

Application Note

为何使用栅极驱动变压器？



Alexander Mazany

摘要

HEV/EV 直流/直流转换器和服务器 PSU 400V 至 48V 直流/直流转换器等各种应用使用高压电源开关，这些电源开关的栅极可通过多种不同的方法进行驱动。一种方法是使用变压器耦合栅极驱动设计，这种设计使用了 [UCC27624](#) 等非隔离式栅极驱动器和分立式变压器。

与其他替代方案相比，栅极驱动变压器具有一些优势。不过，在实施栅极驱动变压器时，需要了解独特的设计注意事项。本文档介绍了变压器耦合栅极驱动的系统级优势，以及实现这些优势所需的设计注意事项。

内容

1 引言.....	2
2 栅极驱动变压器的工作原理.....	2
3 栅极驱动变压器的优势.....	4
4 栅极驱动变压器的设计注意事项.....	6
4.1 占空比限制.....	6
4.2 瞬态和噪声.....	6
4.3 计算.....	6
4.4 功率损耗计算.....	8
4.5 辅助电源热计算.....	10
5 总结.....	11
6 参考资料.....	11

插图清单

图 2-1. 用于驱动半桥的推挽式栅极驱动电路示例原理图.....	2
图 2-2. 展示推挽式拓扑中流经驱动器输出级的电流的简化原理图.....	3
图 2-3. 带初级电流、初级电压以及 HO 和 LO 彩色标签的推挽式栅极驱动电路原理图.....	3
图 2-4. 示波器捕捉到的相应波形.....	4
图 3-1. 显示电路中驱动器 IC 和变压器传播延迟的示波器捕获.....	5
图 4-1. 栅极驱动电路中主要电流分量的仿真.....	7
图 4-2. 采用 100Ω R _B 时的栅极驱动变压器波形的示波器捕获.....	9
图 4-3. 采用 UCC27444 栅极驱动器 IC 的推挽辅助电源的示例原理图.....	10

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

工作电压超过 400V 的开关转换器通常用于电动汽车、服务器电源、电器和通信设备。基于半桥的拓扑需要能以开关节点为基准的栅极驱动器 IC，它与转换器的总线电压匹配。如今，驱动 400V、800V 甚至更高电压 FET 和 IGBT 的栅极驱动 IC 有许多选项。栅极驱动 IC 可通过 *绝缘* 实现高阻断电压，这种隔离使用内置的高压 FET 将低压输入信号电平转换为高压输出。或者，隔离式栅极驱动 IC 使用各种方法来传输交流控制信号，同时阻断直流电压。

在集成了高压电平转换或隔离的栅极驱动器 IC 问世之前，高压栅极驱动的唯一选择是使用分立元件构建电路。实现高压栅极驱动的一种常见方法是，在栅极驱动环路中使用变压器（也称为栅极驱动变压器）。使用物理尺寸较小的变压器，它能够以超小的失真传输方波 PWM 信号。此类变压器称为 *脉冲变压器*，也可用于通信和其他应用。

电平转换栅极驱动器 IC 和隔离式栅极驱动器 IC 已变得非常流行，许多过去一直使用栅极驱动变压器的应用已转为使用半桥或隔离式栅极驱动器 IC。尽管出现了这些半桥或隔离式栅极驱动器 IC，但将栅极驱动变压器与非隔离式栅极驱动器 IC 结合使用仍然有好处，这使得人们至今还在使用它们。

