

# 开关电源环路中的TL431

■ 安森美半导体产品线应用工程总监 Christophe Basso

**编者按：**环路控制对任何开关电源的设计都是重要的。可惜的是，需要准时发布产品的工程师面对时间的压力，往往忽略这个重要的设计阶段，以为实验室中的反复试错阶段就足够。但生产环节的产品失效会让他们痛苦地想起需要理解及补偿所有元件所起的作用。TL431就是这些元件中的一种，而现有技术文献中对TL431着墨不多，这为工程师的工作带来障碍。因此，本刊将于三、四、五、六月连载4篇系列技术文章，来专门探讨TL431在环路控制中的应用。其中，第一篇文章将探讨TL431器件的内部结构，详细描述它的偏置条件会如何降低环路的性能。第二篇文章将重点讨论TL431在补偿环路中的实际应用。第三篇文章将介绍如何用TL431实现2类补偿器以及它的优缺点。第四篇文章在前面实现1、2类补偿器的基础上，针对TL431并不太有利于实现3类补偿器设计的问题，提出简单的构想，以与所观测到交流输入完全解耦的外部直流偏置来消除快通道。这样一来，设计工作得到简化，类似于采用运放来构建传统的3类补偿器。

**摘要：**本文介绍了TL431的内部示意图，讨论了TL431这一器件的一些基本操作，并对一些重要参数的设定进行了分析。

**关键词：**TL431；开关电源；参考电源；偏置电流

要的。偏置点来自简单的仿真设置，而在仿真设置中TL431被用作参考电压。这种配置意味着参考点ref与阴极k之间存在着连接，而阳极a接地，使得这器件充当有源2.5V齐纳二极管。

有关环路补偿的技术文献中提供了大量应用运算放大器(简称“运放”)的补偿器设计示例。如果运放确实代表着一种可产生误差信号的途径，业界针对补偿器这一功能的选择多年来已经发生了变化：几乎所有消费类电源都含有一颗三端可调分流稳压器TL431，这一器件置于隔离次级端，通过光耦合器将误差信号反馈至初级端。尽管TL431与其运放“成员”相似，但围绕TL431的补偿器设计需要对器件操作具有深刻的理解。本文将探讨TL431器件的内部结构，详细描述它的偏置条件会如何降低环路性能。

