

高压PWM控制器 实现小巧、高效的 电信/数据通信电源

当今众多的电信和数据通讯系统均采用-48V_{DC}的供电总线电压,这除了源于传统的电话网络外,还基于以下几个重要因素的考虑。首先,如果采用这种量级的电压通过铜线对远端设备供电,其幅度已足够高,因为它产生的线电流低,线损小;其次,从安全性考虑,这种电压的幅度又足够低,不会对人体造成电击危险。然而,十分不幸的是,设计这种隔离型的高压电源面临许多挑战:即,需要在满足日益严格的性能参数要求的前提下,降低成本、减小体积。

本文介绍了如何利用控制器MAX5003设计一个-48V输入,+5V/1A输出的开关电源。该电源具有体积小、成本低等特点,另外通过优化设计,可以获得最佳的工作性能。

这种高压输入电源广泛存在于小型交换机、电信(基站及局端)以及数据通讯应用设备中,例如交换机、路由器和集线器。通常,这些设备采用-48V的高功率背板电源为机箱内各种各样的线卡供电。然后每个线卡各自把-48V的电源转换成自己所需要的隔离输出的各种规格的电压。

采用这种在每个线卡单独变换的方案可以使你很容易地通过插入更多的线卡扩展系统,而不必重新设计供电总线。另外,它可以使你很方便地在线更换故障板卡而不影响整个系统的工作。而且,采用隔离电源有利于阻断线卡之间的噪声耦合,同时还可以防止由于单个线卡输出短路而导致整个系统瘫痪。

虽然电源背板电压通常为-48V,但这种板卡电源应该能够在-36V到-72V的宽输入范围内可靠工作,同时还必须承受高达-100V瞬态高压。由于在同样大小的机箱内插入的板卡越多,板间距越小,因此要求板卡上的元件体积就越小。与此相类似,如果线卡的功能越强,例如xDSL,则要求设计工程师

把电源电路压缩在面积越小的电路板中。而高密度的安装,将使散热成问题。

由于大多数线卡在90%的时间内处于等待模式,因此保持轻载时高效率十分必要,这就要求电源不仅要在满负荷时保证高效转换,同时要求它在等待模式消耗的静态电流低。如果通过高输入电压给电源控制器供电则难以保证轻载时的高效率,因此需要在电路启动后给控制器提供低压供电,而高压供电电路仅在电路启动时有效。

对于大多数PWM控制器,通常采用外部分压电阻和电容来启动电路。即当电容的充电电压达到预置的欠压锁定值时,PWM控制器开始工作,然后,它从变压器次级辅助输出获得正常工作所需能量。然而这种方案在电源正常工作模式没有采取措施切断对启动电阻供电,因此它一直在消耗电能。当然,增大电阻值可以减小能量消耗,但这会延长启动过程。

除此之外,采用稳压二极管和限流电阻取代RC电路也能解决电路启动问题,但电路正常工作时,限流电阻也一直在无谓地消耗能量。PWM控制器MAX5003采用了与前面两种完全不同的方案解决了启动问题,如图1所示,它通过内置的一个高压启动FET晶体管和一个预置输出的线性调节器给IC供电,启动过程结束后,电路进入正常工作模式,此时,FET晶体管被关闭减小了静态功耗。另外,该IC能够承受高达110V的输入电压,借助于外部电阻分压网络,可以对欠压锁定电压进行编程设置。

当IC上电时,内部高压场效应管被偏置导通,通过它对内部一个低压差线性调节器LDO1供电,然后LDO1对另一线性调节器LDO2供电,器件工作所需要的电压则由LDO2提供。一旦输入电压超过预置的欠压锁定门槛电平,MAX5003内部高压FET就被关闭,从而切断IC与高压输入的联系。此时,MAX5003依靠连接到V_{DD}的变压器辅助绕组输出提供能量。如果施加在V_{DD}的电压在10.75V~18.75V范围内,则LDO1被关闭,器件依靠LDO2产生的稳定的V_{CC}电源电压工作。