2 栅极驱动变压器的工作原理

配置栅极驱动变压器的方法有许多，但最常见的是图 2-1 所示的推挽式类型。

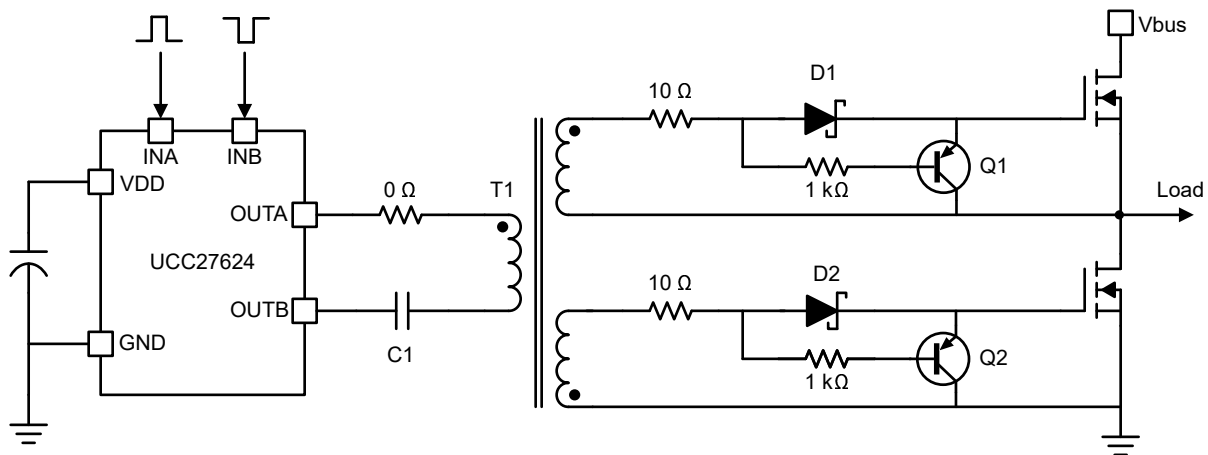


图 2-1. 用于驱动半桥的推挽式栅极驱动电路示例原理图

在此配置中，双通道低侧驱动器与脉冲变压器一同使用，用于驱动高压半桥。图 2-2 中分开展示了 OUTA 和 OUTB 的内部功能。

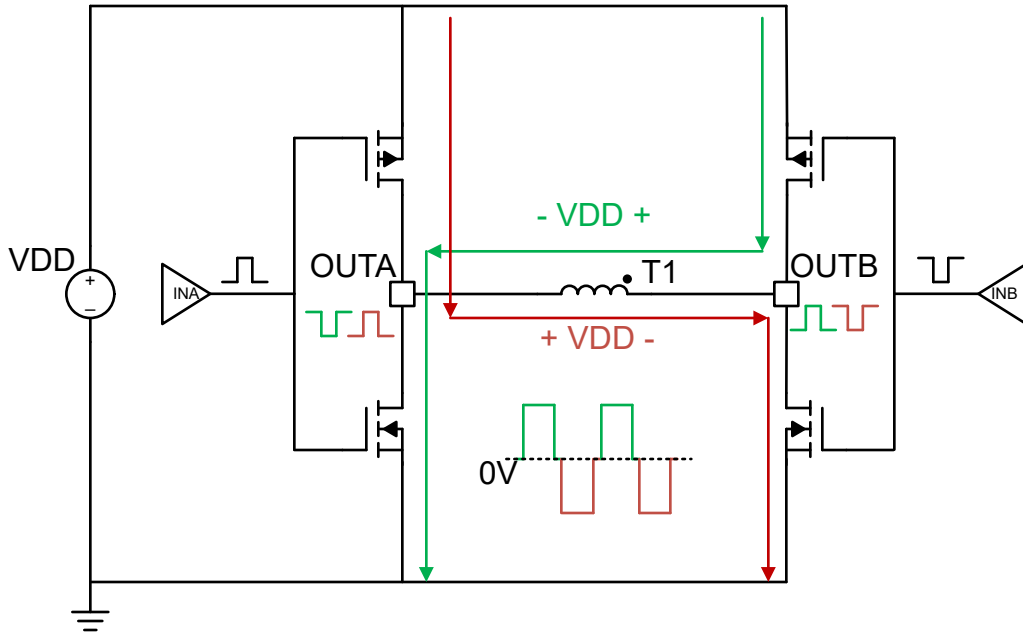


图 2-2. 展示推挽式拓扑中流经驱动器输出级的电流的简化原理图

通过将 OUTA 切换为高电平以及将 OUTB 切换为低电平（反之亦然），便会在脉冲变压器的初级侧产生 $\pm V_{DD}$ 的方波。请注意图 2-1 中的点表示法；当初级侧上电压为正时，高侧支路上产生相应的正电压，低侧支路上产生负电压。初级侧上的电压为负时，低侧支路上会产生正电压，而高侧支路上会产生负电压。

次级侧会在 $\pm V_{DD}$ （乘以匝数比）之间切换。负电压之所以会成为一个问题，有两个原因。首先，将 C_{GS} 电容拉至低于地电平会浪费电能，因此栅极驱动 IC 和变压器中的功率耗散高于关闭开关所需的功率耗散。其次，该电压有时会超出开关允许的电压等级。这种负偏置在某些情况下会有用，但在许多应用中不需要负偏置。

图 2-1 中所示的 PNP 关断电路可解决负电压问题。二极管（D1 和 D2）允许正向导通，以便在 V_{DD} 为高电平时对 V_{GS} 充电。当 V_{DD} 为低电平时，D1 和 D2 会阻止反向导通。 V_{DD} 下降后，PNP BJT（Q1 和 Q2）会导通并灌入电流，以拉低 V_{GS} 并关断 FET。由于 PNP BJT 在 V_{DD} 降为 0 时关断，但仅在 V_{DD} 变为高电平时栅极才会变为高电平，因此这种本地关断实现方案也支持增加死区时间。