论这个元件在电源环路中的使用之前，理解这个器件如何操作是很重

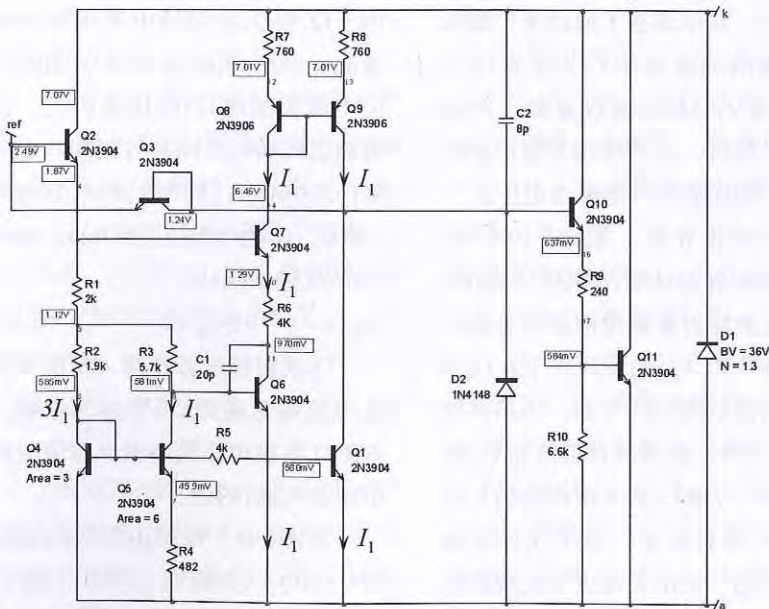


图1 安森美半导体典型TL431器件的内部示意图，其中电压和电流的偏置点被均衡捕获

## 基于带隙的元件

图1所示为采用双极技术制造的TL431的内部示意图。在详细讨



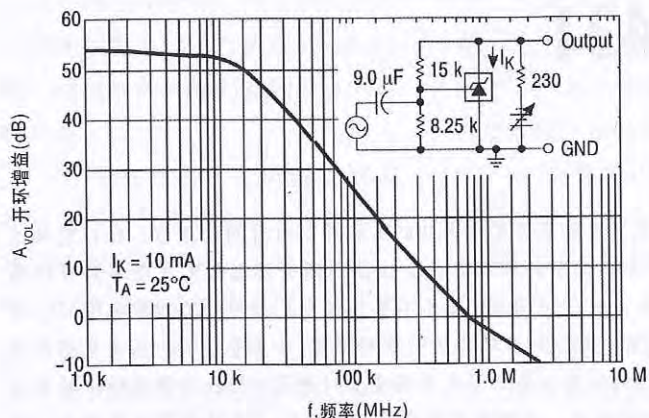


图2 为TL431连接230Ω电阻负载进行的交流测试，注入电流约为10mA

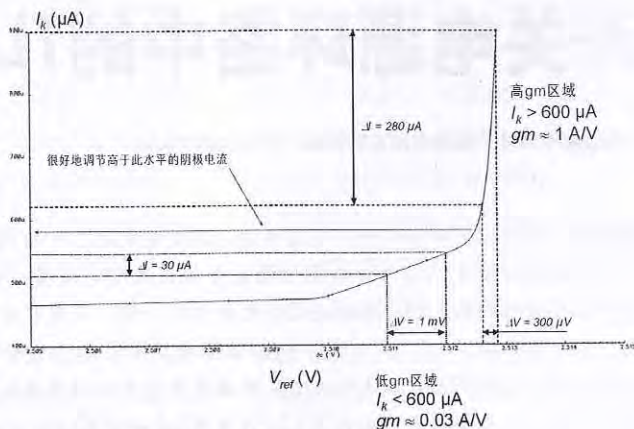


图3 晶体管级TL431模型仿真结果

在典型的环路控制配置中，TL431在其ref引脚观测到输出电压的一部分，并将其转换为阴极和阳极之间的输出端灌入电流。这样一来，这器件可被视作跨导放大器。TL431的内部参考电路围绕一种称作带隙的流行结构工作。对带隙的介绍已超出本文探讨的范围，但简单地说，其原理在于通过受正温度系数影响的热电压 $V_T$ 来平衡结点（晶体管 $V_{BE}$ ）的负温度系数。当相加到一起时，这些电压实现很好的补偿，构成温度补偿参考电压。

为简化分析，假定TL431中使用的所有晶体管的电流增益 $\beta$ 很高，这意味着基极电流可以忽略不计。操作TL431的秘诀在于在 $Q_9$ 和 $Q_1$ 之间营造微妙的平衡：当条件符合时，如 $V_{out}$ 到达其目标值而 $V_{ref}$ 等于2.5V， $Q_9$ 和 $Q_1$ 都共用相同的电流 $I_1$ ， $V_{ka}$ 保持恒定。这个条件出现任何变动，如由设定点变化或稳压转换器输出功率需求增加引起了变动，就会使 $Q_9$ 消耗更多电流，或使 $Q_1$ 增加灌入电流，从而改变由 $Q_{10}$

和 $Q_{11}$ 构造的输出达林顿配置的偏置。这个动作会降低或升高 $V_{ka}$ ，并使得连接至电源环路中TL431器件阴极的LED二极管的电流出现变化。

在平衡时，如果忽略基极电流，由 $Q_8$ 和 $Q_9$ 导致的电流镜会使电流 $I_1$ 加倍，而 $I_1$ 也流经 $Q_7$ 和 $Q_6$ 。由于 $Q_1$ 和 $Q_4$ 之间的电流镜布局的缘故，流入 $Q_4$ 的电流与 $Q_1$ 相同，但电流值按照1:3的比例扩大。这可通过 $R_2$ 和 $R_3$ 之间具有相同的电压降（ $\approx 530\text{mV}$ ），同时 $R_2$ 的电阻值为 $1.9\text{k}\Omega$ ， $R_3$ 的电阻值为 $5.7\text{k}\Omega$ ，是以1:3的比例来确认。

$$I_{CQ} = \frac{I_{CQ4}}{3} = I_{CQ1} = I_1 \quad (1)$$

$Q_7$ 在射极配置连线，帮助保护 $Q_6$ 电压偏置免受 $k$ 极变异的影响，否则 $Q_6$ 集极电压值会变成原值的两倍减去 $V_{BE}$ 后的值。

