



Is Now Part of



ON Semiconductor®

**To learn more about ON Semiconductor, please visit our website at
www.onsemi.com**

ON Semiconductor and the ON Semiconductor logo are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

AN-5081

用于压电元件驱动的耦合电感式高增益升压转换器

介绍

近来，压电致动器因其紧凑的尺寸和高分辨率的位移在许多应用中得到广泛使用，尤其是在移动设备中，比如数码相机和智能手机摄像头模块等。尽管移动设备中的可用电源为低压电池，但是仍需要高驱动电压来驱动压电致动器以实现高性能。因此，需要一个具有高电压转换比的升压转换器，可从几伏转换到几十伏或者一百多伏。

传统升压 dc-dc 转换器或升压转换器不适用于高电压转换比，这是因为升压电感器的等效串联电阻 (ESR) 会阻止输出电压提高到输入电压的 10 倍以上。本文介绍的是一种抽头电感式或耦合电感式高升压 dc-dc 转换器，另外还介绍其工作原理以及设计步骤。

本文以一个具有 3 V 输入和 60 V 输出的 1.5 W 系统为例，简要介绍 FAN8831 全桥驱动器电路的试验结果和原理图。FAN8831 是 Fairchild 的一款经过优化的控制 IC，包括 DC-DC 升压转换器和全桥驱动器，用于驱动压电致动器。

压电致动器的特征

与电动机不同，压电致动器直接将电能转换为机械能，不产生磁场。压电致动器的优势还包括亚纳米级的位移分辨率、卓越的动态响应和非常低的功耗 [1]。因此，压电致动器目前被广泛用于各种应用。

压电致动器的主要特征是非线性电容行为。图 1 给出接近谐振频率的压电致动器阻抗曲线。图 2 给出压电致动器的等效电路，即 Van Dyke 模型 [2]。在低频率时，由于左边支路（ R_m - L_m - C_m 串联）只需注意 C_m （其阻抗比 L_m 和 R_m 高很多），总阻抗为 C_m 与 C_o 之和。在串联谐振频率 f_r 下， L_m 和 C_m 的阻抗大小相同，但它们的极性相反，因此左边支路的总阻抗为 R_m 。因此，压电致动器的总阻抗和串联谐振频率可计算如下：

$$Z_{f_r} = R_m \parallel Z_{C_o @ f_r} = \frac{R_m Z_{C_o @ f_r}}{R_m + Z_{C_o @ f_r}} \quad (1)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}}$$

若忽略阻尼电阻 R_m ，并联谐振频率 f_a 处的局部最大总阻抗可计算如下：

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_{eq}}} \quad \text{where} \quad C_{eq} = \frac{C_o C_m}{C_o + C_m} \quad (2)$$

在高频率时，总阻抗几乎为 C_o ，原因是左边支路只需注意 L_m ， C_o 的阻抗通常比 L_m 的低。

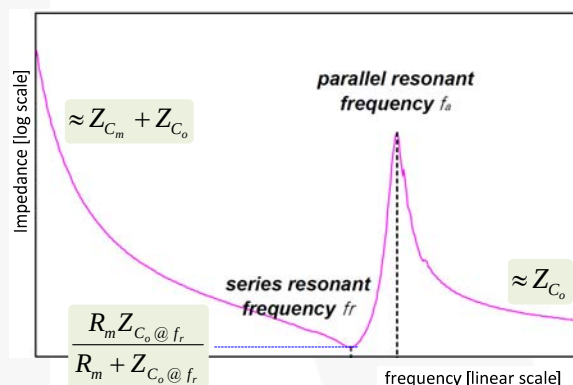


图 1. 接近谐振频率时，压电致动器的阻抗

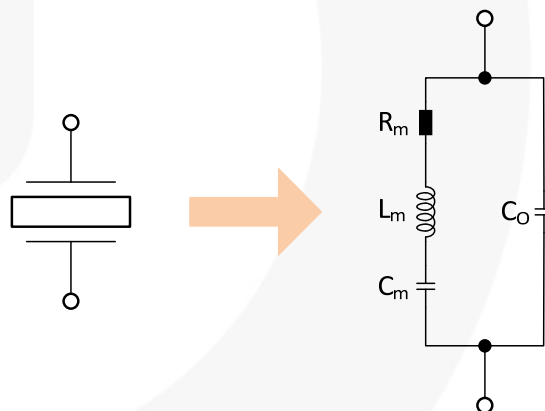


图 2. 压电致动器的等效电路

电容 C_0 取决于陶瓷的面积和厚度，以及其材料属性。在考虑将薄型层状电活性陶瓷材料晶片以并联形式组合成堆栈式致动器时，电容还取决于层数。为了实现机械运动，应采用驱动器以合适的频率重复对 C_0 充电和放电。同时，阻抗曲线分为三个区域： $f < f_r$ 和 $f > f_a$ 的电容区域和 $f_r < f < f_a$ 的电感区域。为了实现零电压开关 (ZVS) 运行，通常推荐在电感区域运行，因为工作电流滞后于施加到负载上的电压。然而在压电致动器中， L_m 中的能量不足以完全对 C_0 放电，因此即使压电致动器运行在电感区域也很难实现零电压开关运行。因此，在任何工作频率下，充电和放电电流都以硬开关方式呈现很大的尖峰。

最大的机械运动在串联谐振频率 f_r 处实现，原因是压电致动器的总阻抗在 f_r 处最低。因此，在频率 f_r 处运行有效，并且需要考虑如何改进硬开关状况，从而通过减少开关损耗提高效率。这超过了本文的讨论范围，但却是一个有趣的话题。

驱动压电致动器

要由移动设备中的低压电池驱动压电致动器，需要的是一个多级转换器：如图所示，一个是可获得高驱动电压的升压级，另一个是能有效驱动压电致动器的桥级图 3。

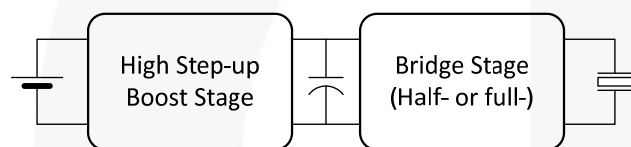


图 3. 由低压电池驱动压电致动器的功率级

理想情况下，传统升压转换器的电压转换比在占空比增大到单位时会变为无限大。但在实际情况下，它会因升压电感器的铜损而受到限制。根据 [3]，采用升压电感器的 ESR 进行的连续导通模式 (CCM) 操作的电压转换比如下所示：

$$\frac{V}{V_g} = \frac{1}{1-D} \left(1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 R} \right) \quad (3)$$

其中， V 为输出电压， V_g 为输入电压， D 为占空比， R 为负载电阻， R_L 为升压电感器的 ESR。转换比会随着 R_L 与 R 比值的增大而减小。图 4 显示的是 ESR 的影响（以图形方式）。值得注意的是，在 R_L 为负载电阻 R 的 1% 时，电压转换比不超过 5。

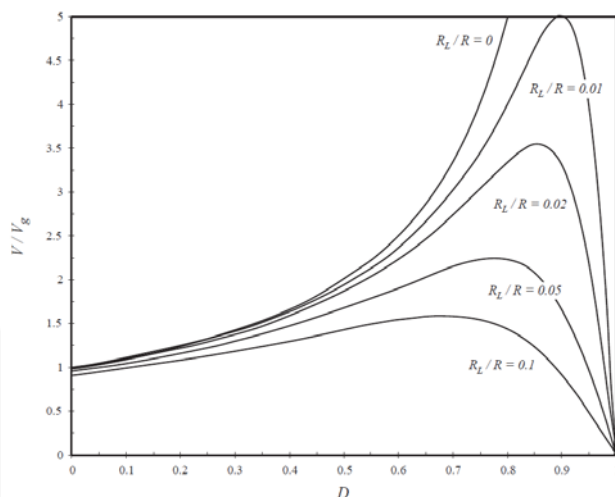


图 4. 具有电感铜损的升压转换器的电压转换比
(参考 [3])

从构造上看，压电致动器分为两种类型：一种是单层，而另一种是多层。单层压电致动器相对便宜且易于获得，但在峰到峰方式中其驱动电压会高达几百伏。而多层压电致动器在峰到峰方式中具有 20 到 60 V 左右的低驱动电压，但与单层压电致动器相比较为昂贵。要实现较低的系统总体成本，最好使用单层压电致动器。尽管移动设备中的可用电源是低电压电池，但它仍需要提供足够高的驱动电压来驱动单层压电致动器。如之前所述，传统升压转换器因其电压转换率比较低而不适用于驱动单层压电致动器。因此，需要一个具有高电压转换比的升压转换器，可从几伏转换到几十伏或者一百多伏。

压电致动器两侧的电压改变其极性从而在桥式电路中实现机械运动，其高驱动电压来自高升压电路的输出。尽管压电致动器在半桥式拓扑中显示出扩张或收缩，在使用全桥式拓扑时它可以根据施加的正负极电压扩张或收缩。因此从电压转换率角度来看，作为次级电路的全桥式拓扑更有利于减轻升压电路的负担。

FAN8831 是 Fairchild 生产的一款适用于驱动压电致动器的控制 IC。它同时包括图 3 中显示的两个电路。以临界导通模式 (CRM) 运行的升压控制器集成一个具有 36 V 额定电压的功率 MOSFET。升压控制器还包含了很多保护功能，如过压保护 (OVP)，过流保护 (OCP) 和热关断。作为一个全桥式电路，集成了四个高额定电压 (75 V) MOSFET：两个由低侧驱动，其他两个由高侧栅极驱动器驱动。全桥式电路中还包括了防止直通的功能。所有这些都在大小为 4 mm x 4 mm，高度为 0.9 mm 的 QFN 封装中实现。

下一章将介绍抽头电感式或耦合电感式高升压 DC-DC 转换器，这是一个广为人知的拓扑。下一章还将介绍其工作原理和设计步骤。

耦合电感式高电压转换比升压转换器

工作原理

如上一章所述，传统升压转换器因为存在电感器铜损只能提供有限的输出电压。另外，为了实现较大的电压转换比，占空比应该增至接近于 1。这就要求较小的电感，以致对主开关产生很高的电流应力，并产生很高的传导损耗。由于在关断时，输出电压施加于主开关上，电压应力也非常高，开关损耗也是如此。图 5 显示了传统升压转换器的劣势。