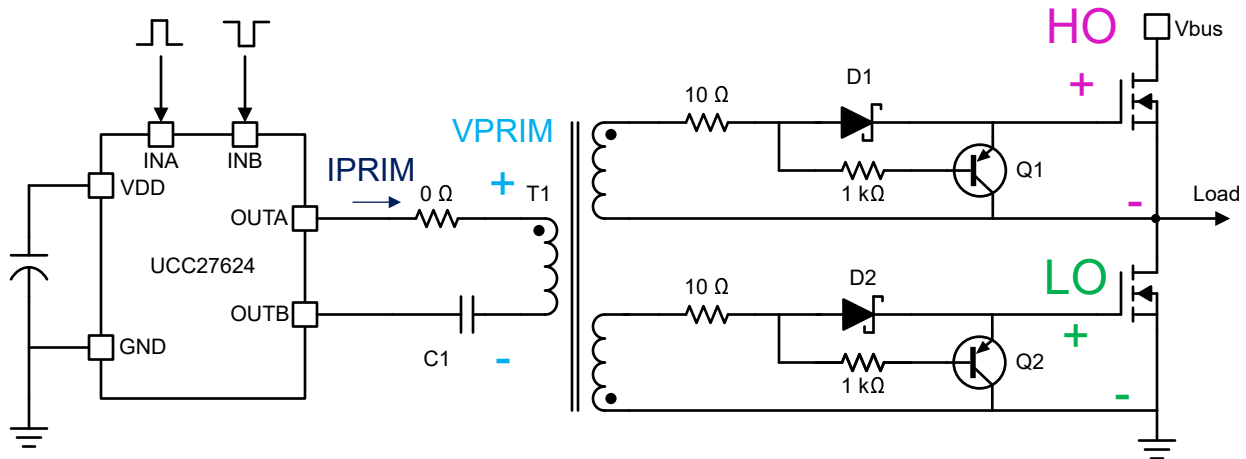


图 2-3. 带初级电流、初级电压以及 HO 和 LO 彩色标签的推挽式栅极驱动电路原理图

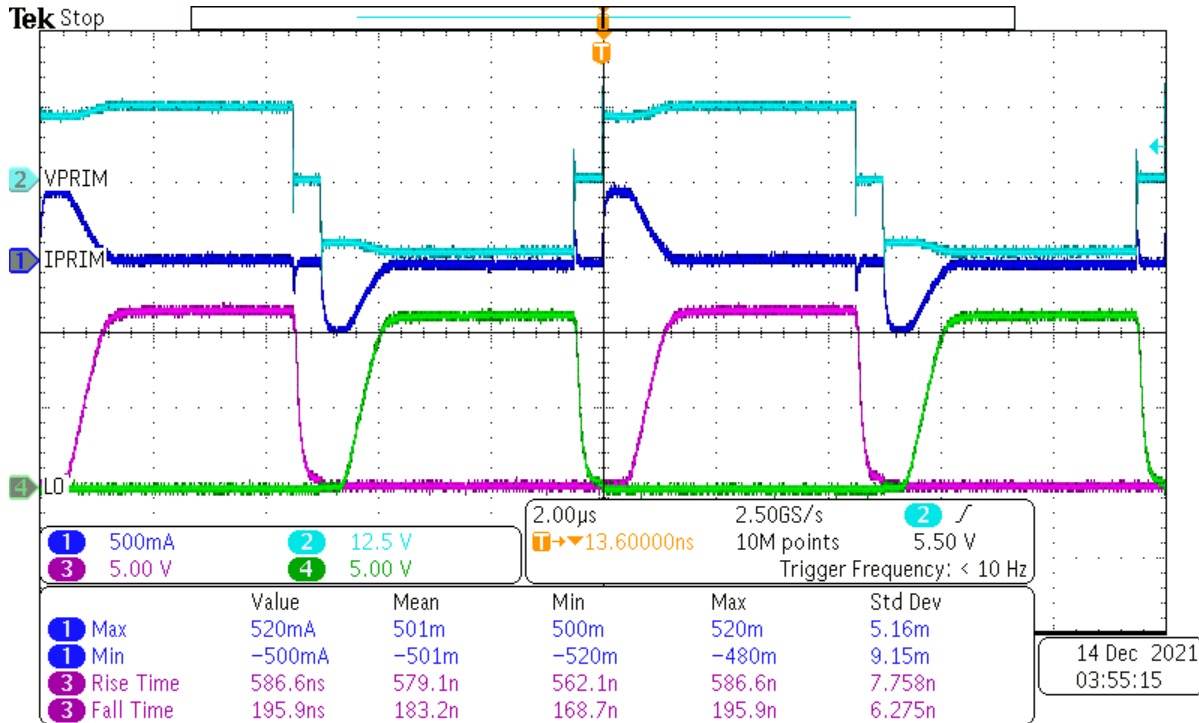


图 2-4. 示波器捕捉到的相应波形

初级侧上的电压从 $\pm 12V$ 开始切换，并增加了一些死区时间，在这段时间内 OUTA 和 OUTB 均关闭。电流从初级转移到次级，从而同时导通高侧和低侧 FET。由于存在局部关断电路，因此在关断期间，通过变压器的电流传输非常少。本地关断电路还允许对开通和关断时间进行单独调节。在该示例中，上升时间约为 580ns，下降时间约为 200ns。可调上升和下降时间可实现更好的压摆率控制并减少 EMI。改变 Rg 可调节开通时间，改变 RB 可调节关断时间。