在图1中，带隙由相关的晶体管 $Q_4$ 和 $Q_5$ 以及射极电阻 $R_4$ 一起构成。 $Q_4$ 和 $Q_5$ 这两个器件的面积参数显示 $Q_4$ “等同于”3个并联的晶体管，而 $Q_5$ 则由6个并联的晶体管构

成。换句话说，由于相应的面积参数分别为6和3，晶体管 $Q_5$ 的射极大小是晶体管 $Q_4$ 射极大小的2倍。因此，不仅是它们射极中的电流密度 $J$ 具有关联性（ $J_4=6J_5$ ），且它们的饱和电流 $I_S$ 也由下面的公式来确定。

$$I_{S,Q5}=2I_{S,Q4} \quad (2)$$

### 参考电压

接下来介绍如何精确地计算TL431中的2.5V参考电压。要做到这一点，需要从流经 $Q_4$ 和 $Q_5$ 的电流值开始着手。利用平衡关系，可知 $Q_1$ 中流过的电流为 $I_1$ ， $Q_4$ 中流过的电流为 $3I_1$ （参见等式1），但得益于电阻 $R_2$ 和 $R_3$ 之比， $I_1$ 也自然流经 $Q_5$ 。能够写出下面公式，描述 $Q_4$ 、 $Q_5$ 的基极和阳极之间的电压差。

$$V_{BE4}=V_{BE5}+I_1R_4 \quad (3)$$

双极晶体管的基极-射极电压（ $V_{BE}$ ）能够依照下面公式，根据集极电流 $I_C$ 进行计算。

$$V_{BE} = V_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) \quad (4)$$

其中，在27℃室温或300开氏



温度时,  $V_T = \frac{kT}{q} \approx 25\text{mV}$ 。在这个等式中,  $I_S$  是晶体管饱和电流(与其射极大小直接成正比),  $k$  是玻尔兹曼常数( $1.38 \times 10^{-23}$ ), 而  $q$  是电子电荷, 为  $1.60 \times 10^{-19}\text{C}$ 。

从公式(2)可知,  $Q_5$  的饱和电流是  $Q_4$  饱和电流的2倍。因此, 可以在公式(3)中更新和替代公式(4)。

$$V_T \ln\left(\frac{3I_1}{I_S}\right) = V_T \ln\left(\frac{I_1}{2I_S}\right) + R_4 I_1 \quad (5)$$

重新排列公式(5), 并对  $V_T$  进行因数分解, 得到

$$V_T \left[ \ln\left(\frac{3I_1}{I_S}\right) - \ln\left(\frac{I_1}{2I_S}\right) \right] = R_4 I_1 \quad (6)$$

由  $\ln a - \ln b = \ln\left(\frac{a}{b}\right)$ , 因此

$$V_T \ln\left(\frac{3I_1}{I_S} \cdot \frac{2I_S}{I_1}\right) = V_T \ln 6 = R_4 I_1 \quad (7)$$

从这个公式我们可以析取出电流  $I_1$ 。

$$I_1 = \frac{V_T \ln 6}{R_4} \quad (8)$$

根据  $R_4$  的值(为  $482\Omega$ ), 可以计算出  $I_1$  的值。

$$I_1 = \frac{26\text{m} \times 1.79}{482} \approx 97\mu\text{A} \quad (9)$$

得到这个电流后, 集电极负载  $R_2$  和  $R_3$  的压降可根据欧姆定律快速计算出来。

$$V_{R2} = V_{R3} = 3R_2 I_1 = R_3 I_1 = 1.9\text{k} \times 97\mu = 5.7\text{k} \times 97\mu = 553\text{mV} \quad (10)$$