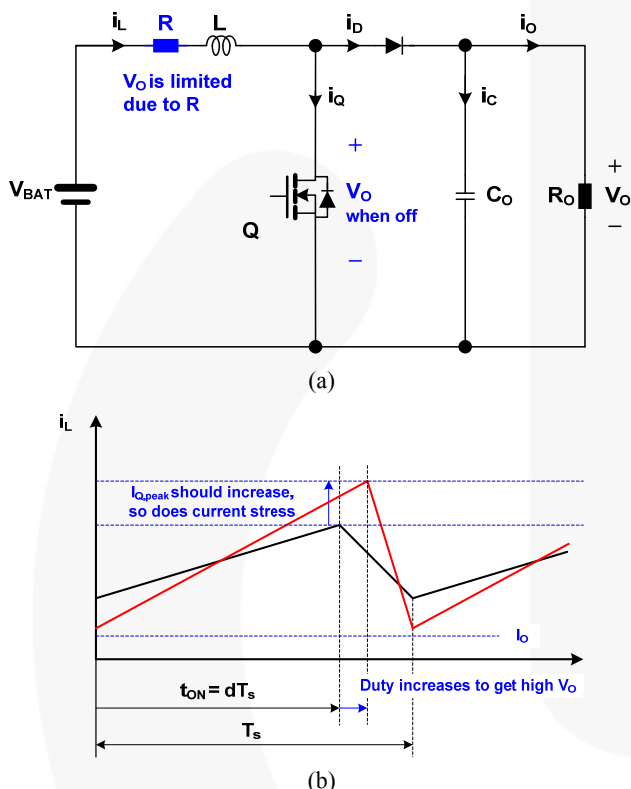


图 5. (a) 传统升压转换器以及 (b) 当占空比增加实现较高的 V_O 时，其电感器电流波形

为了克服这些缺陷，已经提出了很多拓扑。其中，耦合电感式升压转换器因电压转换比高、无额外组件、电感器中绕组结构简单以及主开关上电压应力较低而得到广泛关注。[4]-[7]。

图 6 显示耦合电感式升压转换器及其 CRM 运行模式下的主要波形。如果匝数比为零，即 N_2 为零，则与传统升压转换器完全相同。图 7 显示每种模式的等效电路。主开关 (Q) 打开时， $i_Q(t)$ 会在 L_1 范围内随斜率 V_{BAT} 而增大，从而导致能量在 L_1 中积聚。由于次级匝数 N_2 两端的电压为 nV_{BAT} ，因此二极管电压 $V_D(t)$ 为 $V_O + nV_{BAT}$ ，如图 6 (b) 中所示。在 Q 关闭后，整个电感器 L_{eq} 两端的电压变为 $V_O - V_{BAT}$ ，因此二极管电流 $i_D(t)$ 在 L_{eq} 范围内随斜率 $V_O - V_{BAT}$ 而减小。由于初级匝数 N_1 两端的电压在 $N_1 + N_2$ 范围内为 $N_1(V_O - V_{BAT})$ ，对于高电压转换比，在 N_2 大于 N_1 时，开关电压 $V_Q(t)$ 在 $N_1 + N_2$ 范围内为 $(N_1 V_O + N_2 V_{BAT})$ ，低于 V_O 。

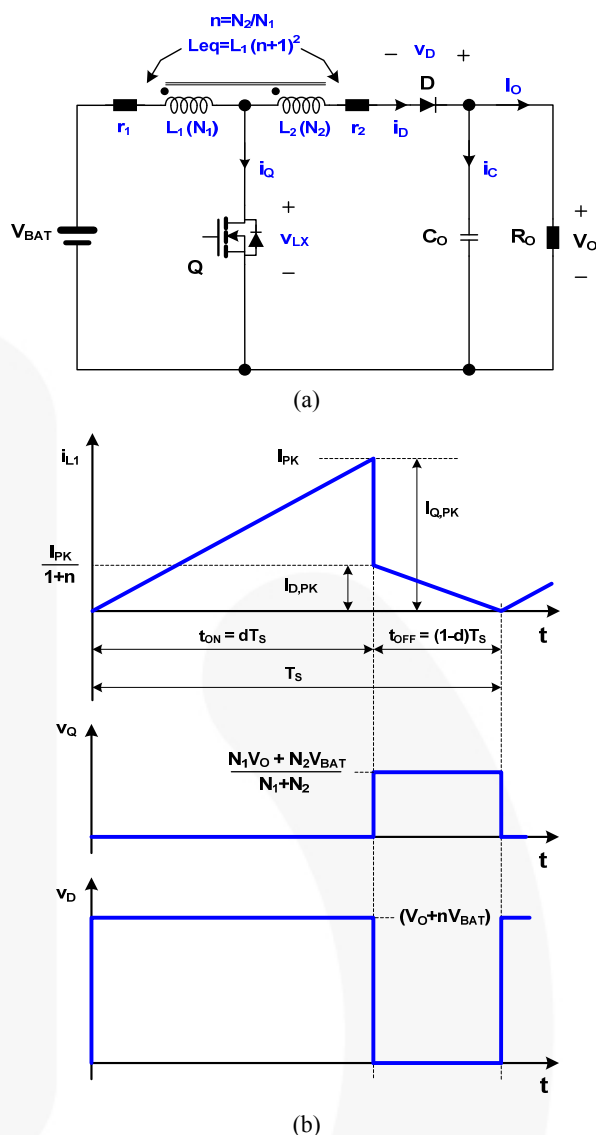


图 6. (a) 耦合电感式升压转换器及 (b) 其主要波形：电感器电流，CRM 运行模式下的开关和二极电压

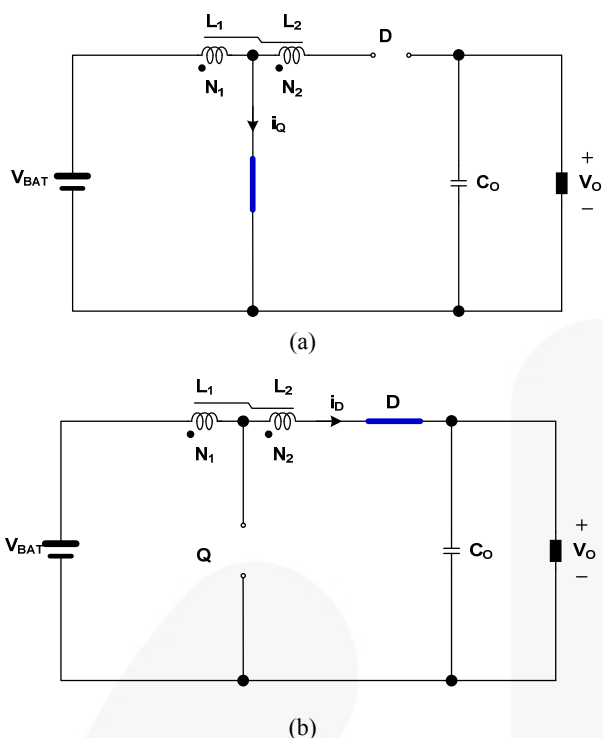


图 7. CRM 运行中 (a) 模式 1, 主开关打开 (dTS) 和 (b) 模式 2, 主开关关闭 ((1-d)TS)

由于电感器在一个磁芯中实现耦合, 总电感计算如下:

$$L_1 + L_2 : L_1 = (N_1 + N_2)^2 : N_1^2 \quad (4)$$

因此,

$$L_{eq} = L_1 + L_2 = (1+n)^2 L_1 \quad (5)$$

为了获得 CCM 或 CRM 运行中的电压转换比, 需要对 L_1 或 L_2 实现伏秒平衡。让我们使用 L_2 。每种模式下, L_2 两端的电压计算如下:

$$\begin{aligned} V_{L2} &= nV_{BAT} & \text{during } dT_S, \\ V_{L2} &= (V_{BAT} - V_O) \frac{N_2}{N_1 + N_2} & \text{during } (1-d)T_S \end{aligned} \quad (6)$$

电压转换比可由施加在 L_2 上的电压总和乘以其在某个转换周期为零时的持续时间而获得, 如下所示:

$$\begin{aligned} nV_{BAT} \cdot dT_S + (V_{BAT} - V_O) \frac{N_2}{N_1 + N_2} \cdot (1-d)T_S &= 0 \\ \Rightarrow nV_{BAT} \cdot d \cdot \left(\frac{1}{n} + 1 \right) &= (1-d) \cdot (V_O - V_{BAT}) \\ \Rightarrow dV_{BAT} + ndV_{BAT} &= V_O - V_{BAT} - dV_O + dV_{BAT} \\ \Rightarrow (1+nd)V_{BAT} &= (1-d)V_O \\ \Rightarrow \frac{V_O}{V_{BAT}} &= \frac{1+nd}{1-d} \equiv G \end{aligned} \quad (7)$$

开关峰值电流 ($I_{Q,PK}$ 或 I_{PK}) 计算如下:

$$I_{PK} = \frac{V_{BAT}}{L_1} dT_S \quad (8)$$

由于 CRM 运行, 二极管峰值电流 ($I_{D,PK}$) 计算如下:

$$I_{D,PK} = \frac{V_O - V_{BAT}}{L_{eq}} (1-d)T_S = \frac{V_O - V_{BAT}}{(1+n)^2 L_1} (1-d)T_S \quad (9)$$

由于输出电压由等式 (7) 获得, 因此 $I_{D,PK}$ 可用 I_{PK} 表示, 如下所示:

$$\begin{aligned} I_{D,PK} &= \frac{\frac{1+nd}{1-d} V_{BAT} - V_{BAT}}{(1+n)^2 L_1} (1-d)T_S \\ &= \frac{(1+nd-1+d)V_{BAT}}{(1+n)^2 L_1} T_S \\ &= \frac{(1+n)V_{BAT}}{(1+n)^2 L_1} dT_S = \frac{I_{PK}}{1+n} \end{aligned} \quad (10)$$

