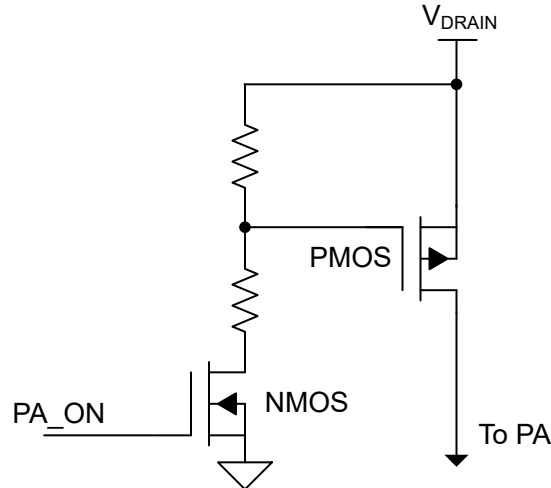


图 6-1. V_{DRAIN} 启用电路

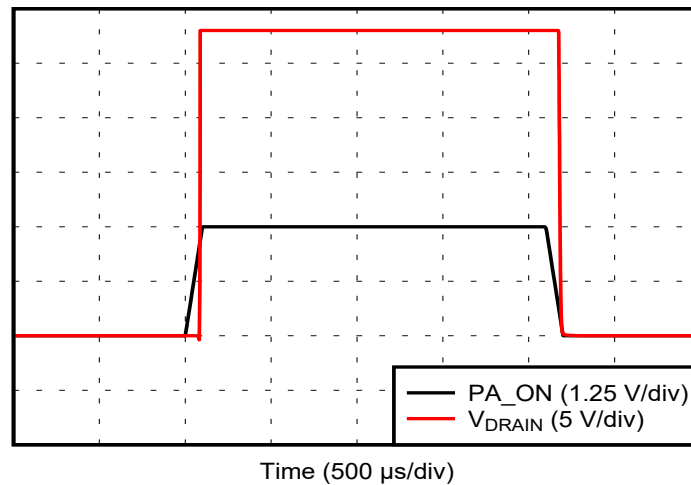


图 6-2. V_{DRAIN} 启用图

7 受控栅极时序控制电路

在启动、关断和警报条件下控制 PA 以确保 PA 在这些事件发生期间不会损坏，这一点非常重要。受控栅极时序控制电路使用开漏信号来控制 PA。开漏配置允许通过多个数字和模拟信号相互之间进行“与”运算来控制 PA_ON 信号，非常适合这种情况。在启动、关断和警报事件期间，PA_ON 置为低电平，同时允许主机进程禁用漏极。这是通过有效地创建关键信号的三输入逻辑与门来实现的：V_{REF}、主机 PA_EN 和 ALARM。

