

线性稳压器和开关模式电源的基本概念

Henry J. Zhang

摘要

本文希望帮助那些对电源设计和选择可能不很熟悉的系统工程师，理解线性稳压器和开关模式电源 (SMPS) 的基本概念。文章说明了线性稳压器和 SMPS 的基本工作原理，并讨论了每种解决方案的优势和劣势。以降压型转换器为例，进一步解释了开关稳压器的设计考虑因素。

引言

如今的电子系统中有越来越多的电源轨和电源解决方案设计，且电源负载电流范围从几 mA (用于待机电源) 到 100A 以上 (用于 ASIC 电压调节器)。工程师必需选择针对目标应用的合适解决方案并满足规定的性能要求，例如：高效率、紧凑的印刷电路板 (PCB) 空间、准确的输出调节、快速瞬态响应、低解决方案成本等。对于系统设计师来说，由于他们当中许多人可能并没有很强的电源技术背景和经历，电源管理设计正成为一项日益频繁和棘手的工作。

电源转换器从一个给定的输入电源，来产生用于负载的输出电压和电流。它必需在稳态和动态情况下满足负载的电压或电流调节需求。另外，它还必须在组件发生故障时对负载和系统提供保护。视具体应用的不同，设计师可以选择线性稳压器 (LR) 或开关模式电源 (SMPS) 解决方案。为了选择最合适的解决方案，设计师应熟知每种方法的优点、不足和设计关注点。

本文将着重讨论非隔离式电源应用，并针对其工作原理和设计的基本知识作相关介绍。

线性稳压器

线性稳压器的工作原理

我们从一个简单的例子开始。在嵌入式系统中，可从前端电源提供一个 12V 总线电压轨。在系统板上，需要一个 3.3V 电压为一个运算放大器 (运放) 供电。如图 1 所示，产生 3.3V 电压最简单的方法是使用一个从 12V 总线引出的电阻分压器。这种做法效果好吗？回答常常是“否”。这是因为在不同的工作条件下，运放的 V_{CC} 引脚电流可能会发生变化。假如采用一个固定的电阻分压器，芯片 V_{CC} 电压将随负载而改变。此外，12V 总线输入还有可能未得到良好的调节。在同一个系统中，也许有很多其他的负载共享 12V 电压轨。由于总线阻抗的原因，12V 总线电压会随著总线

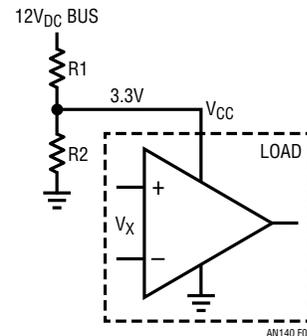


图 1：电阻分压器采用 12V 总线输入产生 3.3V_{DC}

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、LTspice、μModule、PolyPhase、LTpowerCAD 和 Linear 标识是 Analog Devices 公司的注册商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

负载情况的变化而改变。因此，电阻分压器不能为运放提供一个用于确保其正确操作的 3.3V 稳定电压。于是，需要一个专用的电压调节环路。如图 2 所示，反馈环路必需调整顶端电阻器 R1 的阻值以动态地调节 V_{CC} 上的 3.3V。

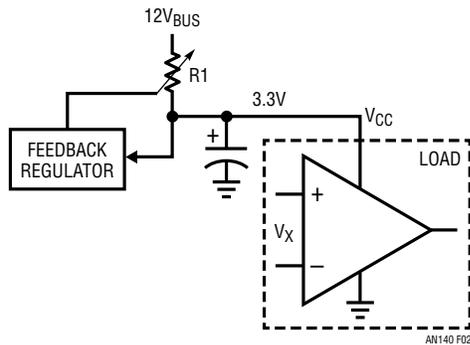


图 2：反馈环路调整串联电阻器 R1 的阻值以调节 3.3V

如图 3 所示，此类可变电阻器可利用一个线性稳压器来实现。线性稳压器使一个双极性或场效应功率晶体管 (FET) 在其线性模式中运作。这时，晶体管起的作用就是一个与输出负载相串联的可变电阻器。从概念上说，如需构建反馈环路，可由一个误差放大器利用一个采样电阻器网络 (R_A 和 R_B) 来检测直流输出电压，然后将反馈电压 V_{FB} 与一个基准电压 V_{REF} 进行比较。误差放大器输出电压通过一个电流放大器驱动串联功率晶体管的基极。当输入 V_{BUS} 电压下降或负载电流增大时， V_{CC} 输出电压下降。反馈电压 V_{FB} 也将下降。因此，反馈误差放大器和电流放大器产生更多的电流并输入晶体管 Q1 的基极。这将减小电压降 V_{CE} ，因而使 V_{CC} 输出电压恢复，这样一来 $V_{FB} = V_{REF}$ 。另一方面，如果 V_{CC} 输出电压上升，则负反馈电路采取相似的方式增加 V_{CE} 以确保 3.3V 输出的准确调节。总之， V_O 的任何变化都

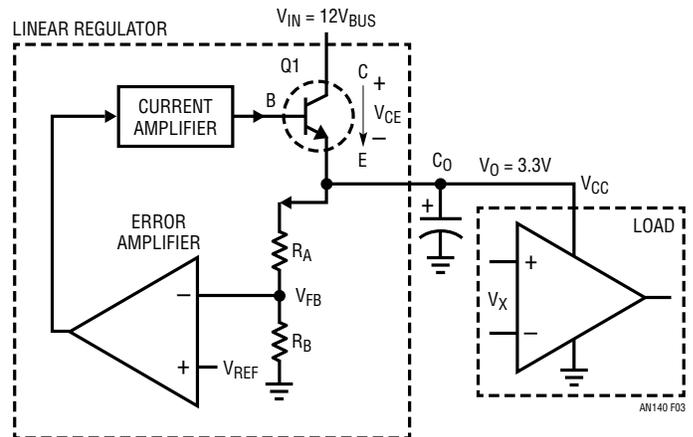


图 3：线性稳压器可实现一个可变电阻器以调节输出电压

被线性稳压器晶体管的 V_{CE} 电压所消减。所以，输出电压 V_{CC} 始终恒定并处于良好调节状态。

为甚么采用线性稳压器？

长期以来，线性稳压器一直得到业界的广泛采用。在开关模式电源于上世纪 60 年代后成为主流之前，线性稳压器曾经是电源行业的基础。即使在今天，线性稳压器仍然在众多的应用中广为使用。

除了简单易用之外，线性稳压器还拥有其他的性能优势。电源管理供应商开发了许多集成线性稳压器。典型的集成线性稳压器只需要 V_{IN} 、 V_{OUT} 、FB (反馈) 和任选的 GND 引脚。图 4 示出了一款凌力尔特公司在 20 多年前开发的，典型的 3 引脚线性稳压器 LT1083，该器件仅需一个输入电容器、输出电容器和两个反馈电阻器以设定输出电压。几乎所有的电气工程师都可以运用这些简单的线性稳压器来设计电源。

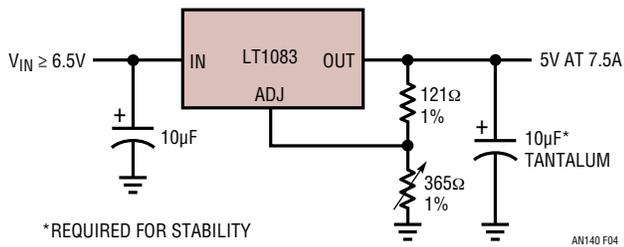


图 4：集成型线性稳压器实例：只有 3 个引脚的 7.5A 线性稳压器

线性稳压器的一个缺点 — 会消耗大量的功率

采用线性稳压器的一个主要缺点是其运行于线性模式之串联晶体管 Q1 可能会有过大功率耗散。如前文所述，线性稳压器从概念上讲是一个可变电阻器。由于所有的负载电流都必须经过串联电阻器，故其功率耗散为 $P_{LOSS} = (V_{IN} - V_O) \cdot I_O$ 。在该场合中，线性稳压器的效率可由下式快速估算：

$$\eta_{LR} = \frac{P_{OUTPUT}}{P_{OUTPUT} + P_{LOSS}} = \frac{V_O \cdot I_O}{V_O \cdot I_O + (V_{IN} - V_O) \cdot I_O} = \frac{V_O}{V_{IN}} \quad (1)$$

所以在图 1 所示的例子中，当输入为 12V 且输出为 3.3V 时，线性稳压器的效率仅为 27.5%。在此场合中，82.5% 的输入功率被完全浪费掉了，并在稳压器中产生了热量。这意味着晶体管必须具备在最坏情况下（最大 V_{IN} 和满负载）处理其功率 / 热耗散的热能力。因此，特别是在 V_O 远远低于 V_{IN} 的时候，线性稳压器及其散热器的尺寸可能要很大。如图 5 所示，线性稳压器的最大效率与 V_O/V_{IN} 之比成比例。