根据等式 (7), 电压转换比取决于耦合电感器的匝数比。如果匝数比为 3, 则电压增益在占空比为 0.7 时会大于 10。在考虑电感器铜损时, 电压增益还会降低。然而, 与传统升压转换器相比, 它比较大。因此, 可通过调节匝数比, 从低压电池产生足够的输出电压来驱动压电致动器。如图 6 中所示, 主开关上的电压应力要比传统升压转换器的低得多。因此, 可以减少开关损耗, 尤其是电容放电损耗。但是, 主开关的峰值电流是传统升压转换器的 $1+n$ 倍, 这是该拓扑的其中一个缺点。此外, 二极管的电压应力也会增加。

设计步骤

本小节将介绍采用 FAN8831 的耦合电感式升压转换器的设计步骤, 及其规格, 如下所示:

- 标称输入电压: 3.0 V_{DC} (电池)
- 输入电压范围: 2.7 ~ 3.3 V_{DC}
- 开关频率: 全负载时为 350 kHz
- 输出: 60 V_{DC} / 25 mA (1.5 W)

FAN8831 提供零电流检测 (ZCD) 功能, 允许在电感器电流变为零时开始下一个开关过程。因此, 理想的运行模式是 CRM。

[第 1 步] 确定匝数比和占空比

为了防止在运行状态下出现绝对最大电压，开关电压 V_{LX} 应该低于 35 V，如图 8 所示。

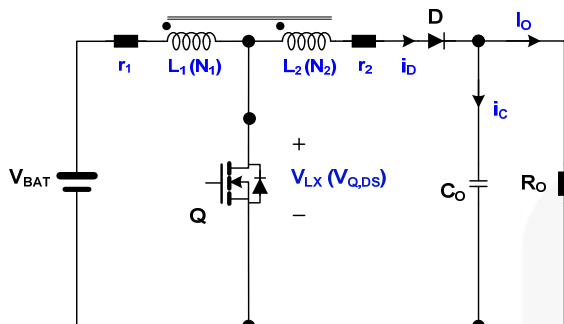


图 8. 耦合电感式升压转换器原理图

V_{LX} 几乎完全由箝位至输入电压和初级端磁化电感电压总和的主开关漏电压决定，如下所示：

$$V_{LX} = V_{Q,DS} = V_{BAT} + \frac{V_O - V_{BAT}}{n+1} = \frac{V_O + nV_{BAT}}{n+1} \quad (11)$$

因此，匝数比可由下列等式计算得出：

$$n = \frac{V_O - V_{LX}}{V_{LX} - V_{BAT}} \quad (12)$$

要确定匝数比，必须同时考虑输入电压变化。

获得耦合电感器的匝数比后，占空比可根据下列等式 (7) 确定：

$$d = \frac{G-1}{G+n} \quad (13)$$

(设计示例) 要通过等式获得 16 V 的 V_{LX} (12)，匝数比计算如下：

$$n_{\max} = \frac{V_O - V_{LX}}{V_{LX} - V_{BAT,\max}} = \frac{60 - 16}{16 - 3.3} = 3.46$$

$$n_{\min} = \frac{V_O - V_{LX}}{V_{LX} - V_{BAT,\min}} = \frac{60 - 16}{16 - 2.7} = 3.3$$

因此，匝数比选择为 4。然后，可以通过等式 (13) 获得占空比。

$$d_{\max} = \frac{\frac{V_O}{V_{BAT,\min}} - 1}{\frac{V_O}{V_{BAT,\min}} + n} = \frac{\frac{60}{2.7} - 1}{\frac{60}{2.7} + 4} = 0.81$$

$$d_{\min} = \frac{\frac{V_O}{V_{BAT,\max}} - 1}{\frac{V_O}{V_{BAT,\max}} + n} = \frac{\frac{60}{3.3} - 1}{\frac{60}{3.3} + 4} = 0.77$$

标称值 0.79 是输入电压为 3 V 时的转换器占空比。

与传统升压转换器一样，耦合电感式升压转换器的电压转换比或电压增益也会因所用电感中的传导损耗而受到限制。由于匝数更多，与传统升压转换器相比，耦合电感器的 ESR 更大，因此电压转换比或电压

增益也更大。采用升压电感器的 ESR 进行的 CCM 或 CRM 操作，其电压转换比可按下列等式获得：

$$\frac{V_O}{V_{BAT}} = \frac{1+nd}{1-d} \left(\frac{1}{1 + \frac{r_L}{R(1-d)} + \frac{r_1 d(1+n)^2}{R(1-d)^2}} \right) \quad (14)$$

其中，R 为负载电阻， r_1 为初级端 ESR， r_L 为 r_1 与次级端 ESR r_2 之和，如所示图 8。如等式 (14) 所示，下降系数会随着耦合电感器匝数比的增大而变大，从而获得高电压转换比。图 9 以图形方式显示了等式 (14)，其中以 $n = 7$ 、 $R = 5,500 \Omega$ 和 $r_L = 1.5 \Omega$ 、 3.0Ω 以及 5.0Ω 作为示例。

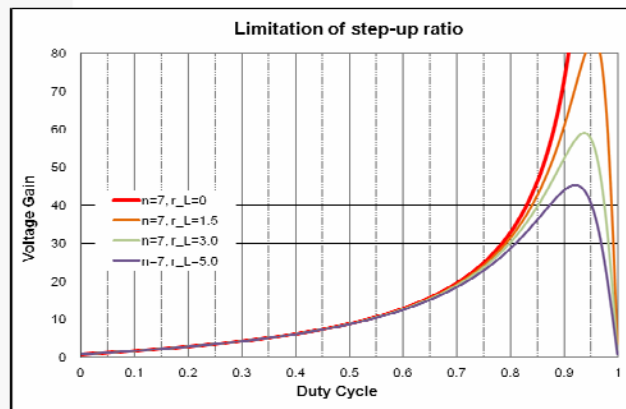


图 9. 采用电感器的 ESR 的耦合电感式升压转换器的电压转换比

与红色曲线 ($r_L=0 \Omega$) 中的理想情况相比，采用 ESR 的实际情况在占空比增大时会显示较低的电压增益。以占空比为 0.9 为例，在 $r_L=1.5 \Omega$ 时，电压增益可从 70 以上减小到 60 左右。即使占空比为 0.8，在 $r_L=1.5 \Omega$ 时，电压增益也会减少大约 2 或 3。因此，需要检查形成耦合电感后测得的 ESR 电压增益是否足以满足预先确定的占空比的输出电压规格。如果不满足，则设计人员应通过增加耦合电感器的导线厚度减小 ESR，或在第 1 步中用更多的裕量再次确定匝数比和占空比。

[第 2 步] 确定磁化电感

在 CRM 模式运行中，耦合电感器的磁化电感可通过电感器电流的斜率获得，如图 10 所示。在 t_{OFF} 期间，电感器电流会流过二极管，并且在一个转换周期内其平均值与规范给定的负载电流 I_{OUT} 相等。二极管电流的平均值按照下列等式计算：

$$I_{OUT} = \frac{I_{D,PK} \times (1-d)}{2} \quad (15)$$

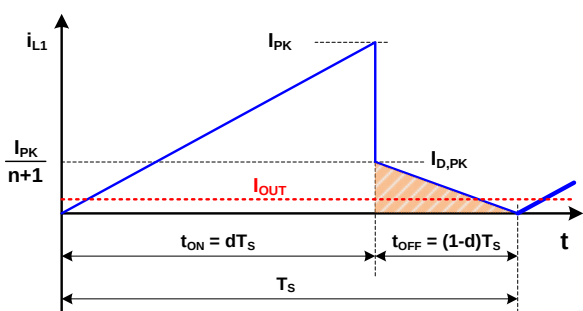


图 10. 耦合电感器的电流波形

因此，二极管峰值电流按下列等式表示：

$$I_{D,PK} = \frac{2I_{OUT}}{1-d} \quad (16)$$

根据等式 (10)，主开关的峰值电流由下列等式获得：

$$I_{PK} = \frac{2I_{OUT}(1+n)}{1-d} \quad (17)$$

结合等式 (17) 和 (8)，得到

$$L_1 = \frac{V_{BAT}dT_S}{I_{PK}} = \frac{V_{BAT}d(1-d)T_S}{2I_{OUT}(1+n)} \quad (18)$$

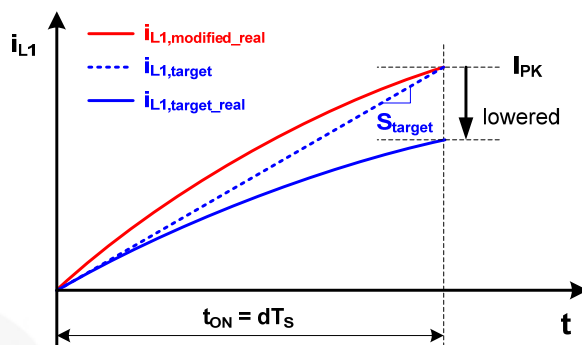
要获得电感的更精确等式，必须考虑系统效率。在转换器中存在许多损耗因素，比如电感器的 ESR、MOSFET 的导通电阻、二极管的正向压降、变压器的非理想耦合等。对于所有类型的损耗项，它可分成两类。第一类是从功率流动角度考虑的变压器之后的损耗，如二极管的正向压降，还包括变压器自身的损耗。在该情况下，应增大等式 (17) 中所需的峰值电流，这样不仅能承载输出功率而且也能承载第一类损耗项。另一方面，由于无论损耗项如何，输出负载电流都保持恒定，因此等式 (16) 中计算的二极管峰值电流不变。因此，这些损耗因素与变压器和二极管的匝数比有关，所以等式和中的 I_{PK} 和 L_1 (17) (18) 可修改如下：

$$I_{PK} = \frac{2I_{OUT}\left(1+\frac{n}{\eta}\right)}{1-d} \quad (19)$$

$$L_1 = \frac{V_{BAT}dT_S}{I_{PK}} = \frac{V_{BAT}d(1-d)T_S}{2I_{OUT}\left(1+\frac{n}{\eta}\right)} \quad (20)$$