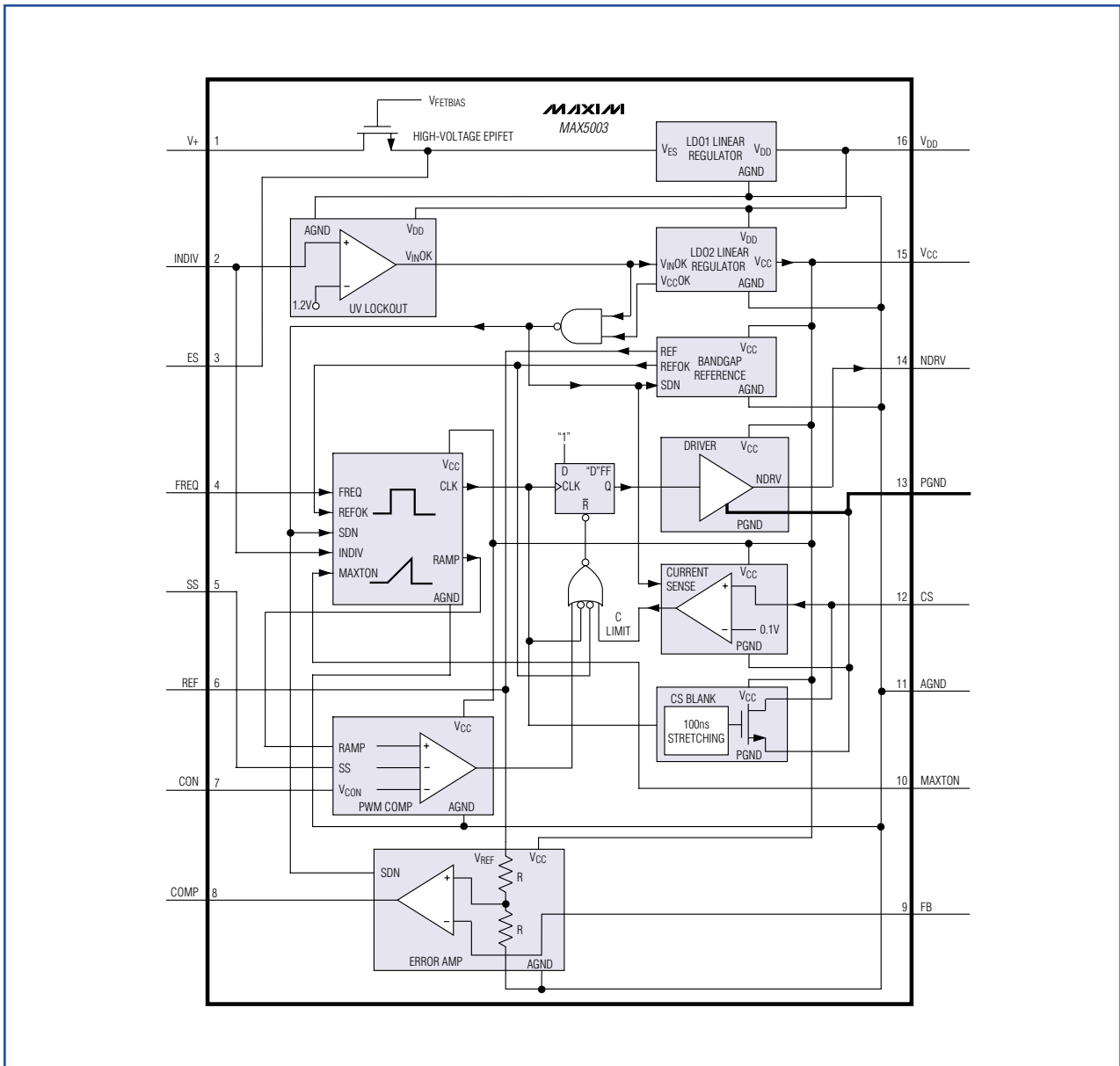


图1. MAX5003 PWM 控制器功能框图，它内部包含了所有高性价比反激式或正激式DC-DC 转换器所需的功能单元。

由于启动过程后，高压输入被切断，因此MAX5003 此时仅从高压电源汲取很小的漏电流 (μA 级)。由于 V_{DD} 为12V 时，MAX5003 典型的静态电流为2mA，因此正常工作模式时，其消耗的静态功耗只有24mW (相应地，如果MAX5003 从100V 高压电源获得能量，消耗的功率则高达200mW)。MAX5003 主要是为输入电压从25V~110V 应用场合设计的 (连接到 V_+)。如果工作电压较低，则需要把 V_+ 和ES 端连接，使内部的高压FET 短路，同