另一方面，线性稳压器可以在输出 V_O 接近输入 V_{IN} 的情况下具有非常高的效率，然而，线性稳压器 (LR) 存在另一个局限性，即 V_{IN} 和 V_O 之间的最小电压差。LR 中的晶体管必须在其线性模式中运作。于是，其在双极型晶体管的集电极至发射极两端或 FET 的漏极至源极两端需要一个确定的最小电压降。当 V_O 过于接近 V_{IN} 时，LR 也许不再能够调节输出电压。那些能够在低裕量 ($V_{IN} - V_O$) 条件下工作的线性稳压器被称为低压差稳压器 (LDO)。

另外，还有一个明显之处就是线性稳压器或 LDO 只能提供降压型 DC/DC 电源转换。在那些要求输出 V_O 电压高于输入 V_{IN} 电压，或者需要从一个正 V_{IN} 电压产生负 V_O 电压的应用中，线性稳压器显然是不起作用的。

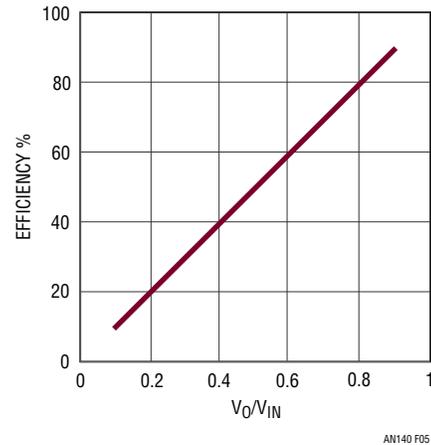


图 5：线性稳压器的最大效率与 V_O/V_{IN} 之比的关系

具均流功能的线性稳压器可提供更高的功率 [8]

在需要更大功率的应用中，稳压器必须被单独地安装在一个散热器上以散逸热量。但是，在全表面贴装型系统中，这并非可选方案，因此功率耗散能力的限制（比如 1W）使输出电流受到限制。不幸的是，要想直接通过传统的线性稳压器的并联来分担产生的热量并不容易。

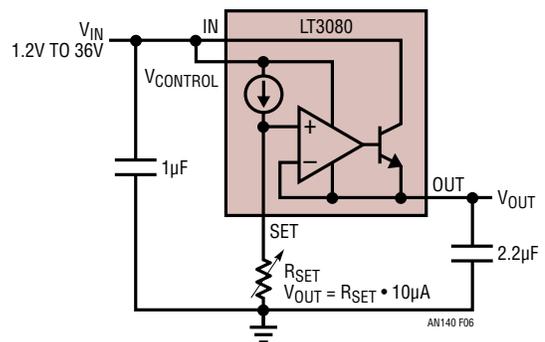


图 6：利用单个电阻器完成设定的 LDO LT3080 具有一个高精度电流源基准

用一个高精度电流基准源取代图 3 中所示的电压基准，将允许直接把线性稳压器并联起来以分散电流负载，从而在芯片之间分担消散的热量。这使得在高输出电流的全表面贴装型应用中使用线性稳压器成为可能。在此类应用中，电路板上的任何单一点中只能耗散有限的热量。

LT3080 是首款能够通过并联使用以提供较高输出电流的可调型线性稳压器。如图 6 所示，该器件具有一个连接至运算放大器同相输入端的高精度零温度系数 (TC) $10\mu\text{A}$ 内部电流基准源。利用单个外部电压设定电阻器 R_{SET} ，可以在 0V 至 $(V_{\text{IN}} - V_{\text{DROPOUT}})$ 的范围内调节线性稳压器的输出电压。

如图 7 所示，通过并联 LT3080 以实现均流是十分容易的。只需把各个 LT3080 的 SET 引脚连接在一起；两个稳压器就能共享同一个基准电压。由于运算放大器经过精确的修整，因此调节引脚与输出之间的失调电压小于 2mV 。在该场合中，仅需要 $10\text{m}\Omega$ 的输出镇流电阻 (其可以是一个小的外部电阻器与 PCB 走线电阻之和) 即可平衡负载电流并实现优于 80% 的均衡共享。需要更大的功率吗？即使并联 $5 \sim 10$ 个器件也是可行的。

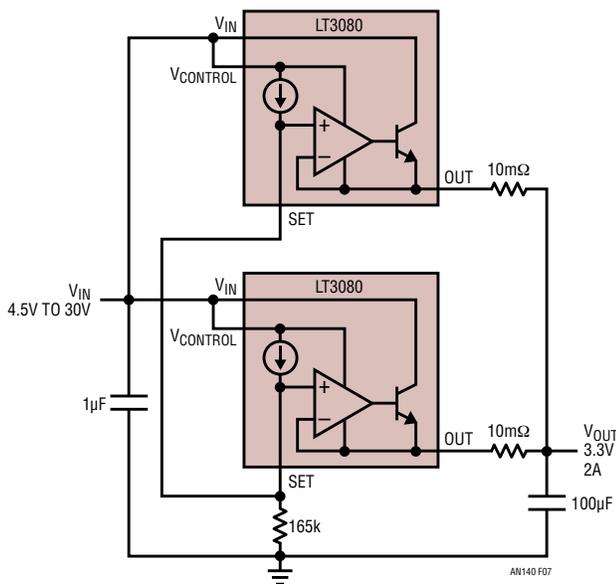


图 7：通过两个 LT3080 线性稳压器的并联来提供更高的输出电流

适合线性稳压器的应用

在很多应用中，线性稳压器和 LDO 可提供优于开关电源的解决方案，包括：

- 1. 简单 / 低成本解决方案。**线性稳压器和 LDO 简单易用，特别适合于那些具有低输出电流、散热要求不高的低功率应用。无需外部功率电感器。
- 2. 低噪声 / 低纹波应用。**对于那些对噪声敏感的应用 (例如：通信和无线电设备) 而言，最大限度地抑制电源噪声是非常关键的。线性稳压器具有非常低的输出电压纹波 (因为没有频繁接通和关断的功率器件)，而且线性稳压器还可以拥有非常高的带宽。所以，几乎不存在 EMI 问题。有些特殊的 LDO (比如：凌力尔特的 LT1761 LDO 系列) 在输出端的噪声电压可以低至 $20\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ 。这么低的噪声水平在 SMPS 中几乎是不可能实现的。即使采用 ESR 非常低的电容器，SMPS 的输出纹波往往也将达到 mV 以上。
- 3. 快速瞬态应用。**线性稳压器反馈环路一般都是内置的，因此无需外部补偿。相比于 SMPS，线性稳压器通常具有较宽的控制环路带宽和较快的瞬态响应。
- 4. 低压差应用。**对于那些输出电压接近输入电压的应用来说，LDO 可能比 SMPS 更有效率。有的非常低压差 LDO (VLDO)，例如：凌力尔特的 LTC1844、LT3020 和 LTC3025，可提供 20mV 至 90mV 的压差电压和高达 150mA 的电流。最小输入电压可低至 0.9V 。由于 LR 中没有 AC 开关损耗，因此 LR 或 LDO 的轻负载效率与其满载效率很相近。SMPS 常常因其 AC 开关损耗的缘故而具有较低的轻负载效率。在轻负载效率同样十分关键的电池供电型应用中，LDO 可提供效率优于 SMPS 的解决方案。

总之，设计师之所以使用线性稳压器或 LDO，原因就在于其具有简单、低噪声、低成本、易于使用以及可提供快速瞬态响应等特性。如果 V_O 接近于 V_{IN} ，LDO 也许比 SMPS 效率更高。

开关模式电源基础知识

为甚么使用开关模式电源？

一个脱口而出的回答是：效率高。在 SMPS 中，晶体管运作于开关模式而不是线性模式。这意味着，当晶体管导通并传导电流时，其电源通路两端的电压降是最小的。当晶体管关断并隔离高电压时，其电源通路中几乎没有电流通过。所以半导体晶体管很像一个理想的开关。晶体管中的功率损失于是得到了最大限度的减少。高效率、低功率耗散和高功率密度（小尺寸）是设计师用 SMPS 替代线性稳压器或 LDO（特别是在高电流应用中）的主要原因。例如：现今的 $12V_{IN}$ 、 $3.3V_{OUT}$ 开关模式同步降压型电源通常能够实现 $>90\%$ 的效率，而线性稳压器效率则不到 27.5% 。这意味着至少可以使功耗和尺寸减少 8 倍。