总体而言，图 2-1 中所示的电路允许仅使用低侧栅极驱动器 IC、变压器和一些额外元件来控制高压半桥。无需电平转换、隔离器 IC 或辅助电源，因为栅极驱动变压器可以同时满足所有这些角色。

3 栅极驱动变压器的优势

使用栅极驱动变压器有一些优点。总的来说，栅极驱动变压器具有以下优势：

- 为栅极驱动电路提供电隔离
- 传输信号和电源，无需使用辅助电源
- 可以轻松实现负栅极偏置
- 可以启用短传播延迟
- 根据匝数比调节电压和电流
- 允许对极端或异常终端应用进行更多定制

在这些优势中，最值得一提的是栅极驱动变压器无需辅助电源。高电压半桥栅极驱动 IC 需要使用浮动电源为高侧驱动器供电。这通常是使用自举电路实现的。在隔离式栅极驱动 IC 中，有时需要使用单独的隔离式辅助电源来保持隔离栅。栅极驱动变压器可以将栅极电流从初级侧栅极驱动器传输到次级侧电源开关。电力是通过栅极驱动变压器传输的，因此次级侧不需要辅助电源。隔离式辅助电源会显著增加系统成本，因此基于栅极驱动变压器的方法可以降低系统成本。

栅极驱动变压器的另一个优势是推挽式拓扑提供的固有负偏置。图 2-1 中的 PNP 关断电路将双极栅极驱动信号从 $\pm V_{DD}$ 整流为 $+V_{DD}$ 。但是，省略 PNP 关断电路可以在关断期间实现 $-V_{DD}$ 偏置。在某些高功率系统中，对电源开关施加负偏置，以提高对米勒导通效应的抗扰度。当开关节点在高电平和低电平状态之间转换时，寄生电流通过 C_{GD} 电容（也称为米勒电容）注入。注入的电流会导致栅极电压升高，如果栅极电压超过电源开关的阈值电压，可能导致误导通。负偏置会增加栅极电压和阈值电压之间的电压差，并导致对米勒开通效应的抗扰度更高。许多 SiC FET 和 IGBT 数据表建议使用负偏置来减轻米勒导通效应。

栅极驱动变压器还可以实现低传播延迟。栅极驱动信号以光速在变压器中传播。就栅极驱动电路而言，可以将该延迟视为 0。



图 3-1. 显示电路中驱动器 IC 和变压器传播延迟的示波器捕获

总延迟来自低侧驱动器 IC 的传播延迟和次级侧电路增加的上升或下降时间。在图 3-1 中，驱动器传播延迟出现在输入电压和初级电压之间。不过，一旦施加初级电压，次级电压就会立即开始上升。较低的固有传播延迟意味着，与其他选项相比，栅极驱动变压器电路可以实现非常低的传播延迟。其他隔离方法通常会使用开关键控等调制技术。任何调制和解调电路都可能会增加系统的传播延迟。ISO6521 等数字隔离器 IC 的传播延迟典型值低至 11ns。但是，在需要快速响应的应用中，基于栅极驱动变压器的电路仍可用于实现超低传播延迟系统。

栅极驱动变压器的最后一个主要优势是易于调节电压。变压器的匝数比会对电压产生倍增效应。虽然许多设计人员可以选择匝数比为 1:1 的变压器，但不同的匝数比可以提高系统设计的灵活性。例如，可以在初级侧使用匝数比为 1:3 的 5V 总线，以在次级侧产生 15V 栅极驱动电压。但是，当电压按比例增大时，电流会按比例减小。在这种情况下，初级电流可以大约比 1:1 变压器系统大三倍。总体而言，轻松调节电压的能力可以省去直流/直流转换器，并提高整体系统的效率和灵活性。

4 栅极驱动变压器的设计注意事项

4.1 占空比限制

栅极驱动变压器的重要考量因素是饱和度。变压器两端的平均电压必须为 0，否则在变压器饱和之前，初级环路中的平均电流会增加。当变压器饱和时，栅极驱动信号会失真并停止正常运行。

要求变压器两端的平均电压为 0 对这种推挽式拓扑施加了限制；半桥的占空比必须几乎对称。由于占空比偏移，初级电阻会耗散多余的直流电流，因此存在一定的灵活性，但除非添加了电路，否则高占空比会导致饱和。这种占空比限制使栅极驱动变压器电路对于降压转换器等占空比受控拓扑不太具有吸引力。但是，相移全桥 (PSFB) 等相位控制拓扑和 LLC 等频控拓扑仍然可以在对称的占空比限制内运行。

如果初级侧的直流阻断电容器在次级侧具有相应的直流恢复电路，则可实现占空比控制拓扑的驱动。但是，直流恢复电路需要额外的设计和元件才能实现。有关直流恢复电路的更多信息，请参阅 *MOSFET 和 IGBT 栅极驱动器电路的基本原理* 中的第 7.1 节。由于有其他设计可供选择，栅极驱动变压器在 LLC 和 PSFB 等对称占空比的拓扑中更为常见。