时使 V_{DD} 悬空。在此情况下，外部输入电压范围 (从 V_+ 和ES 输入) 被限制在11V~36V 范围内。

MAX5003 是一个具有很大灵活性的电压模式PWM 控制器。它既可以工作在连续模式又可以工作在不连续模式；既能构成反激式变换器，也能构成正激式变换器。反激式变换器具有多用途、低成本结构，采用它容易实现多路、隔离输出，而且设计简便。当然，反激变换器主要适合中小输出功率应用 (小于20W)。当需要更高输出功率时，反激型变换

器就不太合适了，因为它会在外部晶体管和整流二极管中产生很大峰值电流。这会导致大的纹波（特别是在非连续电流模式），要求大而昂贵的输出电容。最后，反激式转换器的稳定性也是一个问题，尤其是工作在连续模式时。

基于这些原因，当MAX5003用于较高功率时（20W至50W），建议采用正激拓扑。正激模式比反激拓扑允许更高的功率容量，而且由于输出LC滤波器的采用以及较低的峰-均电流比，这种方式所产生的输出纹波较低。不足之处（相对于反激拓扑）包括，磁性元件设计较为复杂，元件数量较多，外部功率开关需要承受两倍的输入电压（由于采用了钳位-复位绕组）。相比于早期的器件，MAX5003的特性能够为用户带来更多的好处（参见表1）。

设计范例：

+48V至+5V/1A反激式电源

本节简单介绍如何采用MAX5003设计反激式电源，并给出一个非常紧凑、廉价和高效的电路（图2）（有关设计步骤更为详尽的资料参见MAX5003数据手册）。为了电路的简化和叙述的简捷，本设计采用非隔离型输出。为方便对该器件的评估，Maxim可提供一套已装配完好并经过测试，具有相近参数和隔离型输出的电源模板（MAX5003EVKIT）（图3）。图2所示电路的设计步骤简述如下：

- 1) 明确要求： V_{IN} ， V_{OUT} ， I_{OUT} ，纹波及建立时间。
- 2) 对于自由运行模式，选择FREQ引脚外接电阻。对于同步模式，选择外部 f_{CLK} 频率。
- 3) 确定变压器匝比，检查最大占空比。

- 4) 确定变压器初级电感。
- 5) 列出完整的变压器参数：初级最大电流，次级最大电流，以及全功率下的最小占空比。
- 6) 为MAXTON引脚选择编程电阻。
- 7) 选择滤波电容。
- 8) 确定补偿网络。

下面举例说明上述设计步骤在实际设计中的运用：

- 1) 要求： $36V < V_{IN} < 72V$ ， $V_{OUT} = 5V$ ， $I_{OUT} = 1A$ ，纹波 $< 50mV$ ，建立时间 $\approx 0.5ms$ 。
- 2) 工作频率：一般来讲，较高的频率意味着较小尺寸的变压器。较高的频率也可提供较高的系统带宽和更快速的建立时间。缺点是效率会有一些的损失。在本例中，我们选择300kHz，以便于减小变压器尺寸。一只外部电阻可设定内部振荡频率至300kHz： $R_{FREQ} = 66.7k\Omega$ 。
- 3) 确定变压器匝比，检查最大占空比：在此，需要在降低变压器初级绕组峰值电流和降低初级电压间折衷考虑。一个好的起点是平均电压比 V_{IN}/V_{OUT} 。为简化补偿，还应尽量避免出现连续导通工作状态。基于以上考虑，匝比选择为8:1。此时，占空比达到55%时出现连续导通状态，对于MAX5003来讲是一个适当的值。
- 4) 确定变压器初级电感：如果我们假定有80%的效率，则系统要求有6.25W的输入功率。根据频率选择和保留占空比（43%），可以计算出额定初级电感量为65 μH 。