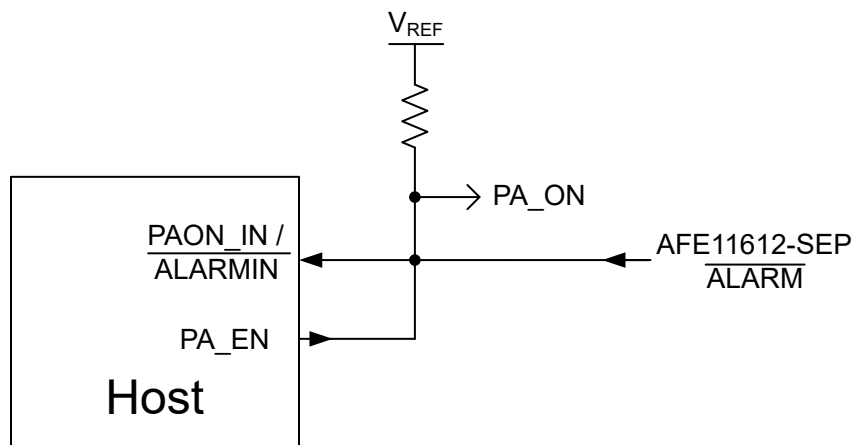


图 7-1. PA_ON 电路

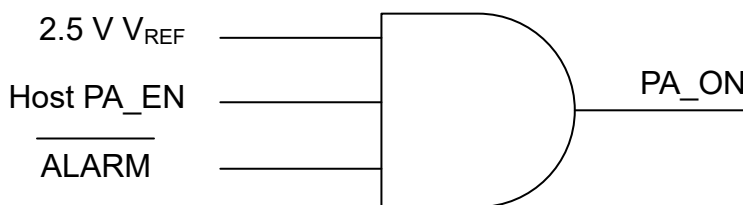


图 7-2. PA_ON 数字逻辑表示

V_{REF} 用作 PA_ON 的电压电源，可确保在启动时，PA 不会对其施加漏极电压，因为在 AFE11612-SEP 启动后，V_{REF} 必须由主机控制器启用。同样，在 AFE11612-SEP 关闭后，由于 V_{REF} 关断，PA 也不会对其施加漏极电压。来自 AFE11612-SEP 的 ALARM 信号为开漏信号，允许电路在 AFE11612-SEP 检测到任何警报时，强制 PA_ON 为 0V。最后，主机微控制器可选择关闭 PA_ON。以下真值表显示了所有数字输出如何与 PA_ON 相互作用。

表 7-1. PA_ON 真值表

VREF	PA_EN	ALARM	PA_ON
0V	X	X	0V
2.5V	高阻态	高阻态	2.5V
2.5V	L	高阻态	0V
2.5V	高阻态	L	0V
2.5V	L	L	0V

在启动和关断时，可通过将 PA_ON 上拉至 V_{REF}，对其进行控制。AFE11612-SEP 内部 2.5V 基准电压在启动时未启用，因此初始 0V 输出可防止 PA 在启动时导通。主机先初始化器件，给 V_{REF} 上电，然后使用主机的 PA_EN 数字输出控制 PA_ON。以下是 PA_ON 上电序列的示例：

1. 初始化 AFE11612-SEP。这将打开 V_{REF}。在启动时无警报的状态下，ALARM 引脚为高阻态。主机将 PA_EN 拉至低电平以使 PA 保持关闭状态。
2. 接下来，打开漏极电源。主机将 PA_EN 设置为高阻态，将 PA_ON 设置为 2.5V 并打开 PA。
3. 第三，显示警报条件。ALARM 变为 0V，关闭 PA_ON，从而关闭 PA 以对其进行保护。
4. 第四，清除警报条件。ALARM 返回到高阻态，并且 PA_ON 打开。