最普及的开关电源 — 降压型转换器

图 8 示出了最简单和最普及的开关稳压器 — 降压型 DC/DC 转换器。它具有两种操作模式，取决于晶体管 Q1 是接通还是关断。为了简化讨论，假设所有的功率器件都是理想的。当开关（晶体管）Q1 接通时，开关节点电压 $V_{SW} = V_{IN}$ ，而且电感器 L 电流由 $(V_{IN} - V_O)$ 充电。图 8(a) 示出了该电感器充电模式中的等效电路。当开关 Q1 关断时，电感器电流通过续流二极管 D1，如图 8(b) 所示。开关节点电压 $V_{SW} = 0V$ ，电感器 L 电流由 V_O 负载放电。由于理想电感器 L 不能在稳态中拥有直流电压，因此平均输出电压 V_O 可由下式给出：

$$V_{O(DC)} = \text{AVG}[V_{SW}] = \frac{T_{ON}}{T_S} \cdot V_{IN} \quad (2)$$

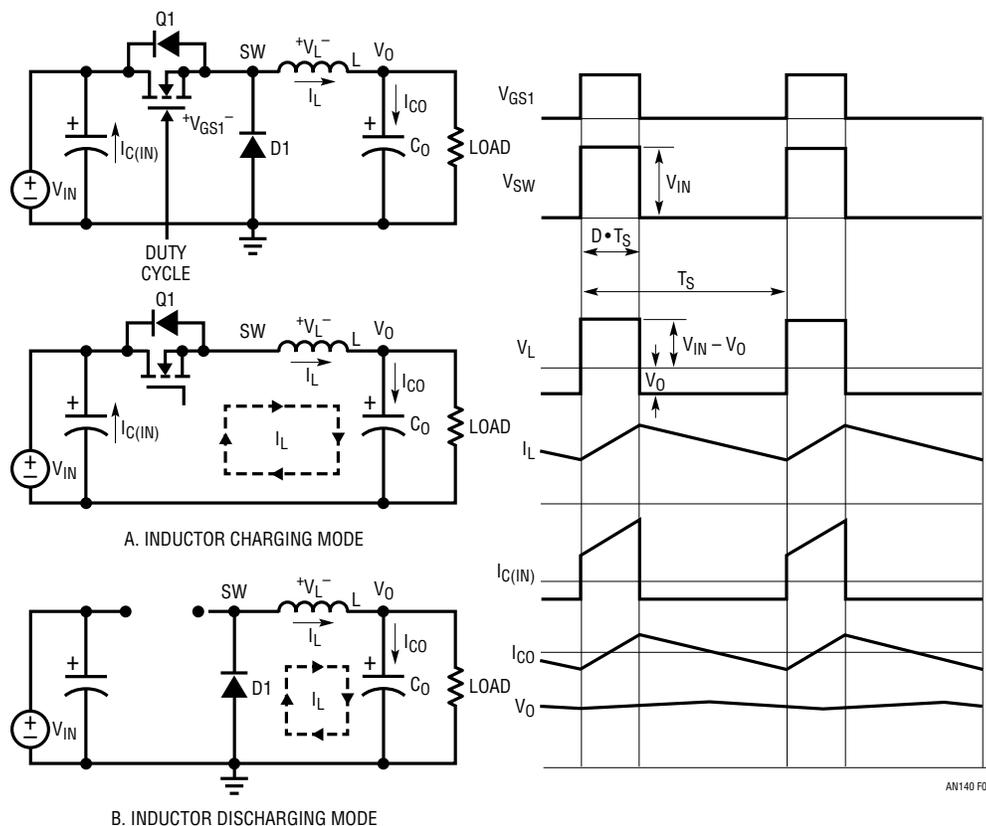


图 8：降压型转换器操作模式和典型波形

式中的 T_{ON} 为开关周期 T_S 之内的导通时间间隔。如果把 T_{ON}/T_S 之比定义为占空比 D ，则输出电压 V_O 为：

$$V_{O(DC)} = \frac{T_{ON}}{T_S} \cdot V_{IN} = D \cdot V_{IN} \quad (3)$$

当滤波电感器 L 和输出电容器 C_O 的数值足够高时，输出电压 V_O 是一个仅具有 mV 级纹波的 DC 电压。在这种场合中，对于一个 12V 输入降压电源，从概念上讲 27.5% 的占空比可提供一个 3.3V 的输出电压。

除了上面的取平均法之外，还有另一种推导占空比方程式的方法。理想电感器不能在稳态中拥有 DC 电压。因此它必须在一个开关周期之内保持电感器伏特-秒平衡。根据图 8 中的电感器电压波形，伏特-秒平衡要求：

$$(V_{IN} - V_O) \cdot D \cdot T_S = V_O \cdot (1 - D) \cdot T_S \quad (4)$$

$$\text{因此，} V_O = V_{IN} \cdot D \quad (5)$$

(5) 式与 (3) 式相同。可把相同的伏特-秒平衡方法用于其他的 DC/DC 拓扑，以推导占空比与 V_{IN} 和 V_O 的关系方程式。

降压型转换器中的功率损耗

DC 传导损耗

在采用理想组件 (在导通状态中电压降为零，并具有零开关损耗) 的情况下，理想降压转换器的效率可达 100%。在现实中，功率耗散始终与每一种功率组件有关。在 SMPS 中有两类损耗：DC 直流传导损耗和 AC 动态开关损耗。

降压转换器的传导损耗主要源于晶体管 Q1、二极管 D1 和电感器 L 在传导电流时其两端的电压降。为简化讨论，在下面的传导损耗计算中忽略电感器电流的 AC 纹波。倘若将 MOSFET 用作功率晶体管，则 MOSFET 的传导损耗等于 $I_O^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D$ ，式中的 $R_{DS(ON)}$ 为 MOSFET Q1 的导通电阻。二极管的传导功率损耗等于 $I_O \cdot V_D \cdot (1 - D)$ ，式中的 V_D 为二极管 D1 的正向电压降。电感器的传导损耗为 $I_O^2 \cdot R_{DCR}$ ，式中的 R_{DCR} 是电感器绕组的铜电阻。于是，降压型转换器的传导损耗大约为：

$$P_{CON_LOSS} = I_O^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D + I_O \cdot V_D \cdot (1 - D) + I_O^2 \cdot R_{DCR} \quad (6)$$

例如：一个 12V 输入、3.3V/10A_{MAX} 输出降压电源可以使用下面的组件：MOSFET $R_{DS(ON)} = 10\text{m}\Omega$ ，电感器 $R_{DCR} = 2\text{m}\Omega$ ，二极管正向电压 $V_D = 0.5\text{V}$ 。因此，满负载时的传导损耗为：

$$P_{CON_LOS} = 10^2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 0.275 + 10 \cdot 0.5 \cdot (1 - 0.275) + 10^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}(\text{W}) = 0.275\text{W} + 3.62\text{W} + 0.2\text{W} = 4.095\text{W} \quad (7)$$

如果只考虑传导损耗，则转换器效率为：

$$\eta_{BUCK_CON} = \frac{P_{OUTPUT}}{P_{OUTPUT} + P_{CON_LOSS}} = \frac{3.3\text{V} \cdot 10\text{A}}{33\text{W} + 4.095\text{W}} = 88.96\% \quad (8)$$

上面的分析表明：续流二极管产生 3.62W 的功率损耗，远远高于 MOSFET Q1 和电感器 L 的传导损耗。如需进一步改善效率，可用一个 MOSFET Q2 来替代二极管 D1，如图 9 所示。这种转换器被称为同步降压型转换器。Q2 的栅极

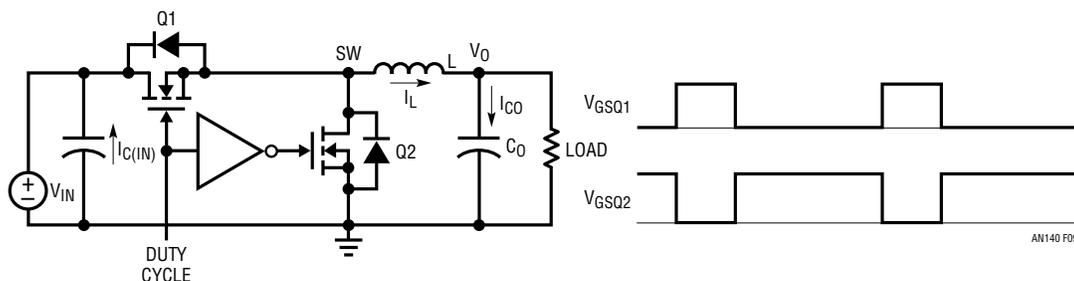


图 9：同步降压型转换器及其晶体管栅极信号

需要与 Q1 栅极互补的信号，也就是 Q2 只在 Q1 断开的时候导通。同步降压型转换器的传导损耗为：

$$P_{\text{CON_LOSS}} = I_0^2 \cdot R_{\text{DS1(ON)}} \cdot D + I_0^2 \cdot R_{\text{DS2(ON)}} \cdot (1-D) + I_0^2 R_{\text{DCR}} \quad (9)$$