其中， η 是预期的系统效率，通常为 0.7~0.8。

第二类是变压器之前的损耗，比如电感器的 ESR 以及 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 。开关的实际峰值电流会因这些损耗而低于预期值。电感器电流增大时，ESR 和 $R_{DS(on)}$ 上的电压降也会增大。因此，施加在 L_1 上的电压会在 t_{ON} 期间随时间而下降，从而使开关电流的斜率越来越小，如图 11 中所示。

图 11. 考虑 ESR 和 $R_{DS(on)}$ 的耦合电感器电流波形

用等式计算得出的电感 L_1 (20)，预期会使峰值开关电流在 t_{ON} 期间达到 I_{PK} ，如图 11 中的虚线所示。峰值开关电流 I_{PK} 从等式 (19) 获得，它在 t_{OFF} 期间允许提供指定的负载电流。但是，由于 ESR 和 $R_{DS(on)}$ 的关系，电感器电流的斜率会随着电感器电流的增大而变小，从而使电感器的实际峰值电流低于原始目标 I_{PK} ，如中的蓝色实线所示。图 11 流经 ESR、 r_1 和 $R_{DS(on)}$ 的电感器电流的实际轨迹可由下列等式表示：

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{IN}}{r_1 + R_{DS(on)}} \left(1 - e^{-\frac{r_1 + R_{DS(on)}}{L_1}t} \right) \quad (21)$$

为了使图 11 中的红色实心曲线在 $t = t_{ON}$ 时获得所需的 I_{PK} ，得出下列等式。

$$I_{PK} = \frac{V_{IN}}{r_1 + R_{DS(on)}} \left(1 - e^{-\frac{r_1 + R_{DS(on)}}{L_1}t_{ON}} \right) \quad (22)$$

因此，由下列等式计算电感，以确保所需的 I_{PK} ：

$$L_1 = -\frac{(r_1 + R_{DS(on)}) \cdot t_{ON}}{\ln\left(1 - \frac{I_{PK}(r_1 + R_{DS(on)})}{V_{IN}}\right)} \quad (23)$$

总之，如果考虑所有损耗项，应当首先用等式计算所需的 I_{PK} (19)，然后用等式计算电感 L_1 (23)。另一方面，所有损耗都可忽略时，使用等式 (17) 和 (18) 已足够。

（设计实例） 假设预期的效率是 80%，可用下列等式计算所需的主开关峰值电流：

$$I_{PK} = \frac{2I_{OUT}\left(1+\frac{n}{\eta}\right)}{1-d} = \frac{2 \cdot 25m \cdot \left(1+\frac{4}{0.8}\right)}{1-0.79} = 1.52 [A]$$

根据 FAN8831 数据表，MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 是 600 mΩ。假设电感器 r_1 的 ESR 是 300 mΩ，电感计算如下：

$$L_1 = -\frac{(r_1 + R_{DS(on)}) \cdot t_{ON}}{\ln\left(1 - \frac{I_{PK}(r_1 + R_{DS(on)})}{V_{IN}}\right)}$$

$$= -\frac{(0.3 + 0.6) \cdot \frac{0.79}{350k}}{\ln\left(1 - \frac{1.52 \cdot (0.3 + 0.6)}{3}\right)} = 3.34 [\mu H]$$

让我们选择 3.3 μH 。因此， L_2 可计算如下：

$$L_2 = n^2 L_1 = 4^2 \cdot 3.3 = 52.8 [\mu H]$$

[第 3 步] 主开关和二极管的电压和电流应力

如第 1 步中提到的，主开关的电压应力等于 V_{LX} 。 V_{LX} 电压可由等式 (11) 计算得到，如图 12 所示。

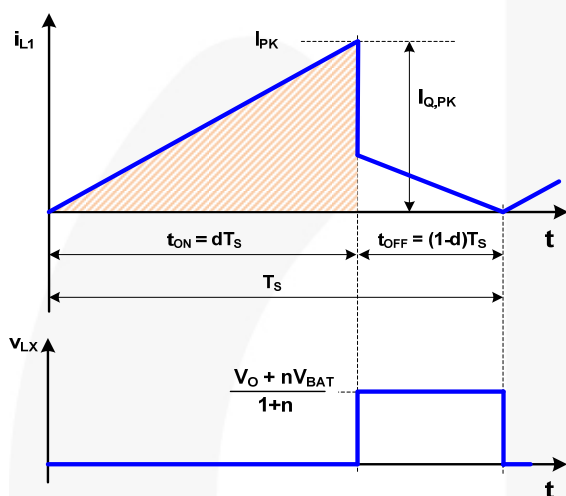


图 12. 电感器电流和主开关漏极电压

主开关的电流应力是图 12 中黑色区域 RMS (均方根) 值，计算如下：

$$I_1 = -\frac{(r_1 + R_{DS(on)}) \cdot t_{ON}}{\ln\left(1 - \frac{I_{PK}(r_1 + R_{DS(on)})}{V_{IN}}\right)} \quad (24)$$

与传统升压转换器相比，电压应力大约减少 $1+n$ ，而电流应力增加 $1+n$ ，这是一种平衡。

二极管的电压和电流应力可简单计算如下：

$$V_{D,PK} = V_O + nV_{BAT}$$

$$I_{D,ave} = I_{OUT} \quad (25)$$

(设计示例) V_{LX} 值可由等式 (11) 计算如下：

$$V_{LX} = V_{Q,DS} = \frac{V_O + nV_{IN,max}}{n+1} = \frac{60 + 4 \cdot 3.3}{4+1} = 14.64 [V]$$

主开关的电流应力计算如下：

$$I_{Q,rms} = I_{PK} \sqrt{\frac{d}{3}} = 1.52 \sqrt{\frac{0.79}{3}} = 0.78 [A]$$

FAN8831 中集成的 MOSFET 具有 36 V 的绝对额定电压，足以覆盖 24 V 的电压应力 (考虑了 80% 的降额)。此外，集成式 MOSFET 的 $R_{DS(on)}$ 最大为 500 m Ω ，因此其预期的导通损耗大约为 0.4 W，这是

可以接受的。

二极管的电压应力计算如下：

$$V_{D,PK} = V_O + nV_{IN} = 60 + 4 \cdot 3.3 = 73.2 [V]$$

二极管的平均电流计算如下：

$$I_{D,ave} = I_{OUT} = 25 [mA]$$

应选择额定电压超过 100 V 的二极管作为输出二极管。

[第 4 步] 确定输出电容

可以基于输出电压纹波要求选择输出电容的值。如果不考虑电解电容作为输出电容的有效串联电阻 (ESR) 效果，输出电压纹波峰峰值可通过下列等式得出：

$$V_{ripple,pp} = \frac{\left(2d + \frac{(1-d)^2}{2}\right) \cdot I_{OUT} \cdot T_S}{2C_O} \quad (26)$$

其中， $V_{ripple,pp}$ 是峰到峰方式下的输出电压纹波。因此，可以选择具有根据下列指定输出电压纹波规格的输出电容：

$$C_O \geq \frac{\left(2d + \frac{(1-d)^2}{2}\right) \cdot I_{OUT} \cdot T_S}{2V_{ripple,pp}} \quad (27)$$

另一方面，它需要按照等式 (29) 计算得出的输出电压纹波规格检查所需的 ESR。

$$ESR \leq \frac{V_{ripple,pp}(1-d)}{2I_{OUT}} \quad (28)$$

找到具有计算得出的 ESR 的适当电容后，将其与等式 (27) 得出的结果进行比较，然后选择较大的值。

(设计示例) 如果输出电压纹波需要低于额定值 (如 3 V) 的 5%，则输出电容应该大于：

$$C_O \geq \frac{\left(2d + \frac{(1-d)^2}{2}\right) \cdot I_{OUT} \cdot T_S}{2V_{ripple,pp}}$$

$$= \frac{\left(2 \cdot 0.79 + \frac{(1-0.79)^2}{2}\right) \cdot \frac{25m}{350k}}{2 \times 3} = 18.7 [nF]$$

同时，输出电容的 ESR 应该小于 13.5 Ω ：

$$ESR \leq \frac{V_{ripple,pp}(1-d)}{2I_{OUT}} = \frac{3 \cdot (1-0.79)}{2 \times 25m} = 13.5 [\Omega]$$

简单根据电解电容概测法，所需电容大约为 3.6 μF 。综上所述，选择的电容为 3.6 μF (最小值)。要获得最佳电容值，请参阅电解电容数据表，其中提供了可接受的 rms 电流。

另一方面，若因空间限制选择陶瓷电容器作为输出电容器，则无需考虑 ESR。只需要根据等式 (27) 选择能够实现足够的输出电压纹波的电容。在该示例中，选择了 2.2 μF 的陶瓷电容器作为输出电容器。

[第 5 步] 设计 ZCD 电路

FAN8831 的零电流检测 (ZCD) 引脚用于检测升压电感器电流流干实现主开关零电压开关 (ZVS) 运行的瞬间。一旦升压电感器电流变为零, 主开关的输出电容 (C_{OSS}) 和耦合电感器的磁化电感 (L_1) 产生谐振, 且主开关的漏电压降低, 如图 13 所示。

由于 ZCD 引脚可以连接至具有较低电压应力的主开关漏极引脚, FAN8831 可以注意到漏极电压何时达到其最小值。ZCD 引脚内部检测漏电压的阈值电压通常是 1.83 V。因此, 主开关漏极电压达到 1.83 V 后开始下一个开关过程。在下一次栅极导通前还有一个 200 ns 的最大延迟时间, 用于确保主开关接近 ZVS 运行。

通常来说, 内部箝位电路允许 ZCD 引脚电压限制在 3.5 V 与 0.12 V 之间。为了限制箝位电路中的电流, 应在主开关的漏极引脚和 ZCD 引脚之间连接一个电阻。当 ZCD 引脚箝位至 3.5 V (V_{CLAMPH}) 时, 该电阻以最大漏电压限制负向电流。当 ZCD 引脚箝位至 0.12 V (V_{CLAMPL}) 时, 该电阻还在谐振方式下以最小漏电压限制正向电流。