5. 最后，在器件断电之前，可以通过主机控制器安全地关闭 PA_ON，然后为 AFE11612-SEP 断电。

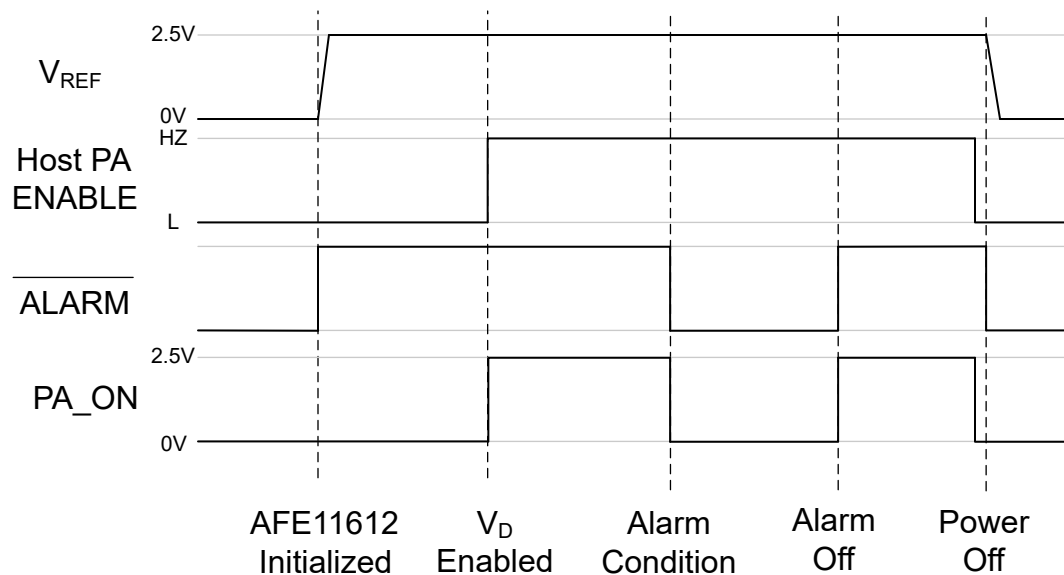


图 7-3. PA_ON 电源序列控制

8 V_{DRAIN} 监控

监控 V_{DRAIN} 电压，用于确保 PA 漏极电源在预期电压下运行，这一点非常重要。由于 ADC 的电压范围选择为 0V 至 2.5V 或 0V 至 5V，因此需要使用电阻分压器来正确调节 V_{DRAIN} 电压。这可以通过使用 AFE11612-SEP 中的集成逐次逼近寄存器 (SAR) ADC 来实现。SAR ADC 具有内部采样电容器，每次进行 ADC 转换时都必须对该电容器充电。该电容器必须在样本采集时间内充电，从而确保 ADC 正确测量电压。实现方法是使用电荷桶滤波器和大约 1nF 的外部电容器 (C_{FILT})。必须限制电阻分压器的阻抗，在理想情况下，该阻抗值应低于 10kΩ，以便允许足够的电流为采样电容器充电。

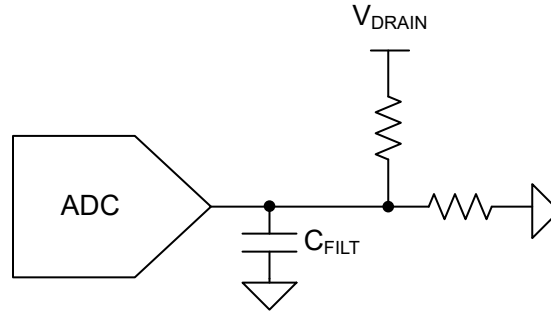


图 8-1. V_{DRAIN} 监控电路

9 I_{DQ} 监控

监控漏极静态电流 (I_{DQ}) 可以检测 PA 是否高效地传导所需的电流。可使用外部 INA 将电流测量值转换为 AFE11612-SEP 的电压输出。此示例电路中使用的 INA 是 INA240-SEP，其增益为 20V/V。使用以下公式计算电阻器两端的理想电压差，其中 V_{DIFF} 是 INA 输入上的最大差分输入电压，V_{OUT} 是 2.5V 或 5V 的 ADC 范围，增益为 20V/V。通过计算得出，针对 2.5V ADC 范围和 5V ADC 范围，电阻器上的最大电压差分别为 125mV 和 250mV。

$$V_{DIFF} = V_{OUT} / GAIN$$

接下来，使用以下公式来计算电阻。R_{SENSE} 是分流电阻器值；V_{DIFF} 是之前计算得出的最大压降 125mV 或 250mV；I_{DQ_MAX} 是功率放大器的最大电流消耗。