如果还把一个 $10\text{m}\Omega$ $R_{\text{DS(ON)}}$ MOSFET 用于 Q2，则同步降压型转换器的传导损耗和效率为：

$$P_{\text{CON_LOS}} = 10^2 \cdot 0.015 \cdot 0.275 + 10^2 \cdot 0.015 \cdot (1 - 0.275) + 10^2 \cdot 2 \cdot 10^{-3}(\text{W}) = 0.275\text{W} + 0.725\text{W} + 0.2\text{W} = 1.2\text{W} \quad (10)$$

$$\eta_{\text{BUCK_CON}} = \frac{P_{\text{OUTPUT}}}{P_{\text{OUTPUT}} + P_{\text{CON_LOSS}}} = \frac{3.3\text{V} \cdot 10\text{A}}{33\text{W} + 1.2\text{W}} = 96.45\% \quad (11)$$

上例表明：同步降压型转换器的效率高于传统的降压转换器，特别是对于那些占空比很小和二极管 D1 传导时间很低的低输出电压应用。

AC 开关损耗

除了 DC 传导损耗之外，还存在其他由非理想功率组件引起并与 AC/ 开关操作相关的功率损耗。

1. **MOSFET 开关损耗**。实际的晶体管其接通和关断需要时间。所以，在接通和关断瞬变期间存在电压和电流重叠，这会产生 AC 开关损耗。图 10 示出了同步降压型转换器中的 MOSFET Q1 的典型开关波形。顶端 FET Q1 的寄生电容器 C_{GD} 之充电和放电以及电荷 Q_{GD} 决定

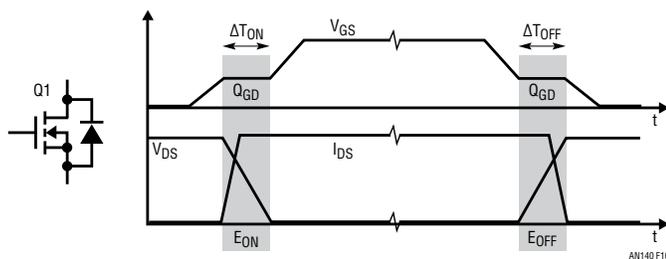


图 10：降压转换器中的顶端 FET Q1 的典型开关波形和损耗

了大部分的 Q1 开关时间和相关损耗。在同步降压转换器中，底端 FET Q2 的开关损耗很小，这是因为 Q2 始终在其体二极管导电之后接通，而在其体二极管导电之前则被关断，同时体二极管两端的电压降很低。然而，Q2 的体二极管反向恢复电荷也会增加顶端 FET Q1 的开关损耗，并产生开关电压振铃和 EMI 噪声。(12) 式表明：控制 FET Q1 的开关损耗与转换器的开关频率 f_{S} 成比例。Q1 的能量损耗 E_{ON} 和 E_{OFF} 之准确计算并不简单，不过可以在 MOSFET 供应商的应用手册里找到。

$$P_{\text{SW_Q1}} = (E_{\text{ON}} + E_{\text{OFF}}) \cdot f_{\text{S}} \quad (12)$$

2. **电感器磁芯损耗 $P_{\text{SW_CORE}}$** 。实际的电感器也具有一个与开关频率成某种函数关系的 AC 损耗。电感器 AC 损耗主要源自磁芯损耗。在高频 SMPS 中，磁芯材料可能是铁粉或铁氧体。一般来说，铁粉芯的饱和过程比较舒缓，但具有高的磁芯损耗，而铁氧体材料的饱和过程虽然较为急剧，但磁芯损耗较少。铁氧体是陶瓷铁磁材料，其具有一种由氧化铁与氧化锰或氧化锌的混合物构成的晶体结构。磁芯损耗主要是由于磁滞损耗引起的。磁芯或电感器制造商通常都提供了磁芯损耗数据，以便电源设计师估算 AC 电感器损耗之用。

3. **其他的 AC 相关损耗**。其他与 AC 相关的损耗包括栅极驱动器损耗 $P_{\text{SW_GATE}}$ (其等于 $V_{\text{DRV}} \cdot Q_{\text{G}} \cdot f_{\text{S}}$) 和死区时间 (当顶端 FET Q1 和底端 FET Q2 均处于关断状态时) 体二极管传导损耗，其等于 $(\Delta T_{\text{ON}} + \Delta T_{\text{OFF}}) \cdot V_{\text{D(Q2)}} \cdot f_{\text{S}}$ 。

总之，与开关操作相关的损耗包括：

$$P_{\text{SW_LOSS}} = P_{\text{Q1_SW}} + P_{\text{CORE_SW}} + P_{\text{DRV}} + P_{\text{DEADTIME}} \quad (13)$$

开关操作相关损耗的计算通常并不容易。开关操作相关损耗与开关频率 f_{S} 成比例。在 12V_{IN} 、 $3.3\text{V}_{\text{O}}/10\text{A}_{\text{MAX}}$ 同步降压型转换器中，当开关频率为 200kHz 至 500kHz 时，AC 损耗引起的效率损失大约为 2% 到 5%。所以在满负载时的总效率约为 93%，这仍然远远好于 LR 或 LDO 电源。发热量或尺寸可缩减将近 10 倍。

开关电源功率组件的设计考虑

开关频率优化

一般而言，较高的开关频率意味著较小尺寸的输出滤波器组件 L 和 C_0 。因此，可以缩减电源的尺寸和成本。另外，相应的较高的带宽还能改善负载瞬态响应。然而，较高的开关频率也意味著较高的 AC 相关功率损耗，这就需要采用较大的电路板空间或散热器来限制热应力。目前，对于 $\geq 10A$ 的输出电流应用，大多数降压电源均工作于 100kHz 至 1MHz ~ 2MHz 的频率范围。对于 $< 10A$ 的负载电流，电源开关频率可高达几 MHz。对于每款设计而言，其最佳频率都是谨慎权衡尺寸、成本、效率及其他性能参数之后得出的结果。

输出电感器的选择

在同步降压转换器中，电感器峰至峰纹波电流可采用下式计算：

$$\Delta I_{L(P-P)} = \frac{(V_{IN} - V_O) \cdot V_O / V_{IN}}{L \cdot f_S} \quad (14)$$

对于一个给定的开关频率，低电感将产生大的纹波电流并导致大的输出纹波电压。大纹波电流还会增加 MOSFET RMS (有效值) 电流和传导损耗。另一方面，高电感值意味著大的电感器尺寸，并有可能导致很高的电感器 DCR 电阻和传导损耗。一般来说，当挑选电感器时，应选择 10% ~ 60% 的峰至峰纹波电流与最大 DC 电流之比。电感器供应商通常规定了 DCR、RMS (加热) 电流和饱和电流额定值。应在供应商指定的最大额定值范围内设计电感器的最大 DC 电流和峰值电流，这一点很重要。

功率 MOSFET 的选择

当选择用于降压转换器的 MOSFET 时，首先需确定其最大 V_{DS} 额定值高于电源输入电压 $V_{IN(MAX)}$ 并具有足够的裕量。然而，不要选择额定电压过高的 FET。例如：对于一个 $16V_{IN(MAX)}$ 电源，额定电压为 25V 或 30V 的 FET 就很适合。额定电压为 60V 的 FET 就过高了，因为 FET 的导通电

阻常常随额定电压的提高而增大。其次，FET 的导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 和栅极电荷 Q_G (或 Q_{GD}) 是两个最关键的参数。通常需要在栅极电荷 Q_G 与导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 之间进行权衡取舍。一般而言，小硅芯片尺寸的 FET 具有低 Q_G ，但导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 很高；而采用大硅芯片的 FET 则具有低 $R_{DS(ON)}$ ，但 Q_G 很大。在降压转换器中，顶端 MOSFET Q1 兼具传导损耗和 AC 开关损耗。Q1 通常需要采用低 Q_G FET，特别是在具有低输出电压和小占空比的应用中。低压侧的同步 FET Q2 具有小的 AC 损耗，因为它常常在其 V_{DS} 电压接近于零时接通或关断。在此场合中，对于同步 FET Q2 而言，低 $R_{DS(ON)}$ 比 Q_G 更重要。当单个 FET 不能处理总功率时，可把多个 MOSFET 并联起来使用。

输入和输出电容器的选择

首先，应选择具有足够电压降额的电容器。

降压型转换器中的输入电容器具有脉冲开关电流和大的纹波。因此，应选择具有足够 RMS 纹波电流额定值的输入电容器以确保其寿命。在输入端上通常并联使用铝电解电容器和低 ESR 陶瓷电容器。

输出电容器不仅决定了输出电压纹波，而且也决定了负载瞬态性能。输出电压纹波可采用 (15) 式计算。就高性能应用而言，ESR 和总电容对于最大限度地抑制输出纹波电压和优化负载瞬态响应都是十分重要的。通常，低 ESR 钽电容器、低 ESR 聚合物电容器和多层陶瓷电容器 (MLCC) 是上佳的选择。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_{L(P-P)} \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f_S \cdot C_{OUT}} \right) \quad (15)$$