4.2 瞬态和噪声

栅极驱动变压器的另一个考量因素是栅极驱动器 IC 上的瞬变。有多个因素会使栅极驱动器变压器的拓扑对栅极驱动器 IC 造成更大的压力。其中一个因素是变压器产生的 EMI。变压器产生的磁场可以耦合到 PCB 上的不同布线中。这种耦合会导致输入或使能引脚等引脚上出现振铃，而这些引脚通常情况下不会出现太大的振铃。这是 UCC27624 等栅极驱动器设计为可承受负电压以及输入和输出引脚的一个原因。栅极驱动器 IC 中的负瞬态容差可以减少对外部钳位二极管的需求，节省系统成本和缩减尺寸。

另一个因素是到高压开关节点的电容耦合。与 LLC 变压器相比，推挽式变压器往往具有相对较高的绕组间电容。绕组间电容允许电流从开关节点耦合到初级。此电流还会导致栅极驱动 IC 上出现振铃和瞬变，在某些情况下可能造成损坏。一些设计人员使用两个初级侧电阻器（因为这些电阻器将保护栅极驱动器 IC 免受 OUTA 和 OUTB 上注入电流的影响），而不仅仅是一个电阻器，正是这个因素使然。

4.3 计算

脉冲变压器选择基于两个主要要求：最小伏秒 (VS) 和压降。伏秒规格与变压器的饱和度有关。初级侧上的压降之所以重要，是因为该压降会导致功率级中的导通损耗增加。

VS 是变压器初级侧上的电压与该电压持续时间的乘积。由于我们将一个方波应用于初级侧，因此很容易计算。应用于变压器的方波曲线下方的面积由方程式 1 给出。为了确保变压器永远不会饱和，必须计算 VS 以考虑最坏情况。

$$VS = V_{DD} \times t_{on} \quad (1)$$

压降是由于磁化电流而导致的栅极电压损耗。该压降由欧姆定律决定，因此需要确定磁化电流和电阻。磁化电流是来自变压器初级电感的电流。在变压器的初级侧上施加电压时，电流会根据以下公式积累：