$$R_{SENSE} = V_{DIFF} / I_{DQ_MAX}$$

与 V_{DRAIN} 监控电路类似，电流充电需要一个外部 RC 滤波器。

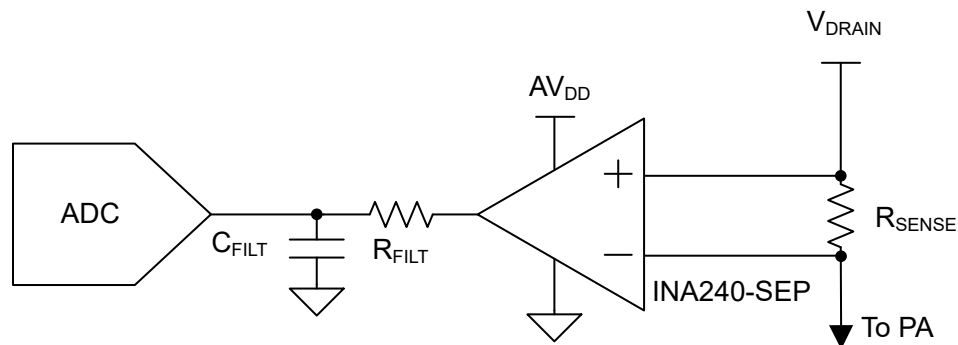


图 9-1. I_{DQ} 监控电路

10 外部负电源监控

如果 V_{GS} 电势增加到过高值而导致 PA 饱和，GaN PA 可能会受损。这种情况可能会在以下条件下发生： V_{SS} 电源崩溃（意味着它会转换至 0V），差分运算放大器电路需要负电源。因此，监控 V_{SS} 电源是否发生崩溃事件至关重要。可以使用一个由外部基准电压（例如，用于器件模拟电源的 5V 电压）偏置的简单电阻分压器来完成监控，从而将负 V_{SS} 电源电压调节至 ADC 输入范围。如果外部 5V 电源崩溃，则会关断 AFE11612-SEP，从而关断 PA_ON 电路。在外部 5V 电源崩溃的情况下，可以添加齐纳二极管来提供额外的保护。

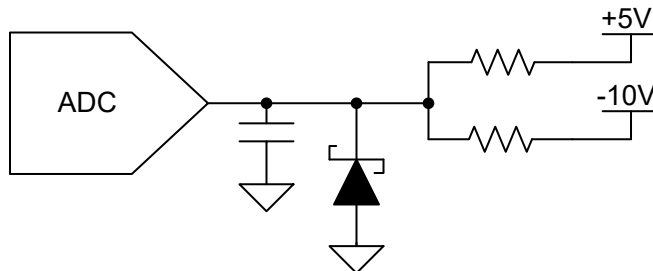


图 10-1. V_{SS} 监控电路

11 PA 温度监控

AFE11612-SEP 具有两组远程温度传感器输入，可用于监控放置在 PA 附近的两个连接有二极管的晶体管的温度。这两个温度传感器具有可编程警报阈值，用于触发警报状态并禁用 PA_ON。

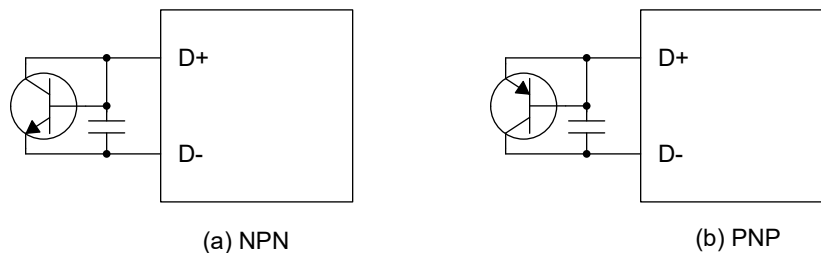


图 11-1. 远程温度监控电路

12 总结

功率放大器行为的细微差别使得分立式 V_{GS} 补偿解决方案复杂且成本高昂。AFE11612-SEP 在简化解方案的同时，增加了用于启动和关断时序控制的栅极监控、 V_{DRAIN} 监控、温度监控以及电源崩溃检测等有益特性，因此物超所值。

表 12-1. 器件建议

器件	优化参数	电离辐射总剂量 (TID) 特征值	单粒子锁定 (SEL) 特征值
AFE11612-SEP	具有 16 路 12 位 ADC 输入的航天增强型 12 路 12 位 DAC。	20krad(SI)	在 125°C 下的抗扰度为 43MeV-cm ² /mg
OPA4H199-SEP	航天增强型高电压四路输出运算放大器。	30krad(SI)	在 125°C 下的抗扰度为 43MeV-cm ² /mg
INA240-SEP	航天增强型宽共模范围电流检测放大器。	20krad(SI)	在 125°C 下的抗扰度为 43MeV-cm ² /mg

13 参考文献

- 德州仪器 (TI), [AFE11612-SEP](#) 具有多通道 ADC、DAC 和温度传感器的抗辐射模拟监测器和控制器, 数据表。
- 德州仪器 (TI), [OPA4H199-SEP](#) 采用增强型航天塑料封装的 40V、耐辐射、轨到轨输入/输出、低失调电压、低噪声运算放大器
- 德州仪器 (TI), [INA240-SEP](#) 采用增强型航天塑料封装的宽共模范围、高侧和低侧、双向、零漂移电流检测放大器
- 德州仪器 (TI), [功率放大器 FET 偏置电压的温度补偿](#), 应用手册。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司