合上反馈调节环路

对于开关模式电源来说还有另一个重要的设计阶段，就是采用某种负反馈控制方案来完成调节环路。与采用 LR 或 LDO 时相比，这常常是一项更具挑战性的任务。其需要很好地了解环路的运行方式和补偿设计，以实现一个稳定的环路同时优化动态性能。

降压型转换器的小信号模型

如上文所述，开关转换器的操作模式变化与接通或关断状态之间具有某种函数关系。它是一种分立和非线性系统。为采用线性控制的方法进行反馈环路的分析，需要建立线性小信号模型 [1]。由于输出 L-C 滤波器的原因，占空比 D 至输出 V_O 的线性小信号转移函数实际上是一个具有两个极点和一个零点的二阶系统，如 (16) 式所示。有两个位于输出电感器和电容器之谐振频率的极点。有一个由输出电容和电容器 ESR 产生的零点。

$$G_{DV}(s) = \frac{V_O}{D} = \frac{V_{IN} \cdot \left(1 + \frac{S}{S_{Z_ESR}}\right)}{1 + \frac{S}{\omega_0 \cdot Q} + \frac{S^2}{\omega_0^2}} \quad (16)$$

式中的 $S_{Z_ESR} = 2\pi f_{Z_ESR} = \frac{1}{ESR \cdot C_0}$ ，

$$\omega_0 = 2\pi f_{W0} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_0}} \cdot \sqrt{1 + \frac{DCR}{R}} \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_0}} \quad (17)$$

电压模式控制与电流模式控制的比较

如图 11 所示，输出电压可以利用一个闭环系统进行调节。例如，当输出电压增加时，反馈电压 V_{FB} 增加，而负反馈误差放大器的输出减小。于是占空比下降。因此，输出电压被拉回来以使 $V_{FB} = V_{REF}$ 。误差运放的补偿网络可以是 I 类、II 类或 III 类反馈放大器网络 [4]。这里只有一个用于调节输出电压的控制环路。这种方案被称为电压模式控制。凌力尔特的 LTC3775 和 LTC3861 是典型的电压模式降压控制器。

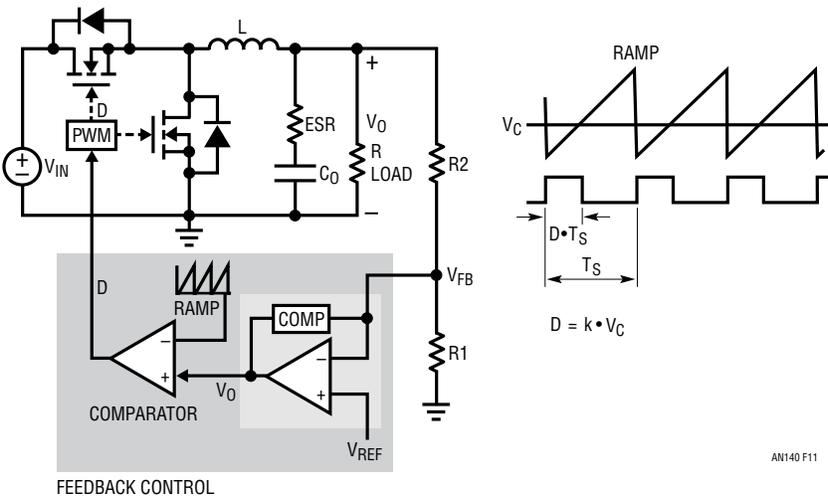


图 11：电压模式控制型降压转换器的方框图

图 12 示出了一款采用 LTC3775 电压模式降压控制器的 5V 至 26V 输入、1.2V/15A 输出同步降压型电源。由于 LTC3775 具有前沿 (上升沿) PWM 调制架构和非常低 (30ns) 的最小导通时间, 因此对于将较高输入电压, 如汽车或工业电源降压转换到当今微处理器和可编程逻辑芯片所需之 1.2V 低电压的应用, 该电源的运作良好。[9] 另外, 高功率应用需要具均流功能的多相降压转换器。当采用电压模式控制时, 需要一个额外的均流环路以在并联的降压通道之间平衡电流。用于电压模式控制的典型均流方法是“主-从”法。LTC3861 就是这样的一款多相(PolyPhase®) 电压模式控制器。其非常低的 $\pm 1.25\text{mV}$ 电流检测失调可使并联相位之间的均流非常准确, 以平衡热应力。[10]

电流模式控制采用两个反馈环路: 一个与电压模式控制转换器之控制环路相似的外部电压环路, 和一个负责把电流信号反馈至控制环路之中的内部电流环路。图 13 示出了峰值电流模式控制降压型转换器 (其直接检测输出电感器电流) 的概念方框图。当采用电流模式控制时, 电感器电流由误差运放输出电压决定。电感器变成了一个等效的电流源。于是, 从运放输出 V_C 至电源输出电压 V_O 的转移函数变成了一个单极点系统。这大大简化了环路补偿。控制环路补偿与输出电容器 ESR 零点的相关性较低, 因而可以容易使用全陶瓷输出电容器。

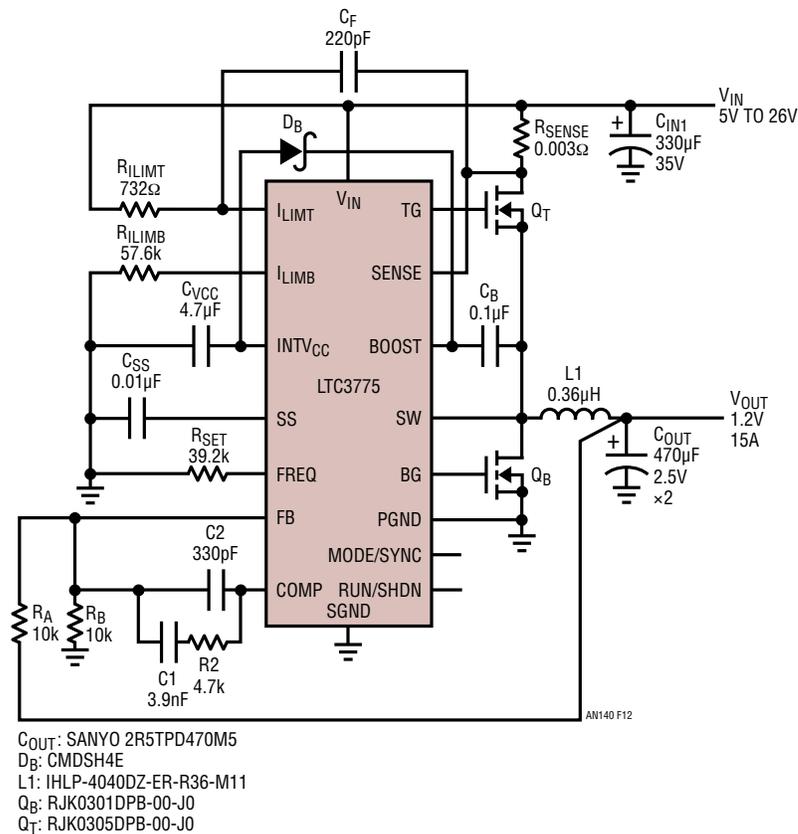


图 12 : LTC3775 电压模式同步降压电源可提供一个高降压比

此外，电流模式控制还有许多其他优点。如图 13 所示，由于峰值电感器电流以一种逐周期的方式受限于运放的控制电压 V_C ，因此电流模式控制型系统在过载条件下提供了一种准确度更高和速度更快的电流限制。浪涌电感器电流在启动期间也处于良好受控的状态。另外，当输入电压变化时电感器电流并不会快速改变，所以电源拥有上佳的输入电压变化时的瞬态性能。当多个转换器并联时，运用电流模式控制还可以共享同一个 V_C 信号，从而非常容易地在电源之间分享电流，这一点对于采用多相降压型转换器来实现可靠的高电流应用而言是很重要的。一般说来，电流模式控制型转换器的可靠性要高于电压模式控制型转换器。

电流模式控制电路解决方案必需精确地检测电流。电流检测信号通常是一个具有几十 mV 电平的小信号，其对开关噪声很敏感。因此，需要实施正确和谨慎的 PCB 布局。可通过检测流过一个检测电阻器的电感器电流、电感器 DCR 压降或 MOSFET 导电压降来完成电流环路。典型的电流模式控制器包括凌力尔特的 LTC3851A 和 LTC3855。