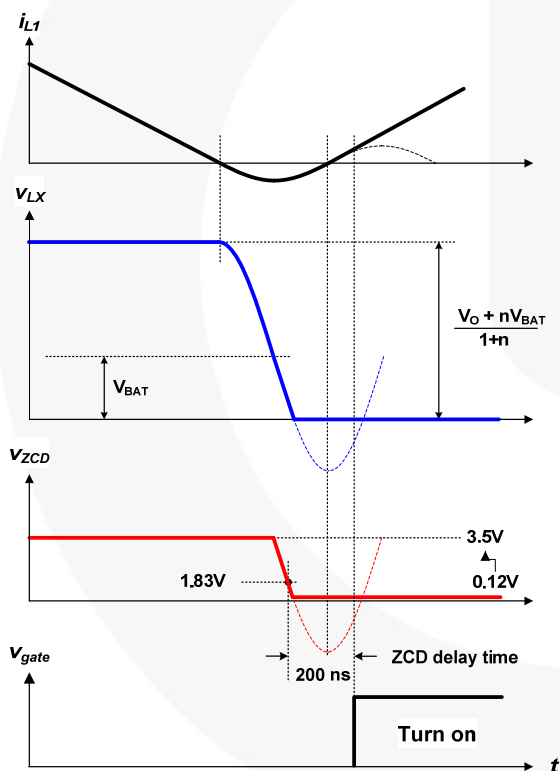


图 13. 用于 ZVS 检测的波形

电阻 R_{ZCD} 计算如下:

$$R_{ZCD} \geq \frac{\left(\frac{V_O + nV_{BAT, \max}}{1+n} - V_{CLAMPH} \right)}{I_{ZCD, SR}} \quad (29)$$

$$R_{ZCD} \geq \frac{\left(\frac{V_O - (2+n)V_{BAT, \max}}{1+n} - V_{CLAMPL} \right)}{I_{ZCD, SK}} \quad (30)$$

其中, V_{CLAMPH} 是输入高钳位电压, V_{CLAMPL} 是输入低钳位电压, $I_{ZCD, SR}$ 是源电流能力, 而 $I_{ZCD, SK}$ 是灌电流能力, 如 FAN8831 数据表中所述。 R_{ZCD} 应选择等式 (29) 和 (30) 中较大的那个。

(设计示例) 最小 R_{ZCD} 计算如下:

$$R_{ZCD} \geq \frac{\left(\frac{60 + 4 \cdot 3.3}{1+4} - 3.5 \right)}{2.3m} = 4.84 [k\Omega]$$

$$R_{ZCD} \geq \frac{\left(\frac{60 - (2+4) \cdot 3.3}{1+4} - 0.12 \right)}{2.3m} = 3.44 [k\Omega]$$

因此, 如果 ZCD 信号是从 V_{LX} 接收, R_{ZCD} 应选择为 4.7 k Ω , 而不能超过 FAN8831 的电流能力。

而如果 ZCD 信号是从开关二极管模拟端子处接收, R_{ZCD} 计算如下:

$$R_{ZCD} \geq \frac{(V_{DRV} + 0.7) - V_{CLAMPH}}{I_{ZCD}}$$

[第 6 步] 设计补偿网络

[电流模式控制]

反映系统输出电压的控制信号与电压模式控制下的内部锯齿波形进行比较得到主开关占空比，同时需要感测电感电流或主开关电流，并将其直接与电流模式控制下的控制信号进行比较。

电流模式控制具有两个反馈环路：输出电压与基准电压比较，其误差信号被施加到外部环路补偿器的输入。补偿器的输出与主开关的电流比较，并产生内部环路主开关的合适占空比。通常有三种电流模式控制方法：峰值、平均值和迟滞电流模式控制。

电流模式控制的一个好处是出色的线路调节。输入线路电压的变化直接反映到主开关的斜率上，因此主开关的占空比也直接发生变化。

另外，在 CRM 或 DCM 模式下运行时，由于在占空比 D 小于 0.5 时不存在次谐波振荡，而只存在没有右半平面零点的简单单极传递函数，控制转换器系统比较容易。

[反馈回路补偿设计]

稳定系统的补偿网络可以采用 I 类配置（简单的积分器）或 II 类配置（带极零对的积分器）。根据电源传递函数的增益和相位选择补偿电路的类型。

图 14 显示采用 II 类补偿器的 FAN8831 的内部框图和邻近设计，用于调节耦合电感式升压转换器的输出电压。

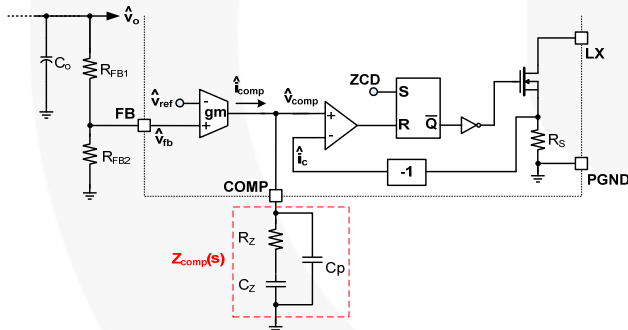


图 14. 用于调节 FAN8820 输出电压的内部框图和补偿增益

等式 (31) ~ (33) 可通过图 14 获得。

$$\hat{v}_{comp}(s) = -\hat{i}_c(s) \times R_s \quad (31)$$

$$\hat{v}_{comp}(s) = \hat{i}_{comp}(s) \times Z_{comp}(s) \quad (32)$$

$$\hat{i}_{comp}(s) = \hat{v}_{fb}(s) \times g_m = (\hat{v}_o(s) \times \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}}) \times g_m \quad (33)$$

合并以上等式可得出：

$$\frac{\hat{i}_c(s)}{\hat{v}_o(s)} = -\frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \cdot g_m \cdot Z_{comp}(s) \quad (34)$$

其中：

$$Z_{comp}(s) \cong \frac{1}{sC_z} \cdot \frac{1 + sR_zC_z}{1 + sR_zC_p},$$

$$R_s = \frac{\text{Internal sensing resistor}}{\text{Sense Ratio}} = \frac{V_{RAMP-PP}}{I_{OCP}} \quad (35)$$

$$\cong \frac{1.7[V]}{1.52[A]} \cong 1.12[\Omega],$$

$$\text{and } C_z \gg C_p.$$

FAN8831 采用内部 SenseFET，因此检测电阻 R_s 可根据等式 (35) 计算得到。当采用外部 MOSFET 和检测电阻时，应使用检测电阻的值。

当耦合电感式升压转换器在 CRM 模式下运行时，通过使输入电感为零可得到简化的小信号模型（如图 15 所示）。

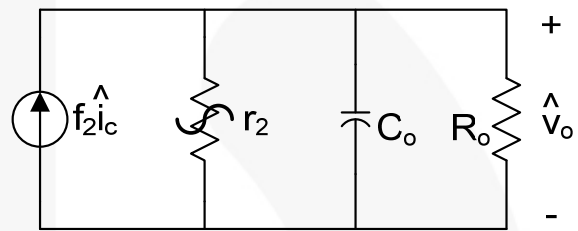


图 15. CRM

模式下耦合电感式升压转换器的小信号模型

控制至输出传递函数 $G_{vc}(s)$ （忽略输出电容的有效串联电阻 ESR）为：

$$G_{vc}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_c(s)} \bigg|_{\hat{v}_{in}(s)=0} = f_2 \cdot \left(r_2 \parallel R_o \parallel \frac{1}{sC_o} \right) = \frac{G_{vc0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (36)$$

其中：

$$f_2 = \frac{1}{2} \frac{1}{G+n}, \quad r_2 = R_o \left(\frac{G+n}{G} \right),$$

$$G_{vc0} = \frac{R_o}{2} \left(\frac{1}{2G+n} \right), \quad \omega_p = \frac{1}{R_o C_o} \left(\frac{2G+n}{G+n} \right), \quad (37)$$

$$G = \frac{V_o}{V_{IN}}, \quad n = \frac{N_2}{N_1}, \quad \text{and} \quad R_o = \frac{V_o}{I_{OUT}}.$$

设计反馈回路的步骤如下所示：

- (1) 使用等式 (36) 获得功率级的控制至输出传递函数。单极系统的极点频率为 ω_p ，DC 增益为 G_{vc0} 。
- (2) 确定大约为极点频率 10 倍以上的交叉频率 (f_c)。由于闭环增益在交叉频率下具有 -40 dB/dec 的斜率和 -180° 的相移，如图 16 所示，需要在交叉频率附近设置零点补偿电路 (f_{cz})，以便最大程度地提高闭环增益功能的带宽，从而实现 45° 的相位裕量。
- (3) 将补偿网络极点 (f_{cp}) 设置为至少比 f_c 高 10 倍，以确保它不会影响补偿系统的相角裕量。此外，它还应足够低于系统的开关频率，以便衰减开关噪声。

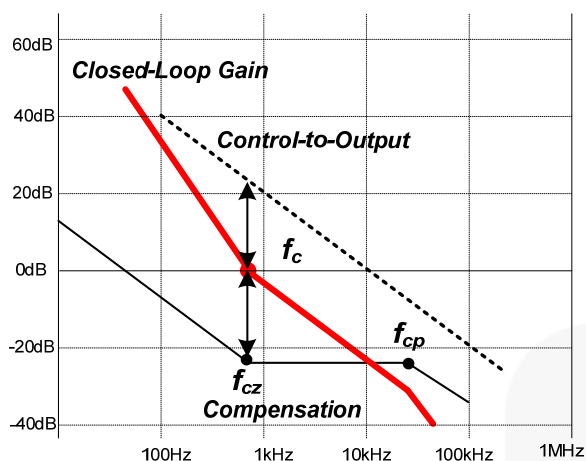


图 16. 补偿网络设计

R_{FB1} 和 R_{FB2} 的分压电路设计应该提供满足内部基准电压 V_{REF} ($= 1\text{ V}$) 的输出电压, 如下所示:

$$V_O = V_{REF} \left(1 + \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} \right) \quad (38)$$

(设计示例) 找出功率级的控制至输出传递函数。上面示例中的参数都总结在下表中。

参数	数值
V_{IN}	3 V
V_O	60 V
I_{OUT}	25 mA
C_O	0.33 μF
N	4
R_S	1.12 Ω
g_m	800 μmho
f_S	350 kHz