表1. MAX5003的特性及其优势

特性	优势
输入电压范围11V至110V	可直接工作于高压下
具有电流限制的电压控制模式	易于补偿，输入瞬态响应好，噪声抑制好
可关断的高压启动电路	轻载时也具有高效率，对于系统的热耗散小
可编程开关电流限制	灵活，便于选择低成本FET
频率可调节至300kHz，或由外部同步	灵活，低EMI，较小磁性元件，较小整体设计
可调节软启动和欠压锁定	灵活，可靠，简化总线分布式设计
输入前馈	快速的输入瞬态响应
精密的内部基准，温度范围内 $\pm 2.5\%$ 精度	电压精确且稳定
小巧的16脚QSOP封装	比14引脚SO封装的类似器件缩小43%

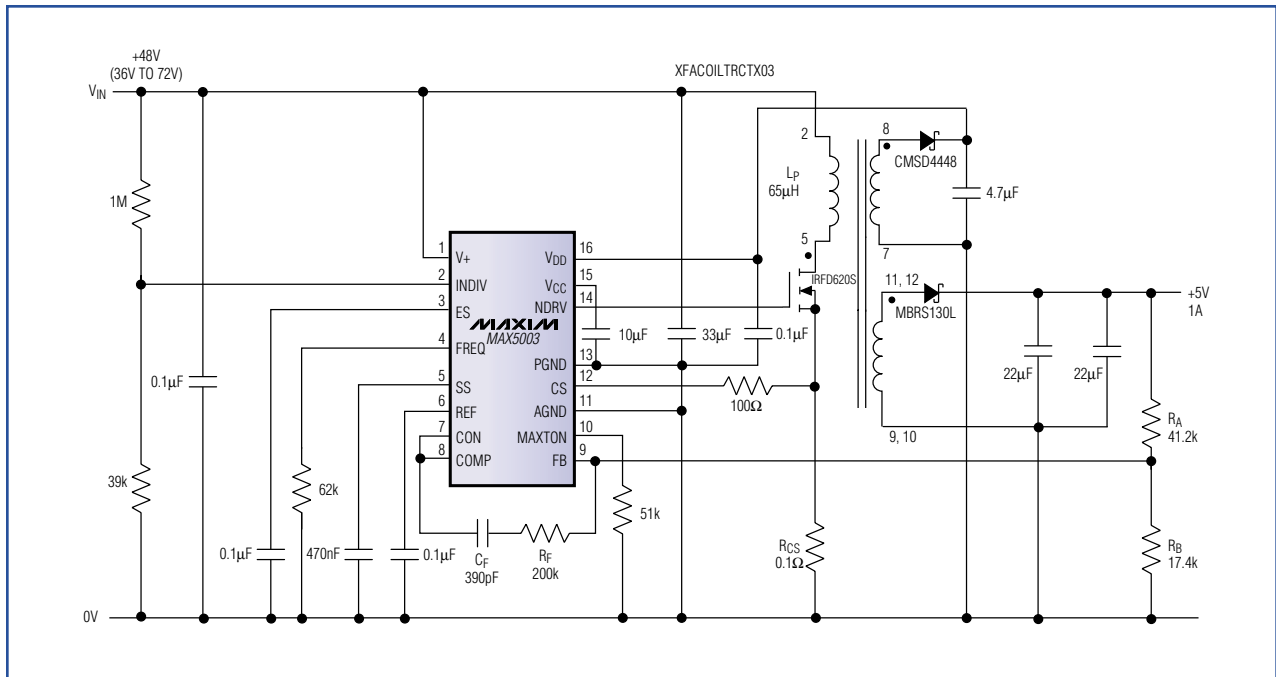


图2. 这个非隔离电源可以从+48V变换得到5V/1A (参见第10页的设计举例)。

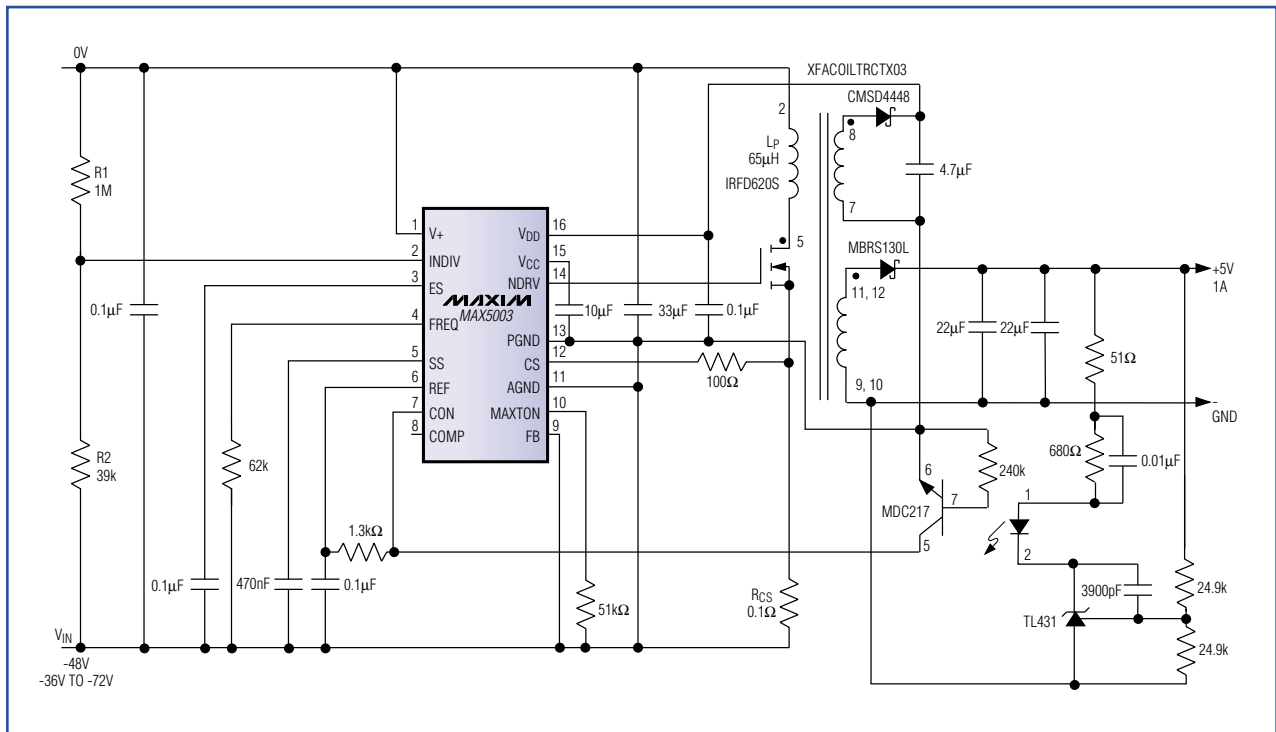


图3. 这个隔离输出电源 (-48V变换至5V/1A) 和图2电路指标相似, 已由Maxim 装配为评估板 (MAX5003EVKIT)。