恒定频率与恒定导通时间控制模式的比较

“电压模式控制与电流模式控制的比较”部分中的典型电压模式和电流模式方案具有由控制器内部时钟生成的恒定开关频率。这些恒定开关频率控制器可以容易地实现同步，对于高电流的多相降压控制器来说这是一项重要的特性。然而，如果负载升流瞬变刚好在控制 FET Q1 关断之后发生，则转换器必须等待整个 Q1 关断时间直到下一个周期开始以响应瞬变。所以电源的响应有一个延迟。在具有小占空比的应用中，最坏情况延迟接近一个开关周期。

在此类低占空比应用中，恒定导通时间谷值电流模式控制具有较短的延迟以响应负载升流瞬变。在稳态操作中，恒定导通时间降压转换器的开关频率几乎是固定的。假如遭遇瞬变，则开关频率能够快速改变以加快瞬态响应。因此，电源拥有了改善的瞬态性能，而且可以减小输出电容并降低其相关成本。

然而，在采用恒定导通时间控制时，开关频率有可能随电压或负载而改变。LTC3833 是一款具有更精细的受控导通时

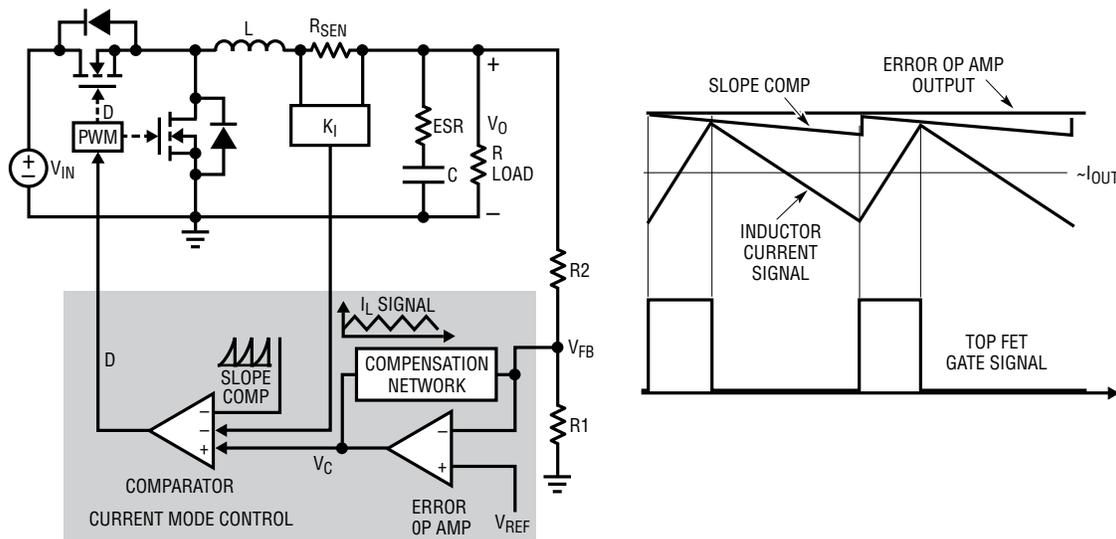


图 13：电流模式控制型降压转换器的方框图

间架构的谷值电流模式降压型控制器，该架构是恒定导通时间控制架构的一个变种，其不同之处是可通过控制导通时间而使开关频率在稳定阶段以及整个电压和负载情况下保持恒定。利用这种架构，LTC3833 控制器可具有 20ns 的最小导通时间，并实现从高达 $38V_{IN}$ 至 $0.6V_O$ 的降压应用。该控制器可同步至一个频率范围为 200kHz 至 2MHz 的外部

时钟。图 14 示出一个具有 4.5V 至 14V 输入和 1.5V/20A 输出的典型 LTC3833 电源。[11] 如图 15 所示，该电源能够对突发的高摆率负载瞬变做出快速响应。在负载升压瞬变期间，开关频率增加以提供更快的瞬态响应。而在负载降压瞬变过程中，占空比下降至零。所以，仅输出电感器限制电流摆率。除了 LTC3833 之外，LTC3838 和 LTC3839 控制

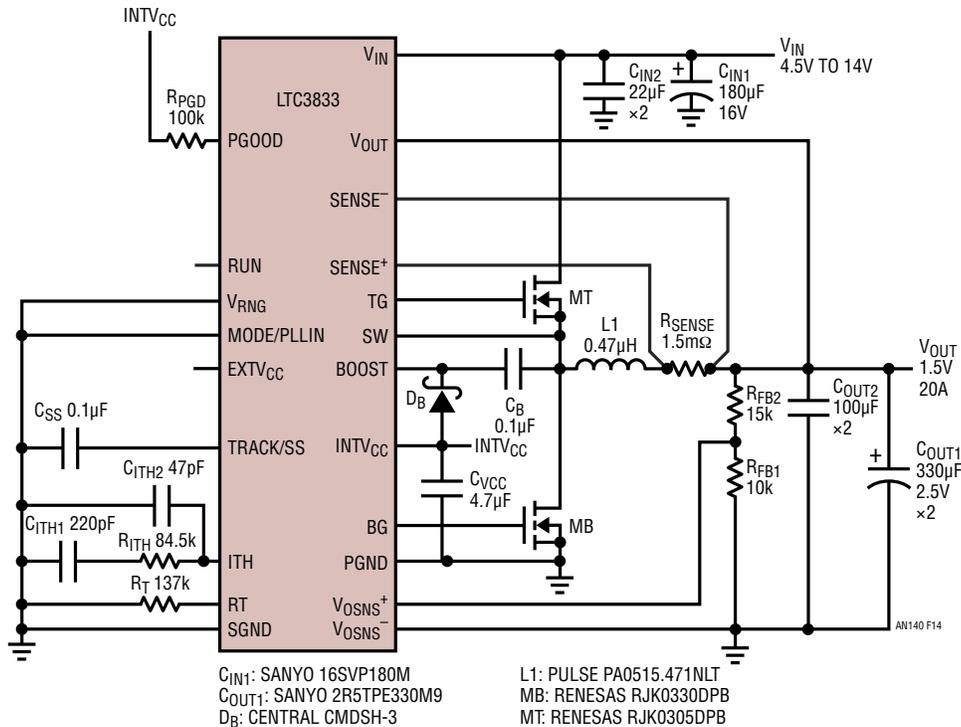


图 14：采用 LTC3833 的快速、受控导通时间电流模式电源

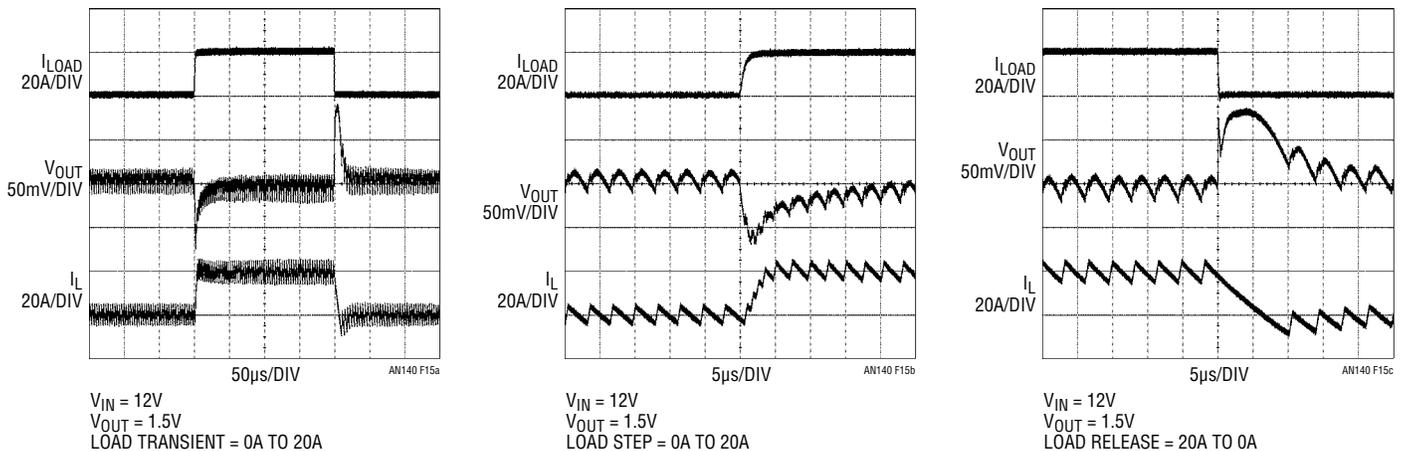


图 15：LTC3833 电源可在快速负载阶跃瞬变期间提供快速响应

器也为多输出或多相应用提供了具快速瞬态响应的多相解决方案。

环路带宽和稳定性

不管是从电气角度还是从声学角度来看，设计精良的 SMPS 都应该是“安静”的。对于一个欠补偿的系统 (其往往不稳定) 而言，情况就不是这样了。欠补偿电源的典型症状包括：来自磁性组件或陶瓷电容器的可听噪声、开关波形中的抖动、输出电压的振荡 ... 等等。另一方面，过度补偿的系统可以非常稳定和安静，但代价是速度缓慢的瞬态响应。此类系统具有一个非常低的环路穿越频率，通常低于 10kHz。缓慢的瞬态响应意味着电源需要过大的输出电容以满足瞬态调节要求，因而增加了总体电源成本和尺寸。最优的环路补偿设计是稳定和安静的，但不是过度补偿的，因此它也具有快速响应以尽量减小输出电容。有很多文章都讨论了怎样为电压模式控制和电流模式控制型 SMPS 优化环路补偿网络的问题 [2-4]。对于欠缺经验的电源设计师来说，