如果 R_{FB1} 是 560 k Ω , 则 R_{FB2} 是:

$$R_{FB2} = \frac{V_{REF} \times R_{FB1}}{(V_O - V_{REF})} = \frac{1 \times 560 \times 10^3}{(60 - 1)} = 9.5 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

G 、 R_O 、 f_2 和 r_2 可计算如下:

$$G = \frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{60}{3} \cong 20,$$

$$R_O = \frac{V_O}{I_{OUT}} = \frac{60}{0.025} = 2.4 \text{ [k}\Omega\text{]},$$

$$f_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{G + n} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{20 + 4} \right) \cong 0.0208,$$

$$r_2 = R_O \left(\frac{G + n}{G} \right) = 2400 \left(\frac{20 + 4}{20} \right) \cong 2.88 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

极点的 DC 增益 G_{vc0} 和频率可计算如下:

$$G_{vc0} = \frac{R_O}{2} \left(\frac{1}{2G + n} \right) = \frac{2400}{2} \left(\frac{1}{2 \times 20 + 4} \right) \cong 27.3 = 28.71 \text{ [dB]},$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_O C_O} \left(\frac{2G + n}{G + n} \right) = \frac{1}{2\pi \cdot 2.4k \cdot 0.33\mu} \left(\frac{2 \times 20 + 4}{20 + 4} \right) \cong 55.3 \text{ [Hz]}$$

接下来, 设计补偿网络。将补偿系统的交叉频率设置为 800 Hz, 大约为耦合感应式升压转换器极点频率的 10 倍多。800 Hz 时, 未补偿功率级的增益计算如下:

$$G_{vc@800\text{Hz}} = 28.71 - 20 \times (\log(800) - \log(55.3)) = 5.5 \text{ [dB]}$$

由于补偿器在 800 Hz 时的 DC 增益为 -5.5 dB, 因此可得出 R_Z 为:

$$R_Z = \frac{R_S}{g_m} \cdot \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \cdot 10^{\left(\frac{-5.5}{20}\right)} = \frac{1.12}{800\mu} \cdot \frac{569.5k}{9.5k} \cdot 10^{\left(\frac{-5.5}{20}\right)} \cong 44.5 \text{ [k}\Omega\text{]}.$$

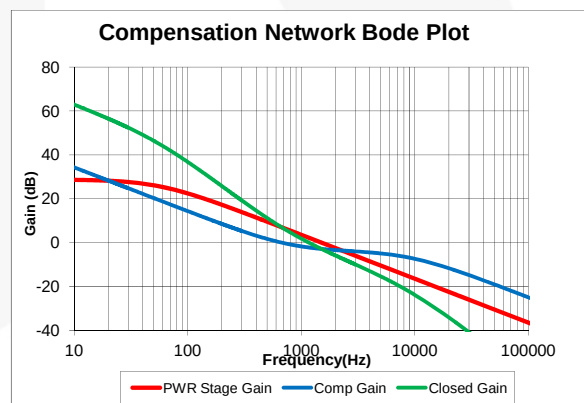
如果选择的 R_Z 为 47 K Ω , C_Z 可计算如下:

$$C_Z = \frac{1}{2\pi R_Z \times f_c} = \frac{1}{2\pi \times 47k \times 800} \cong 4.2 \text{ [nF]}$$

将 800 Hz 时的补偿器极点频率设置为比零点高 10 倍, 则 C_P 可计算如下:

$$C_P = \frac{1}{2\pi R_Z \times f_{cp}} = \frac{1}{2\pi \times 47k \times 8k} \cong 423 \text{ [pF]}$$

下面显示了补偿网络设计的结果。



[第 7 步] 设置内部信号频率

FAN8831 需要提供输入脉冲信号，作为压电致动器的正弦波形驱动，如图 17 所示。当不施加输入信号时立即停止输出。其有效输入信号频率范围是从 20 Hz 到 1000 Hz。

正弦波的频率可由等式(39)计算如下：

$$f_{PIEZO} = \frac{f_{INPUT}}{2} \quad (39)$$

连接至信号连接器输入的测试点位于 TP11 旁边。内部正弦参考信号由 6-位 DAC 生成，其频率由外部脉冲输入信号 (INPUT) 控制。

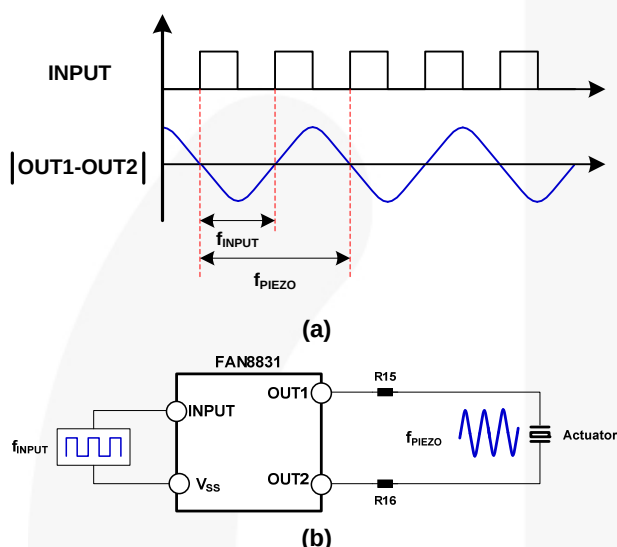


图 17. (a) 时序图、(b) 使用外部 PWM 输入的原理图

(设计示例) 假设在使用外部脉冲输入时，压电驱动电压的频率是 100 Hz，则需要的输入信号频率可计算如下：

$$f_{INPUT} = 2 \times f_{PIEZO} = 2 \times 100 = 200 [Hz]$$

在使用诸如 LM555 等的计时器 IC 时，振荡频率可由下列等式确定：

$$f_{INPUT} = \frac{1}{(1.4 \times R17 \times C12)}$$

如果选择的计时电容器 C12 为 100 nF，计时电阻 R17 可计算如下：

$$R17 = \frac{1}{(1.4 \times 200 \times 100nF)} \cong 35.7 [kHz]$$

其中， $R17 = R20 + R21$

[第 8 步] 设置可编程 OCP 触发电平

升压开关的峰值电流电平 (I_{OVP}) 由外部电阻 (R8) 进行编程，最大值通常限制为 1.8 A。编程的电流限值应小于用户选择的电感器额定饱和限值，以避免破坏电感器和 FAN8831。根据 R_{OCP} (R8) 值得到的峰值电流限值如图 18 所示。

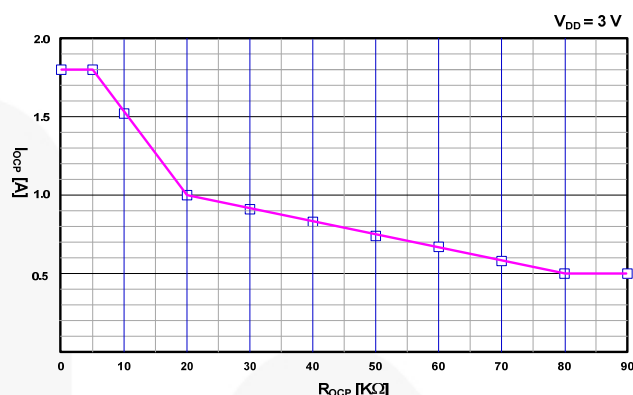


图 18. I_{OCP} 与 R_{OCP} 特性图

[第 9 步] 设置过压保护

FAN8831 具有独特的 V_{DRV} 监控功能，可在反馈电压高于指定的阈值电压时，最大程度地确保安全性，如图 18 所示。FB 引脚的电压高于 1.1 V 时，OVP 比较器将关断输出驱动模块，这个功能有 0.1 V 的迟滞。如果输出电压超过其额定输出，输出电容 (C3 和 C4) 可能被破坏。为了防止出现这种情况，需要分配一个额外的 OVP 引脚，以便在 FB 引脚接地短路或开路时复查输出电压。额外的 OVP 称为“二次”OVP，而 FB 引脚 OVP 称为“一次”OVP。二次 OVP 电平 (V_{OVP_OVP}) 由三个外部电阻编程，如图 19 所示。如果未使用二次 OVP 功能，则必须将 OVP 引脚连接至 FB 引脚或连接至地。

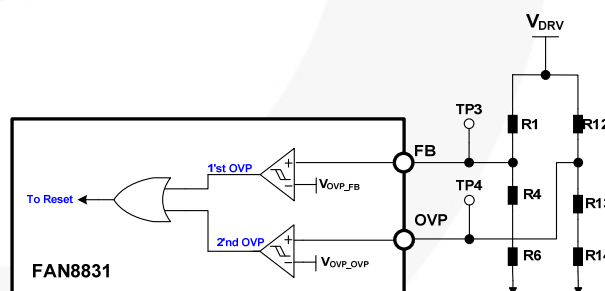


图 19. 升压转换器过压设置

升压输出电压由等式 (41) 计算如下：

$$V_{OVP} = V_{OVP_OVP} \left(1 + \frac{R12}{R13 + R14} \right) \quad (40)$$

其中， $V_{OVP_OVP} = 1.15 V$ 。

(设计示例) 选择过压触发电平为 70 V。如果 R12 为 560 kΩ，则 R13+R14 为：

$$R13 + R14 = \frac{V_{OVP_OVP} \times R12}{(V_{OVP} - V_{OVP_OVP})} = \frac{1.15 \times 560 \times 10^3}{(70 - 1.15)} = 9.35 [k\Omega]$$