$$V = L \times \frac{di}{dt} \quad (2)$$

磁化电流是初级侧总电流的一个分量。其他电流分量是栅极驱动电流和流入 PNP 基极的电流。

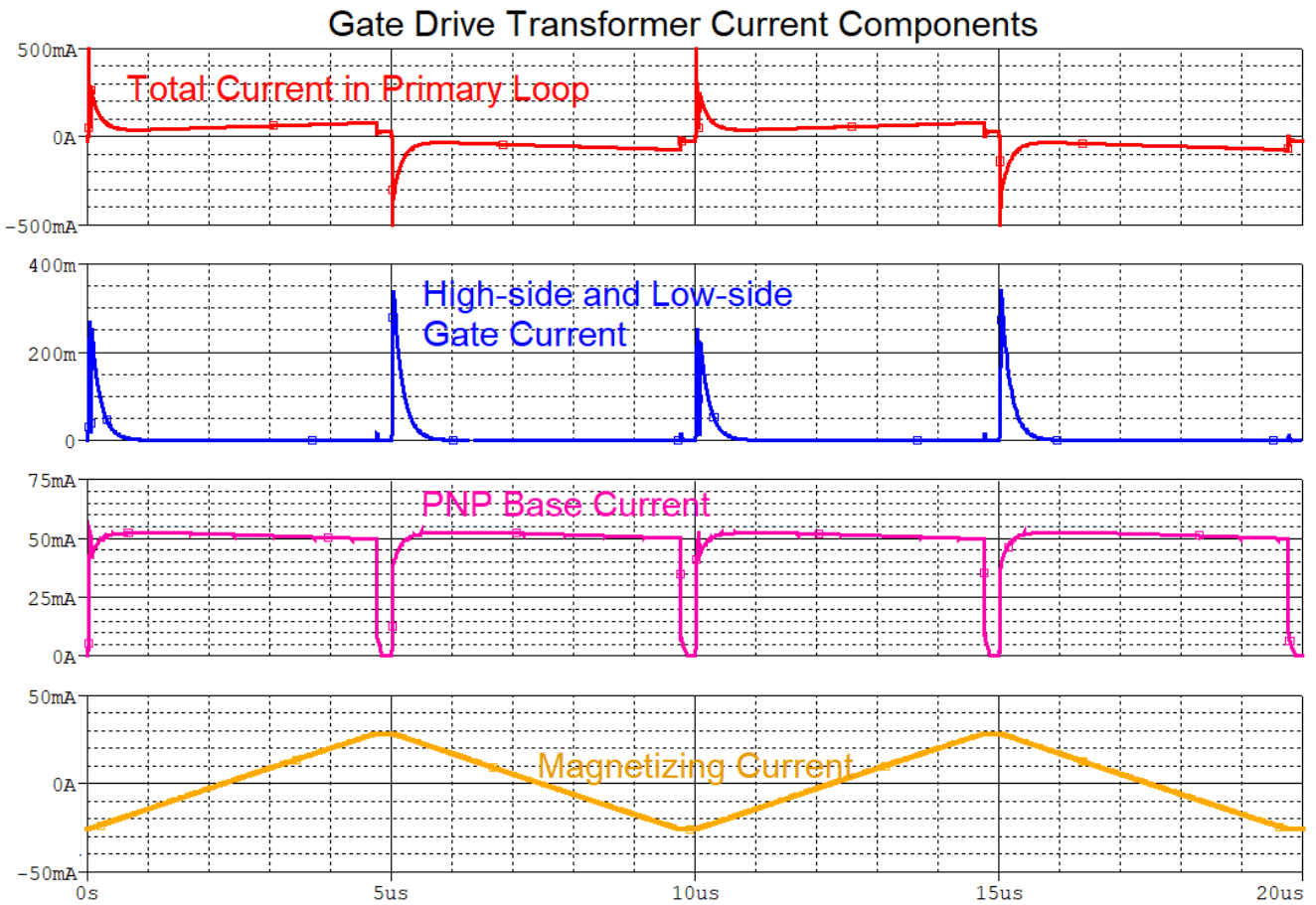


图 4-1. 栅极驱动电路中主要电流分量的仿真

在图 4-1 中，总电流看起来与栅极驱动电流非常相似，因为它是最大的分量。但是，仍然有磁化电流通过初级侧。使用方程式 2，我们可以计算此电流。通过重新排列这些项，我们可以得出：

$$\Delta I = \frac{V_{DD}}{L_{mag}} \times t_{on} \quad (3)$$

随着 V_{PRIME} 的极性交替，通过初级侧的电流将上升和下降 ΔI 。此电流以 0 为中心，因此峰值电流由下式给出：

$$I_{peak} = \frac{\Delta I}{2} \quad (4)$$

随着死区时间接近 0，磁化电流变为以 0V 为中心的三角波。三角波的均方根 (rms) 由下式给出：

$$I_{rms} = \frac{I_{peak}}{\sqrt{3}} \quad (5)$$

通过代入所有这些项，我们可以生成磁化电流均方根的公式：

$$I_{rms} = \frac{V_{DD} \times t_{on}}{L_{mag} \times 2 \times \sqrt{3}} \quad (6)$$

通过以下公式得出压降：

$$V_{droop} = I_{peak} \times R_{primary} \quad (7)$$

通过代入前面的 I_{peak} 公式，我们可以得出：

$$V_{droop} = \frac{V_{DD}}{2 \times L_{mag}} \times t_{on} \times R_{primary} \quad (8)$$

设计人员的目标通常是实现低于 5% 的压降。这也可以用 V_{DROOP} 和 V_{DD} 表示：

$$\frac{V_{droop}}{V_{DD}} \leq \frac{1}{20} \quad (9)$$

将其代入 V_{DROOP} 公式，简化后的公式变为：

$$L_{mag} \geq 10 \times t_{on} \times R_{primary} \quad (10)$$

通过满足该条件，压降可保持在 5% 以下。在本例中， $R_{PRIMARY}$ 是初级环路中所有电阻的总和。 $R_{PRIMARY}$ 的主要分量如下：

$$R_{primary} = R_{OH} + R_{OL} + R_{loop} + R_{primary} \quad (11)$$

当驱动器采用推挽配置时，电流流经一个输出的上拉电阻和另一个输出的下拉电阻。有关展示此效果的图示，请参阅图 2-1。除了输出级的电阻外，来自分立式电阻器和变压器初级线圈电阻的任何额外电阻都会增加总电阻。

4.4 功率损耗计算

栅极驱动器数据表中的功率损耗公式以容性负载的形式给出。在脉冲变压器电路中，负载具有电感性，但这些公式不适用。

$$P = V_{DD} \times Q_g \times F_{sw} \quad (12)$$

容性负载的常用功率损耗公式采用在一个开关周期 (Q_g) 中从栅极添加和去除的电荷，并乘以开关频率 (F_{sw})。这种乘法可提供栅极充电和放电的平均电流。通过将平均电流乘以 V_{DD} ，可得到开关引起的功率损耗。此公式按每个 FET 计算，因此在双通道驱动器或半桥驱动器中，该数字会加倍。

即使采用变压器耦合，这种基于电荷的方法仍适用于估算功率耗散。假设使用无损耗变压器，我们可将初始公式除以系数 2 以移除下拉电阻（因为该功耗会通过本地 PNP 下拉电阻耗散）。此外，我们还可以增加 PNP 在关断期间的直流漏电流。为了演示 PNP 直流电流，这里的电路与采用 100Ω 基极电阻器的图 2-4 中相同。