小信号建模和环路补偿设计会很困难。凌力尔特的免费下载的 LTpowerCAD® 设计工具集成了精细复杂的方程式，从而大大简化电源环路补偿设计 [6]。LTspice® 仿真工具整合了几乎所有的凌力尔特器件模型，并提供了额外的时域仿真以优化设计。不过，在原型设计阶段，环路稳定性和瞬态性能的硬件测试 / 验证还是必要的。

一般而言，闭环电压调节环路的性能是由两个重要的数值来评估的：环路带宽和环路稳定性裕度。环路带宽由穿越频率 f_c 进行量化，在该频率上环路增益 $T(s)$ 等于 1 (0dB)。环路稳定性裕度通常采用相位裕度或增益裕度来量化。环路相位裕度 Φ_m 被定义为穿越频率上总 $T(s)$ 相位延迟与 -180° 之间的差异。增益裕度则被定义为在总 $T(s)$ 相位 = -180° 之频率上 $T(s)$ 增益与 0dB 之间的差异。对于降压型转换器，通常认为 45° 的相位裕度和 10dB 的增益裕度是足够的。图 16 示出了一款 LTC3829 12V_{IN} 至 1V_O/60A 三相降压转换器的典型环路增益博德图。在该例中，穿越频率为 45kHz，相位裕度为 64 度。增益裕度接近 20dB。

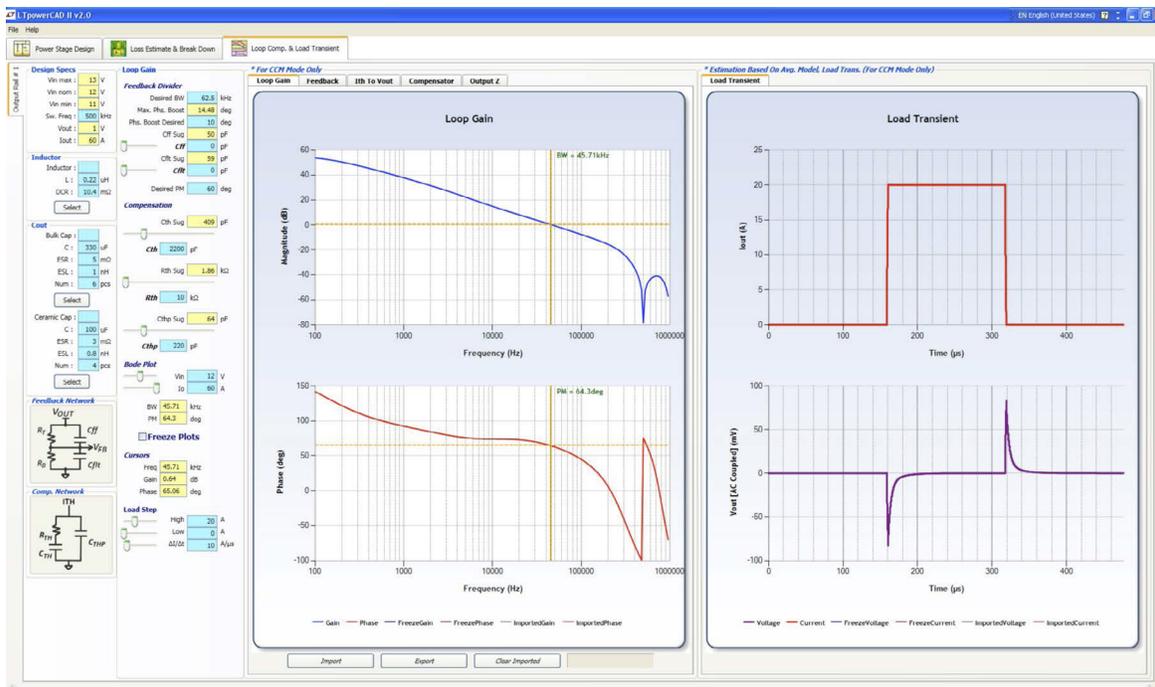


图 16：LTpowerCAD 设计工具提供了一种优化环路补偿和负载瞬态响应的简易方法（三相、单输出 LTC3829 降压型转换器实例）。

针对高电流应用的多相降压型转换器

由于数据处理系统速度越来越快、规模越来越大，其处理器和存储器单元需要在不断降低的电压下获得更大的电流。在这些高电流条件下，对电源的需求成倍地提高。近年来，多相同步降压型转换器由于其高效率 and 均匀的热分布而被广泛地应用于高电流、低电压电源解决方案。此外，利用多个交错式的降压转换器相位还可以显著地降低输入和输出侧上的纹波电流，从而减小输入和输出电容器并压缩相关的电路板空间和元件成本。

在多相降压型转换器中，精准的电流检测和均流变得极其重要。优良的均流可确保均匀的热分布和高的系统可靠性。由于其在稳态及瞬变期间的固有均流能力，电流模式控制型降压转换器通常是首选。凌力尔特的 LTC3829 和 LTC3856 是具有精准电流检测和均流功能的典型多相降压控制器。对于 2、3、4、6 和 12 相系统，可采取菊链的方式将多个控制器连接起来以提供 20A 至 200A 以上的输出电流。

高性能控制器的其他要求

高性能的降压型控制器需要具备许多其他的重要特性。软启动功能常常是控制启动期间的浪涌电流所必需的。过流限制和短路锁断能够在输出过载或短路时保护电源。过压保护功能可为系统中的昂贵负载装置提供安全防护。为了尽量抑制系统 EMI 噪声，有时必须使控制器同步至一个外部时钟信号。对于低电压、高电流应用，远端差分电压采样可补偿 PCB 电阻压降并准确地调节远端负载上的输出电压。在具有多个输出电压轨的精细复杂系统之中，不同电压轨之间的排序和跟踪也是必不可少的。

PCB 布局设计

组件选择和原理图设计仅仅是电源设计过程的一半。开关电源设计的正确 PCB 布局始终是非常至关重要的一步。上佳的布局设计可优化电源效率、减轻热应力，而且最重要的是能够尽量地抑制走线和组件之间的噪声和相互影响。为此，

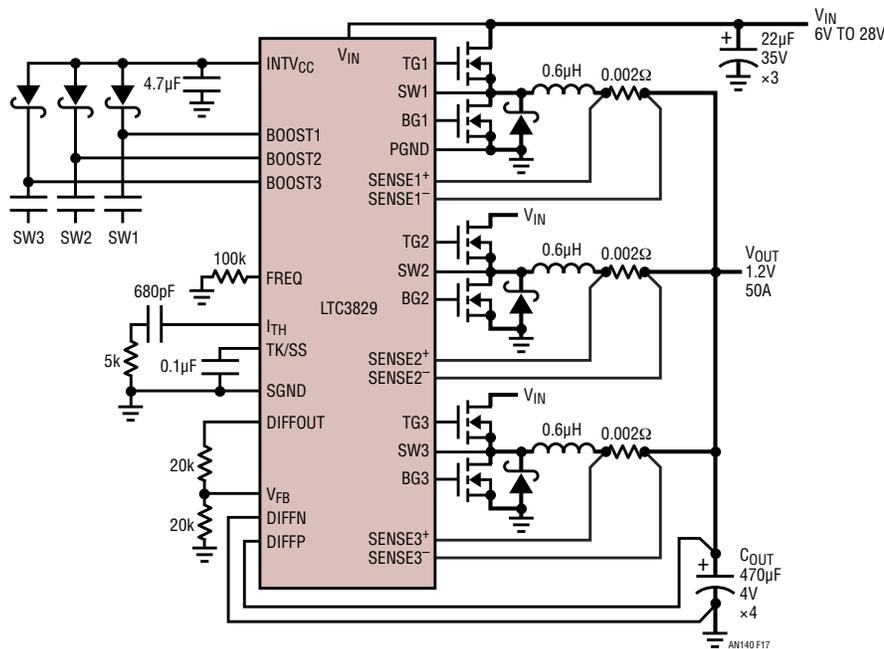


图 17：一款采用 LTC3829 的三相、单通道 V_0 高电流降压型转换器

设计师应清楚地了解开关电源中的电流传导路径和信号流，这一点很重要。获得必要的经验常常需要付出大量的努力。详细的讨论请见凌力尔特的《应用指南 136》(Application Note 136)。^[7]