[第 10 步] 设置 PWM 开关频率

正弦 PWM 调制器的频率可由 RT (R11) 值控制，并且开关频率根据 RT (R11) 值确定，如图 20 所示。

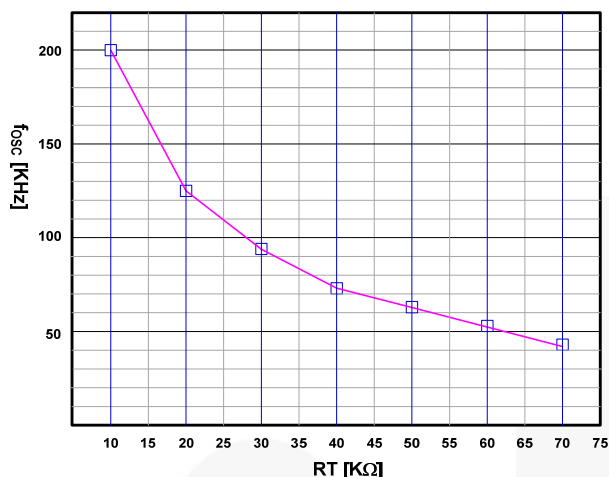


图 20. PWM 频率与 RT 值特征图

[第 11 步] 设置正弦波幅度

正弦波幅度可由 R_{ADJ} (R9) 值确定，正弦波幅度根据 R_{ADJ} (R9) 值确定，如图 21 所示。

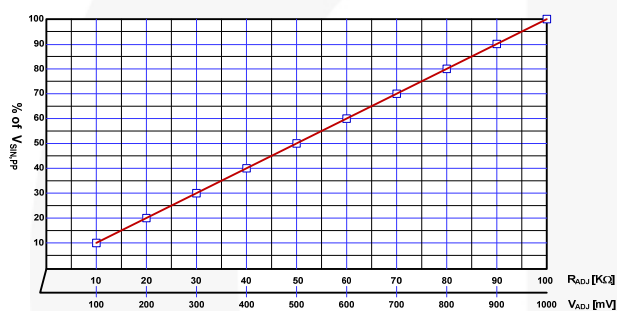


图 21. 正弦幅度与 R_{ADJ} 和 V_{ADJ} 特征图

实验验证

为证明该应用指南提出的设计步骤的正确性，制作了设计范例中的样机，并进行了测试。设计实例中涉及的全部电路元件都得到了采用。

启动特性

测量容性负载下峰到峰输出电压为 60 V 时，启用和稳定输出之间的启动时间间隔，如图 22 所示。正弦波来自输入脉冲信号第 3 上升沿，之后升压 DC-DC 转换器输出电压达到指定目标电平。

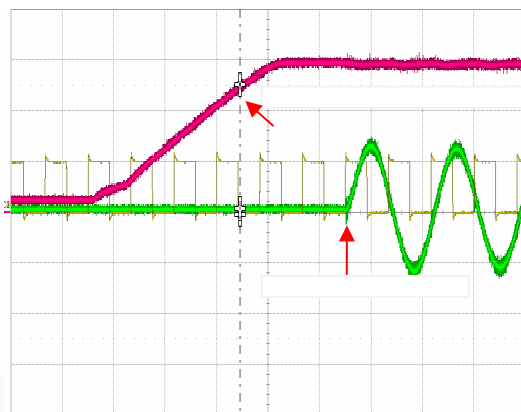
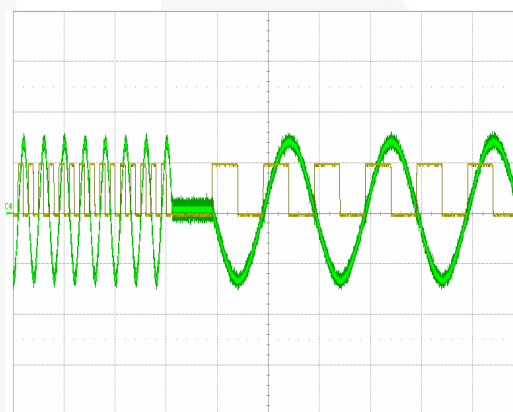


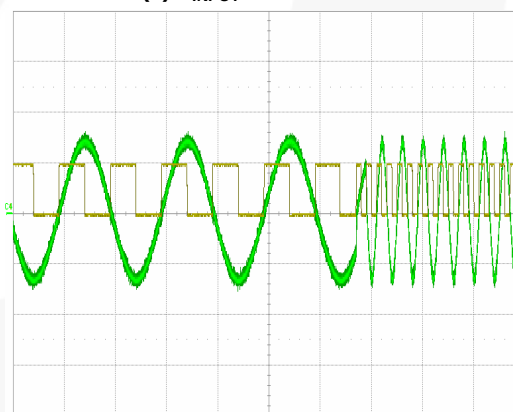
图 22. 启动期间的工作波形，绿色 (V_{PIEZO})、红色 (V_{DRV})、黄色 (输入)、蓝色 (启用)

输入信号特性

测量输入脉冲频率变化时的工作波形，如图 23 所示。



(a) $f_{\text{INPUT}} = 200 \text{ Hz} \rightarrow 20 \text{ Hz}$



(b) $f_{\text{INPUT}} = 20 \text{ Hz} \rightarrow 200 \text{ Hz}$

图 23. 输入信号频率变化时的工作波形

即使输入信号的占空比发生变化，FAN8831 的输出电压频率也不会变化，如图 24 所示。

测量输入信号占空比变化时的工作波形，如图 24 所示。

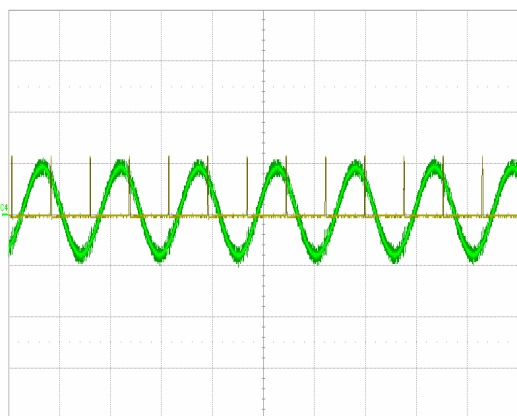
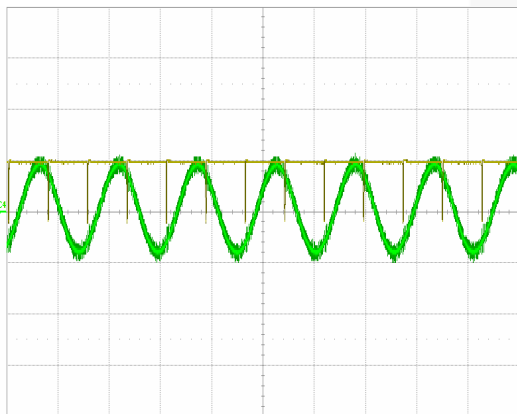
(a) $f_{\text{in}} = 1.3 \text{ kHz}$, 占空比为 2%(b) $f_{\text{in}} = 1.3 \text{ kHz}$, 占空比为 98%

图 24. 输入信号频率变化时的工作波形

输出滤波器考虑

在半桥式配置中，D 类放大器输出由重载驱动。结果是产生方波输出信号，其占空比与内部正弦参考信号幅度成正比。输出可能直接施加到压电负载。因此，在使用 D 类放大器时，EMI 是一个考虑因素，原因是压电式容性负载。输出滤波器的主要目的是削减 D 类放大器的高频率开关噪声，同时保存正弦波驱动中的信号，如图 25 所示。

D 类放大器的开关频率 (f_s) 可能影响滤波器阶数的选择， f_s 越高，在特定通带内实现指定衰减所需的阶数就越低。这似乎是说明要使用可能的最高开关频率。代价是提高 f_s 会增加开关损耗和 EMI，并降低放大器的效率。

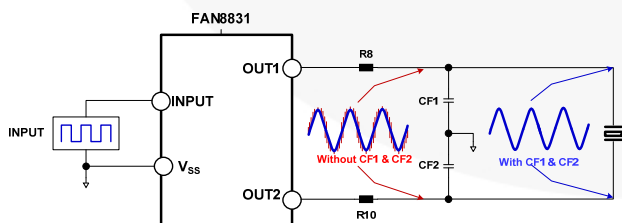


图 25. 输出滤波器原理图

压电驱动频率受到负载 RC 低通滤波器配置的限制，如下所示：

$$f_{\text{PIEZO},\text{MAX}} = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C_{\text{PIEZO}}} \quad (41)$$

其中，R 为 $R_8 + R_{10}$ 。

C_{PIEZO} 是等效压电电容。

在 FAN8331 中， $f_{\text{PIEZO},\text{MAX}} = 500 \text{ Hz}$ 。

D 类放大器的峰值输出电流应限制为最大压电驱动频率：

$$I_{\text{PEAK},\text{DRIVER}} = \frac{V_{\text{DRVPEAK}}}{\sqrt{R^2 + XC^2}} \quad (42)$$

其中，XC 是：

$$XC = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{\text{PIEZO}} \times C_{\text{PIEZO}}} \quad (43)$$

输出滤波电容器和电阻器形成具有拐角频率 $f_{C,\text{FILTER}}$ 的低通滤波器，由等式 (44) 确定。

$$f_{C,\text{FILTER}} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times C_F} \quad (44)$$

$$C_F = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times f_{C,\text{FILTER}}} \quad (45)$$

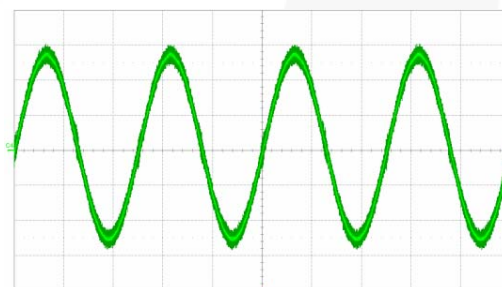
其中， $R_F = R_{15} = R_{16}$

滤波电容器应该具有 X7R 特性的陶瓷电容器，以确保过压和过温稳定性。

输出滤波的拐角频率 $f_{C,\text{FILTER}}$ 应该介于大于正弦波频率至少 10 倍与小于 PWM 开关频率 10% 之间，参见方程式 (46)。

$$(10 \times f_{\text{SINE}}) \leq f_{C,\text{FILTER}} \leq \frac{f_s}{10} \quad (46)$$

当没有使用输出滤波电容器 (CF1 和 CF2) 或使用输出滤波电容器减少开关噪声时，测量压电致动器的电压波形，如图 26 所示。



(a) 无滤波电容器



(b) 有滤波电容器 (CF1 = 6.8 nF)