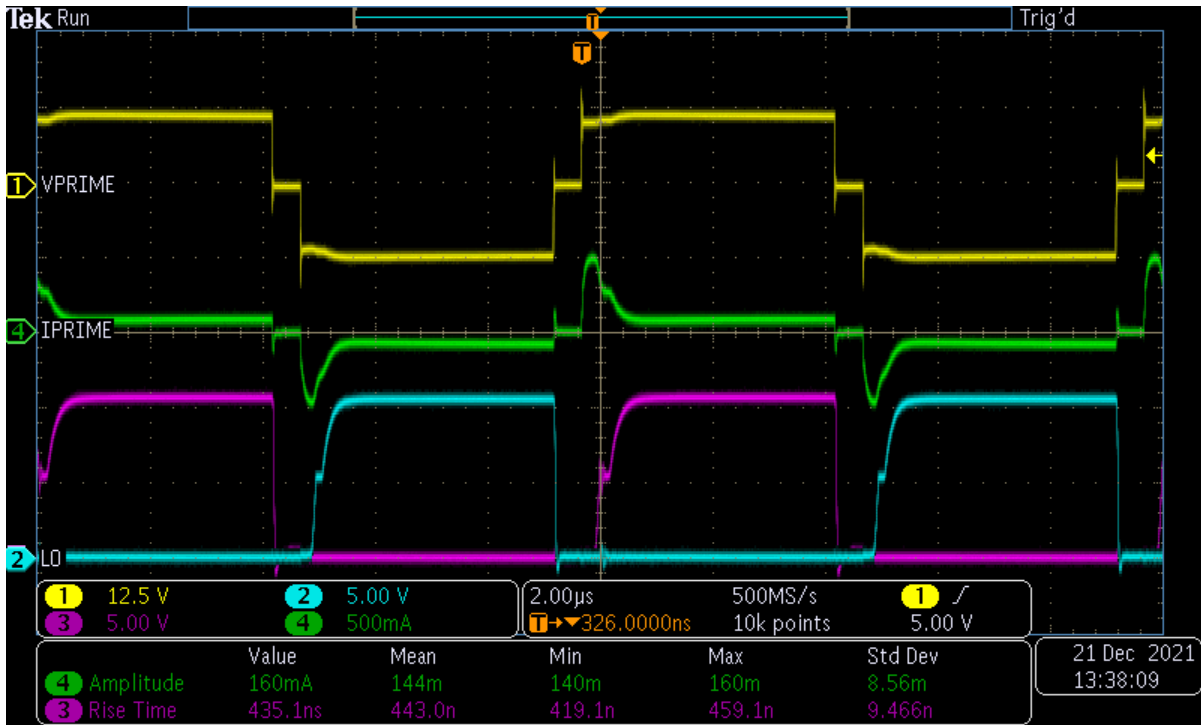


图 4-2. 采用 100Ω RB 时的栅极驱动变压器波形的示波器捕获

随着这个 R_B 发生变化，漏电流将变得比图 2-4 中更明显。请注意， I_{prime} 为何不返回到 0A，而是保持更接近 100mA。初级环路中的电流被 PNP 引起的直流电流抵消。失调电流的计算公式如下：

$$I_B = \frac{V_{DD} - V_{BE}}{R_B} \quad (13)$$

由于混合上拉结构，在高输出状态期间由驱动器提供的直流电流是该驱动器的最坏情况。这是因为电阻较高的 PMOS 必须提供该电流。通过将 PNP 基极电流和 RMS 磁化电流添加到我们的功率耗散公式中，可以得到以下公式：

$$P_{total} = P_{SW} + P_{DC} + P_{MAG} \quad (14)$$

$$P_{SW} = \frac{V_{DD} \times Q_g \times F_{sw} \times 2}{2} \quad (15)$$

$$P_{DC} = I_B^2 \times R_{driver} \quad (16)$$

$$P_{total} = V_{DD} \times Q_g \times F_{sw} + (R_{oh} + R_{ol}) \times \left[\left(\frac{V_{DD} - V_{BE}}{R_B} \right)^2 + \left(\frac{V_{DD} \times t_{on}}{L_{mag} \times 2 \times \sqrt{3}} \right)^2 \right] \quad (17)$$

考虑到具有不同匝数比的变压器，可以将这些数字相乘。这个公式也说明了选择 PNP 的一个重要因素。具有高增益的 PNP 更为可取，因为高增益允许使用较大的 R_B 进行更强的下拉（减少开关损耗）。当 R_B 值大于 1kΩ 时，漏电流可以忽略不计。