各种不同解决方案的选择 — 分立型、单片式和集成型电源

在电源的集成度方面，系统设计师可以决定选择分立型、单片式或全集成型电源模块解决方案。图 18 示出了面向典型负载点电源应用的分立型和电源模块解决方案实例。分立型解决方案采用一个控制器 IC、外部 MOSFET 和无源组件，以在系统板上构建电源。选择分立型解决方案的一个主要原因是组件物料清单 (BOM) 成本低。然而，这需要良好的电源设计技能和相对较长的开发时间。单片式解决方案采用一个具集成型功率 MOSFET 的 IC，以进一步缩减解决方案尺寸和组件数目。此类解决方案也需要相似的设计技能和开发时间。全集成型电源模块解决方案可显著减少设计工作量、开发时间、解决方案尺寸和设计风险，但通常具有较高的组件 BOM 成本。

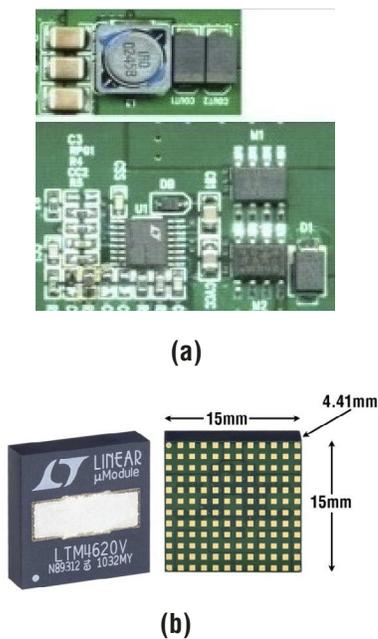


图 18：解决方案实例 (a) 分立型 12VIN 至 3.3V/10A LTC3778 电源；(b) 全集成型 16VIN、双通道 13A 或单通道 26A LTM4620 μ Module[®] 降压型稳压器

其他的基本非隔离式 DC/DC SMPS 拓扑

本应用指南以降压型转换器为简例说明了 SMPS 的设计考虑因素。不过，至少有 5 种其他的基本非隔离式转换器拓扑 (升压、降压 / 升压、Cuk、SEPIC 和 Zeta 转换器) 和至少 5 种基本隔离式转换器拓扑 (反激式、正激式、推挽式、半桥式和全桥式)，这些在本应用指南中并未涉及。每种拓扑都拥有独特的属性，因而使其适合于特定的应用。图 19 示出了针对其他非隔离式 SMPS 拓扑的简化电路原理图。

还有其他的非隔离式 SMPS 拓扑，其为基本拓扑的组合。例如，图 20 示出了一款基于 LTC3789 电流模式控制器的

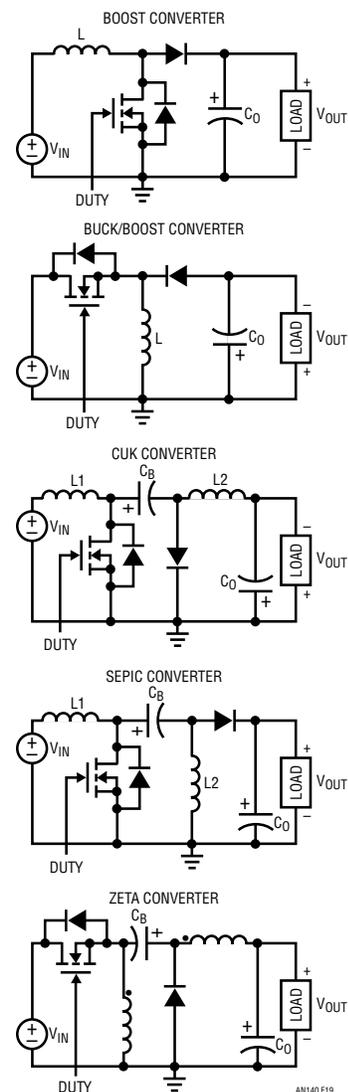


图 19：其他的基本非隔离式 DC/DC 转换器拓扑

高效率、4 开关，同步降压-升压型转换器。该器件可在输入电压低于、等于或高于输出电压的情况下运作。比如：输入可以在 5V 至 36V 范围内，而输出可以是一个稳定的 12V 电压。该拓扑是同步降压型转换器和同步升压型转换器的一种组合，它们共享单个电感器。当 $V_{IN} > V_{OUT}$ 时，开关 A 和 B 起有源同步降压转换器的作用，而开关 C 始终关断，开关 D 则始终保持接通。当 $V_{IN} < V_{OUT}$ 时，开关 C 和 D 起有源同步升压转换器的作用，开关 A 始终保持接通，而开关 B 则始终关断。当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，所有 4 个开关均主动运作。因此，这款转换器的效率会非常高，对于典型的 12V 输出应用可达 98%。[12] LTC3789 控制器将输入电压范围进一步扩展至高达 80V。为了简化设计和提高功率密度，LTM4605、LTM4607 和 LTM4609 在高密度和易用型电源模块中进一步集成了一个精细的降压 / 升压型转换器。[13] 这些器件可以容易地通过并联实现负载均分，从而满足高功率应用的要求。

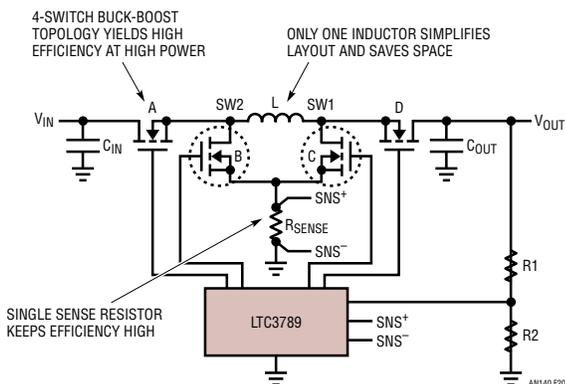


图 20：高效率 4 开关降压 - 升压型转换器可在输入电压低于、等于或高于输出电压的情况下运作

概要

概括而言，线性稳压器的特点是简单易用。由于其串联调节晶体管在线性模式中运作，因此当输出电压远远低于输入电压时，电源效率通常很低。一般说来，线性稳压器（或 LDO）具有低电压纹波和快速瞬态响应。而另一方面，SMPS 则把晶体管用作一个开关，因此效率常常大大高于线性稳压器。不过，SMPS 的设计和优化更具挑战性，而且需要更多的背景知识和经验。对于特定的应用来说，每种解决方案都有其自身的优势和劣势。

参考文献

- [1] V. Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch: Parts I and II," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Mar. 1990, Vol. 26, No.2.
- [2] R.B. Ridley, B.H.Cho, F.C.Lee, "Analysis and Interpretation of Loop Gains of Multi-Loop-Controlled Switching Regulators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp.489-498, Oct. 1988.
- [3] J. Seago, "Opti-Loop Architecture Reduces Output Capacitance and Improves Transient Response," Application Note 76, Linear Technology Corp., May 1999.
- [4] H. Dean Venable, "Optimum Feedback Amplifier Design for Control Systems," Venable Technical Paper.
- [5] Linear Technology 数据表 — www.linear.com.cn
- [6] LTpowerCAD 设计工具 www.linear.com.cn/designtools/software
- [7] H. Zhang, "PCB Layout Considerations for Non-Isolated Switching Power Supplies," Application Note 136, Linear Technology Corp., 2012.
- [8] R. Dobkin, "Low Dropout Regulator Can be Directly Paralleled to Spread the Heat," *LT Journal of Analog Innovation*, Oct. 2007.
- [9] T. Phillips, "Produce High DC/DC Step-Down Ratios in Tight Spaces with 30ns Minimum On-Time Controller in 3mm × 3mm QFN," *LT Journal*, Dec. 2009.
- [10] M. Subramanian, T. Nguyen 和 T. Phillips, "Sub-Milliohm DCR Current Sensing with Accurate Multiphase Current Sharing for High Current Power Supplies," *LT Journal*, Jan. 2013.
- [11] B. Abesingha, "Fast, Accurate Step-Down DC/DC Controller Converts 24V Directly to 1.8V at 2MHz," *LT Journal*, Oct. 2011.
- [12] T. Bjorklund, "High Efficiency 4-Switch Buck-Boost Controller Provides Accurate Output Current Limit," Linear Technology Design Note 499.
- [13] J. Sun, S. Young 和 H. Zhang, "µModule Regulator Fits a (Nearly) Complete Buck-Boost Solution in 15mm × 15mm × 2.8mm for 4.5V-36Vin to 0.8V-34V Vout," *LT Journal*, Mar. 2009.