图 26. 压电驱动电压波形

应用电路图和 BOM 列表

典型应用电路

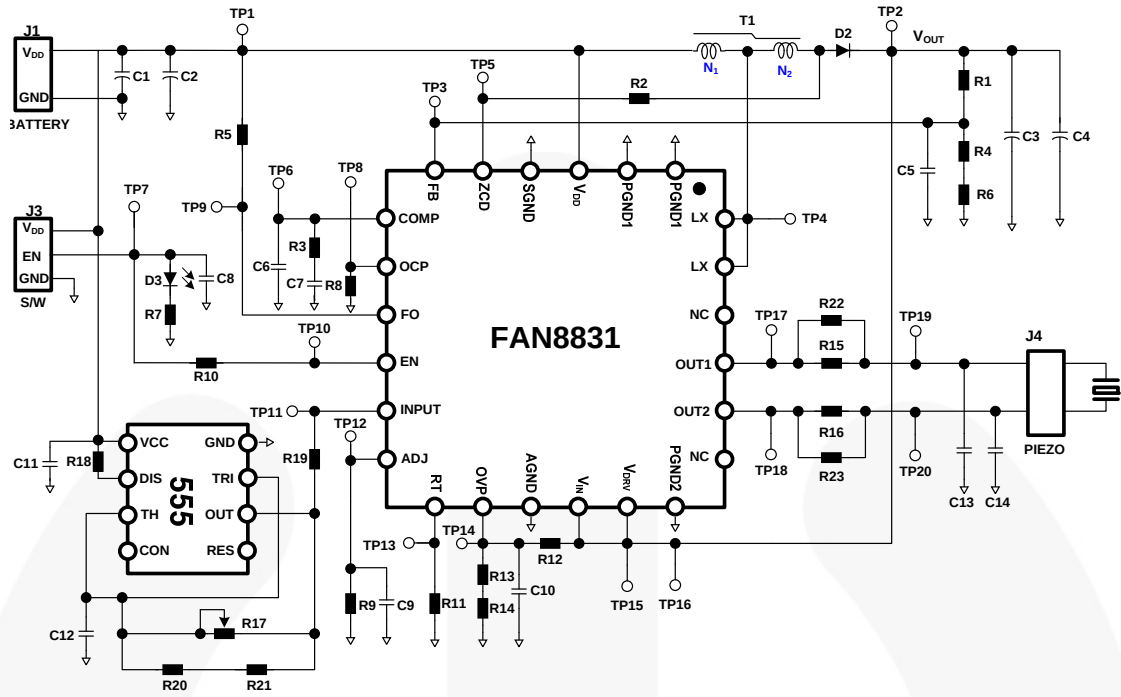


图 27. 用于压电驱动的典型应用电路

测试点列表

表 1 显示评估板测试点列表

表 1. 评估板测试点列表

TP	标号	描述
TP1	V _{DD}	升压 DC-DC 转换器电源。
TP2	V _{DRV}	全桥式驱动器电源, (TP15、TP16)
TP3	FB	升压 DC-DC 转换器输出电压反馈输入。
TP4	LX	开关节点。此引脚连接至电感器。
TP5	ZCD	零电流检测输入。
TP6	COMP	补偿网络。连接至电压误差放大器的输出。
TP7	EN	用于导通和关断升压 DC-DC 放大器的启用引脚, (T10)。
TP8	OCP	设置升压 DC-DC 转换器电流限制
TP9	FO	故障输出。开漏故障输出 (FO) 信号说明是否出现 DC-DC 转换器过压或热关断。
TP11	INPUT	生成内部正弦波 PWM 输入信号。
TP12	ADJ	输出电压调整控制引脚。与内部电流源相连, 可以采用一只外部电阻来改变输出电压。
TP13	RT	振荡器频率控制引脚。
TP14	OVP	升压 DC-DC 转换器电压检测输入, 用于过压保护。
TP17	OUT1	全桥式驱动器输入 1。
TP18	OUT2	全桥式驱动器输入 2。

材料清单

项目编号	器件参数	器件编号	数量	描述	生产厂商
1	U1	FAN8831	1	控制器	Fairchild
2	U2	LMC555	1	计时器 IC	
3	D2	ES1B	1	1 A/100 V 二极管	Fairchild
4	D3	HSML-C197	1	LED	DIALIGHT
5	T1	NA-5880AE	1	3.3 μ H 耦合电感器	Coil Craft
6	R1, R12	MCR01YRTF5603	2	560 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
7	R2	MCR01YRTF2002	1	20 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
8	R3	MCR01YRTF4702	1	47 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
9	R4	MCR01YRTF8201	1	8.2 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
10	R5	MCR01YRTF5102	1	51 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
11	R6	MCR01YRTF3001	1	3 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
12	R7	MCR01YRTF4300	1	430 Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
13	R8	MCR01YRTF1202	1	12 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
14	R9, R11, R18	MCR01YRTF1003	3	100 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
15	R10, R14, R19	MCR01YRTF000	3	0 Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
16	R15, R16	MCR18YRTF5101	2	5.1 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
17	R13	MCR01YRTF8201	1	9.31 k Ω / $\pm$ 1% 芯片电阻器	Rohm 或等效
18	R17	3296X-1-104	1	可变电阻	Boarns
19	R20, R21, R22, R23	开路	4	开路	开路
20	C1	C2012X5R0J226K125AB	1	6.3 V/22 μ F 芯片电容器	TDK 或等效
21	C3	C3225JB2A225K230AB	1	100 V/2.2 μ F 芯片电容器	TDK 或等效
22	C5	CGJ4C2C0G1H151J060AA	1	50 V/150 pF 芯片电容器	TDK 或等效
23	C6	CGJ4C2C0G1H181J060AA	1	50 V/390 pF 芯片电容器	TDK 或等效
24	C7	C2012C0G1H222J060AA	1	50 V/3.9 nF 芯片电容器	TDK 或等效
25	C8	C2012C0G1H222J060AA	1	50 V/2.2 nF 芯片电容器	TDK 或等效
26	C9	C2012C0G1H102J060AA	1	50 V/1 nF 芯片电容器	TDK 或等效
27	C10	CGJ4C2C0G1H101J060AA	1	50 V/100 pF 芯片电容器	TDK 或等效
28	C11	C2012JB1C105K085AA	1	16 V/1 μ F 芯片电容器	TDK 或等效
29	C12	CGJ4J2X7R1C104K125AA	1	16 V/100 nF 芯片电容器	TDK 或等效
30	C2, C4, C13, C14	开路	4	开路	开路
31	J1, J4	5268-02	2	连接器	Molex
32	J3	SS1290	1	开关	Samyoung High Tech

耦合电感器和绕组规格

- 匝数比 = $N_p : N_s = 1 : 4$

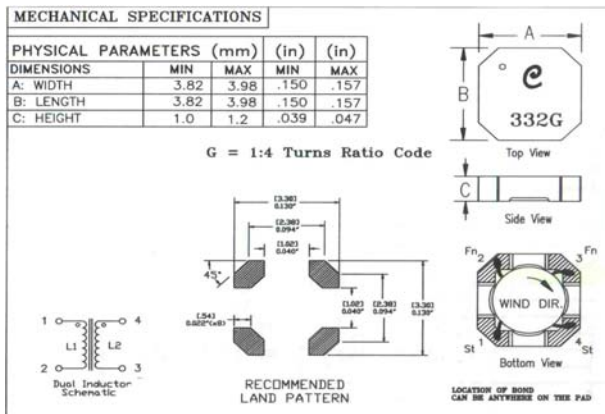


图 28. 耦合电感规格和结构

表 2. 绕组规格

编号	绕组	引脚(S → F)	值 [μH]		DCRMAX [Ω]
			最小值	最大值	
1	Np	1 → 2	2.64	3.96	0.306
2	Ns	4 → 3	38.8	59.2	2.30
3	匝数比	Np : Ns	1 : 4		
4	漏电感		值 [nH]		条件
			典型值	最大值	
		1 → 2	270	356	短引脚 4-3
	在 100 KHz, 0.1 V _{RMS} 0 Adc 条件下测得				
	推荐电感器: CoilCraft NA5880-AE				

参考文献

- [1] Physik Instrumente (PI). 网页 <http://www.physikinstrumente.com>.
- [2] T.L. Jordan 和 Z. Ounaies, 《压电陶瓷特性》NASA/CR-2001-211225 和 ICASE 报告编号 2001-28。
- [3] R.W.Erickson 和 D.Maksimovic, 《功率电子器件基本原理 (第 2 版)》
- [4] Rong-Jong Wai 和 Rou-Young Duan, 《耦合电感式高电压转换器》, 电气和电子工程师学会会刊 (功率电子器件), 2005 年, 第 20 (5) 卷, 页。1025-1035.
- [5] Evans, W.M. Chew 博士, 《减少耦合电感器中的接近损失》, 电气和电子工程师学会会刊-B, 1991 年, 第 138 (2) 卷, 51 页到 58 页。
- [6] Suman Dwari、Saurabh Jayawant、Troy Beechner、Stephanie K. Miller、Anu Mathew、Min Chen、Jonathan Riehl 和 Jian Sun, 《耦合电感式升压 DC-DC 转换器的动态特性》, 电气和电子工程师学会会刊 (有关 COMPEL), 2006 年, 264 页到 269 页。
- [7] N. Vazquez、L. Estrada、C. Hernandez、E. Rodriguez, 《抽头电感式升压转换器》

相关产品信息

[FAN8831 产品文件夹](#)

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION, OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

ON Semiconductor and  are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba ON Semiconductor or its subsidiaries in the United States and/or other countries. ON Semiconductor owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of ON Semiconductor's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. ON Semiconductor reserves the right to make changes without further notice to any products herein. ON Semiconductor makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does ON Semiconductor assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using ON Semiconductor products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications information provided by ON Semiconductor. "Typical" parameters which may be provided in ON Semiconductor data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. ON Semiconductor does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. ON Semiconductor products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any FDA Class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer purchase or use ON Semiconductor products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold ON Semiconductor and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that ON Semiconductor was negligent regarding the design or manufacture of the part. ON Semiconductor is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada

Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910

Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local
Sales Representative