这个电压离采用 SPICE 计算的偏置点并不远。将  $R_1$  乘以流经  $Q_4$  的电流( $3I_1$ )与流经  $Q_5$  的电流( $I_1$ )之和(即为  $4I_1$ ), 即可简单地得到  $R_1$  的电压降。

$$V_{R1} = 4R_1 I_1 = 2\text{k} \times 4 \times 97\mu = 776\text{mV} \quad (11)$$

最后, 如果将所有计算出来的电压相加, 并假定晶体管的  $V_{BE}$  为  $580\text{mV}$ , 就获得了想要的参考电平。

$$V_{ref} = V_{R1} + V_{R2} + V_{BE2} + V_{BE4} = (0.553 + 0.776 + 0.58 + 0.58)\text{V} = 2.49\text{V} \quad (12)$$

TL431 的频率补偿由电容  $C_1$ 、 $C_2$  和电阻  $R_6$  进行。

### 需要偏置电流

我们解释过实现平衡的条件, 即  $V_{ref}$  等于  $2.49\text{V}$ 。现在, 如果施加在  $V_{ref}$  上的电压变化, 如增加, 这一电压变化就在  $Q_2$  的射极传播, 并导致  $R_1$  中的电流变化。此时  $Q_4$  和  $Q_5$  的电流会呈现这一变化, 并分别将信息传递至  $Q_1$  和  $Q_6$ 。就此而言, 可以发现  $Q_1$  和  $Q_6$  充当差分放大器。然而, 随着更多的电流流经  $Q_4$ , 其通道自然会提供更大的增益来激活  $Q_1$ , 灌入更多的电流至地, 如同  $Q_6$  所操作的那样,  $V_{ks}$  被下拉。

可分析计算出 TL431 的跨导增益, 也可根据图2所示的特性曲线推算出这跨导增益。根据这个曲线, 可以看到  $55\text{dB}$  的直流增益。这个值, 再结合上拉电阻  $230\Omega$  的阻值, 就可以得到  $gm$  值。

$$gm = \frac{55}{\frac{10^{20}}{230}} \text{ A/V} = 2.44 \text{ A/V} \quad (13)$$

如图2标题所述, 测试期间阴极电流设定为  $10\text{mA}$ 。传统的齐纳二极管需要一定量的实质偏置电流, 使其工作时远离转折点。否则, 二极管呈现的动态阻抗就会受到影响, 而齐纳电压也会取决于注

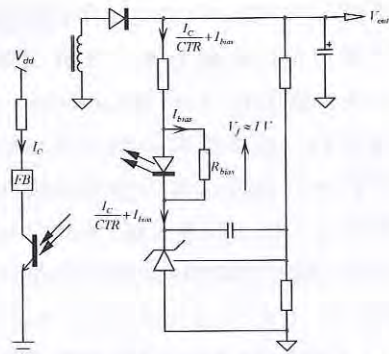


图4 与光耦合器LED并联的简单电阻构建一个免费的电流源产生器

入电流。尽管是一种有源齐纳二极管, TL431 并没有违背那项特殊准则。设计人员需要在阴极注入电流, 从而获得器件的最佳性能。对晶体管级 TL431 模型运行仿真, 以此检测转折点是否变尖, 结果如图3所示。

根据图3, 可以清楚看到低于  $600\mu\text{A}$  注入电流的转折点的外观。低于这个值时, 跨导增益  $gm$  就相当小了。

在这个图中, 可以确定这样一个区域, 低于这区域时, 器件的跨导增益  $gm$  低, 增益值临近  $30\text{mA/V}$ 。随着阴极电流增加, 跨导增益值改善, 增加至  $1\text{A/V}$ 。随着更多电流被注入, 就获得如公式(13)所给定的跨导增益值。

图4所示描述了一种注入更多电流的方法。在这个图中, 与光耦合器 LED 并联连接的简单电阻增加了 TL431 中注入的电流。由于 LED 正向压降约为  $1\text{V}$ , 并联的  $1\text{k}\Omega$  电阻构成一个简单的  $1\text{mA}$  电流源产生器, 这个电流与流经 LED 的反馈电流相加。需要注意的是, 减小 LED 串联电阻  $R_{LED}$  并不会改变 TL431 的