4.5 辅助电源热计算

栅极驱动变压器的另一种常见用途是生成栅极驱动偏置。通过在次级侧连接全桥整流器，栅极驱动变压器可用于产生浮动直流电压。这种浮动偏置可用于为隔离式栅极驱动器供电。

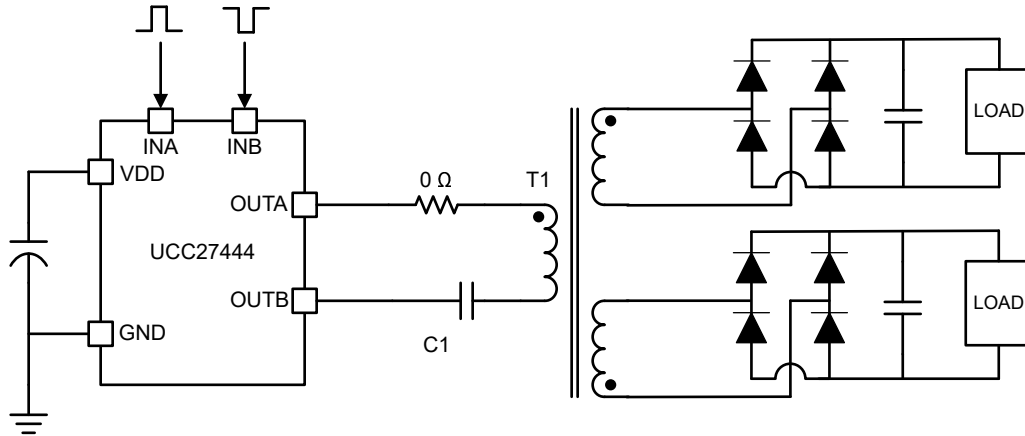


图 4-3. 采用 UCC27444 栅极驱动器 IC 的推挽辅助电源的示例原理图

栅极驱动器 IC 旨在驱动作为容性负载的电源开关的栅极。在辅助电源中，栅极驱动器将为辅助电源供电，这是栅极驱动器 IC 的主要阻性负载。由于这种负载差异，栅极驱动器 IC 数据表中的功率耗散公式不适用于辅助电源电路。

计算这个应用中的功率耗散很简单。假设匝数比为 1:1，来自辅助电源的负载电流在栅极驱动器 IC 中显示为直流电流。因此，我们可以使用以下公式进行估算：

$$P = I_{load}^2 \times (R_{oh} + R_{ol}) \quad (18)$$

为了提高公式的精度，我们可以将初级侧磁化电流产生的 RMS 电流相加：

$$P = (R_{oh} + R_{ol}) \times \left[I_{load}^2 + \left(\frac{V_{DD} \times t_{on}}{L_{mag} \times 2 \times \sqrt{3}} \right)^2 \right] \quad (19)$$

例如，假设我们不像图 2-3 中所示那样驱动半桥，而是使用相同的设置来生成两个 12V、3W 的辅助电源。在忽略磁化电流的情况下，我们可以估算功率耗散，如下所示：

$$P = \left(\frac{3W}{12V} \times 2 \right)^2 \times (5 + 0.6) = 1.4W \quad (20)$$

该估算使用 UCC27624 数据表中的 R_{oh} 和 R_{ol} 典型值，并忽略磁化电流因数，因为磁化电流主要由变压器决定。在这种情况下，我们预计驱动器输出级会耗散约 1.4W 的功率。将该值乘以 $R_{\theta JA}$ 即可得到粗略的加热估算值，因此可以预计 D 封装会显著自发热，因为 $R_{\theta JA}$ 为 126.4°C/W。DGN 封装的 $R_{\theta JA}$ 较低，为 48.9°C/W，因此自发热较少。热性能还取决于其他参数，例如电路板布局布线和覆铜厚度，但 $R_{\theta JA}$ 旨在用于在相同条件下进行封装间的比较。

另一种选择是使用 UCC27444 等驱动器。UCC27444 驱动器使用一个仅 PMOS 上拉结构。与混合结构驱动器 UCC27624 相比，仅 PMOS 结构会产生较低的 R_{oh} 至直流电流。UCC27444 的典型 R_{oh} 约为 1.2Ω。通过根据 UCC27444 参数重新计算方程式 20，我们可以预计耗散约为 0.475W。在这种情况下，UCC27444 耗散的功率估计为 UCC27624 耗散功率量的三分之一。

5 总结

即使在发明了高压和隔离式栅极驱动器后，仍有一些应用将栅极驱动变压器与非隔离式驱动器配合使用，这是一种极具竞争力的选择。对于在变压器的占空比限制范围内运行良好的应用，推挽式栅极驱动变压器可提供各种优势。具体而言，栅极驱动变压器在 LLC 转换器和 PSFB 转换器中非常有用。栅极驱动变压器可用于消除辅助电源、提供负栅极驱动偏置，以及通过利用变压器匝数比来实现灵活性。此外，栅极驱动变压器可用于为隔离式栅极驱动器 IC 和其他 IC 生成辅助电源。凭借所有这些潜在优势，栅极驱动变压器在许多系统中仍占有一席之地。

6 参考资料

- 德州仪器 (TI), [相移全桥直流/直流电源转换器设计指南](#)。
- 德州仪器 (TI), [设计 LLC 谐振半桥电源转换器](#)。
- 德州仪器 (TI), [UCC27624 具有 -10V 输入能力的 30V、5A 双通道低侧栅极驱动器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [UCC27444 具有 -5V 输入能力的 20V、4A 双通道低侧栅极驱动器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [ISO652x 通用双通道功能隔离器](#) 数据表。
- 德州仪器 (TI), [MOSFET 和 IGBT 栅极驱动器电路的基本原理](#) 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 © 2024，德州仪器 (TI) 公司