- 5) 列出完整的变压器参数: 初级最大电流, 次级最大电流, 以及全功率下的最小占空比。根据上述输入功率、频率及初级电感, 得到最大初级电流为0.8A, 次级电流等于初级电流乘变压器匝比, 即6.4A, 在72V输入及最大输出时, 最低占空比为21.5%。这些信息构成了制作变压器所需的完整参数。
- 6) 为MAXTON引脚选择编程电阻: 为避免连续工作模式, 在36V输入时占空比必须小于55%。随着输入电压的改变, MAX5003自动调节占空比值, 当输入达到72V时占空比为27.5%。所以, 所需的 R_{MAXTON} 电阻值为55k Ω 。
- 7) 选择滤波电容: 需要考虑的两个参数中(等效串联电阻(ESR)和电容量), ESR不影响纹波的计算。一只44 μ F的陶瓷滤波电容工作在50%占空比时可获得低于50mV的纹波。
- 8) 确定补偿网络: 利用几个简单的公式和一些优化, 可以初步选定并优选出最佳补偿元件(三只电阻和一只电容)。 R_A 和 R_B 确定输出电压, R_F 确定反馈放大器的中频增益, 而 C_F 则使该增益发生滚降:
 $R_A=41.2k\Omega$, $R_B=17.4k\Omega$, $R_F=200k\Omega$, $C_F=400pF$ 。