电流, 因为TL431的电流由初级端反馈电流 $I_C$ 施加, 通过光耦合器电流传输比(CTR)反射在LED中。改变 $R_{LED}$ 值会影响中带增益, 而非TL431偏置, 因为系统采用闭环形式工作。参考文献1中包含与TL431偏置计算相关的所有详细计算。

最后, 应当注入怎样的电流到TL431中? TL431器件规范中列出了1mA的最低电流, 而参考文献2中称需要最小5mA的电流才能获得良好的性能。到底选择哪个值呢? 所幸的是, 除了受偏置电流影响的开环增益外, 输出电压的消耗在这一电流的选择过程中也很重要。当

需要减少哪怕是10mW从而使输入功率低于100mW时, 您就会理解为何无法承受损失在偏置电流中弥足珍贵的而在空载下没有用处的功率。大批量的笔记本适配器会处理LED中流经的自然反馈电流之上的1mA额外偏置电流。因此, TL431中的总偏置就接近1.5mA, 而经验显示这1.5mA的电流可实现足够的性能, 而不会牺牲待机能耗。

## 结语

本文介绍了TL431的内部示意图。在没有进入真正的带隙操作的情况下, 重要的是理解TL431器件如何操作, 以及预计能获得的

与其偏置电流相关的性能。对这个题目有更多兴趣的读者可以访问参考文献3中提供的链接, 查看作者所收集的众多电压参考设计数据。既然知道了如何对TL431进行偏置, 我们在下一部分的文章中将讨论如何在此基础上构造2类误差放大器。EAW

## 参考文献

1. C. Basso. Switch Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs. McGraw-Hill, 2008
2. T. Tepsa, S. Suntio. Adjustable Shunt Regulator Based Control Systems. IEEE Power Electronics Letters. Vol. 1, N° 4, December 2003
3. <http://www.circuitsage.com/bandgap.html>

容时的小信号频率响应。从图中可看到, 当 $R_{ISO}$ 的最低限度阻值等于10 $\Omega$ 时, 带宽和峰化便会增加, 而当 $R_{ISO}$ 等于30 $\Omega$ 时, 带宽便会显著下降。

## 环内补偿技术

与环外补偿技术不同, 环内补偿技术只适用于电压反馈放大器。这是由于反馈电容( $C_F$ )的积分连接并不能在电流反馈放大器中实现。

当驱动一个大电容负载时, 隔离电阻( $R_{ISO}$ )应以串联方式放置在运算放大器的输出和电容负载之间, 以提供隔离并避免振荡。同时, 一个小数值的电容器( $C_F$ )被安置在运算放大器的输出和反向输入之间, 如图3所示。该电容器在较高的频率下会变成主要的AC反馈路径。这些元件的安排可允许驱动

表1 LMH6601 的阶跃响应一览

| $C_L$ (pF) | $R_{ISO}(\Omega)$ | $C_F$ (pF) | $t_{rise}/t_{fall}$ (ns) | 过冲(%) |
|------------|-------------------|------------|--------------------------|-------|
| 10         | 0                 | 1          | 6                        | 8     |
| 50         | 0                 | 1          | 7                        | 6     |
| 110        | 47.3              | 1          | 10                       | 16    |
| 300        | 5.8               | 10         | 12                       | 20    |
| 500        | 79.3              | 10         | 33                       | 10    |
| 910        | 192               | 10         | 65                       | 10    |

大电容的负载, 同时可维持环路的稳定性。

表1所示为补偿电路于不同负载电容( $C_L$ )、串联电阻( $R_{ISO}$ )和反馈电容器( $C_F$ )下的阶跃响应, 其中增益为+2( $R_F=R_G=604\Omega$ ), 而 $R_L=2K\Omega$ 。

如图4所示, 运算放大器所驱动的电负载越大, 带宽便会越低。因此, 即使运算放大器可驱动高至1000pF的电容负载, 其带宽则将下跌。

## 结语

通过这两种普遍的电负载驱动技术, 本文已明确指出在运算放大器的输出和电容负载之间加入串联隔离电阻可有助提供隔离和避免出现振荡, 从而使运算放大器得以稳定运行。采用这两种补偿技术实现的高速放大器电路, 在驱动大电容负载时均不会损失带宽或压摆率。此外, 环外及环内补偿技术的优点还可为用户带来多方面的好处。EAW