

# Application Report

## 了解智能栅极驱动器



Nicholas Oborny, Ashish Ojha

### 摘要

电机系统设计中的栅极驱动器是一种集成电路 (IC)，它主要通过增强外部功率 MOSFET 将电流驱动至电机。栅极驱动器充当逻辑电平控制输入和功率 MOSFET 之间的中间级。栅极驱动器必须具有足够的可靠性和灵活性，以适应各种外部 MOSFET 选择和外部系统条件。

德州仪器 (TI) 的智能栅极驱动器可帮助系统设计人员应对当今电机应用中存在的各种常见挑战。这些挑战包括通过压摆率控制和调整来优化开关和 EMC 性能、减少物料清单 (BOM) 数量、管理 MOSFET 和系统保护以及提高电机控制中的驱动器时序性能。

本应用报告介绍了增强功率 MOSFET 的理论和方法、电机栅极驱动器系统中遇到的各种挑战，以及 TI 智能栅极驱动器所具备的有助于应对这些挑战的各种特性。

### 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

### 内容

<b>1 功率 MOSFET 理论与操作</b>	<b>2</b>
1.1 基本介绍	2
1.2 参数	3
1.3 导通行为	5
1.4 简单的压摆率计算	5
1.4.1 示例	5
1.5 栅极驱动电流	6
1.5.1 峰值栅极驱动电流	6
1.5.2 平均栅极驱动电流	7
<b>2 系统挑战 and 智能栅极驱动器特性</b>	<b>8</b>
2.1 通过压摆率控制实现 EMC 和功率损耗优化	8
2.1.1 系统挑战	8
2.1.2 $I_{DRIVE}$ 实现	8
2.1.3 $I_{DRIVE}$ 压摆率控制	9
2.1.4 EMI 优化示例	12
2.1.5 压摆时间控制	14
2.2 通过 $T_{DRIVE}$ 状态机实现稳健的 MOSFET 开关	14
2.2.1 MOSFET 握手	14
2.2.2 MOSFET 栅极故障检测	16
2.2.3 $dV/dt$ 导通预防	16
2.3 缩减系统 BOM	17
2.4 优化传播延迟	19
2.4.1 系统挑战	19
2.4.2 降低传播延迟	20
<b>3 修订历史记录</b>	<b>22</b>

## 1 功率 MOSFET 理论与操作

### 1.1 基本介绍

金属氧化物半导体场效应晶体管 ( 或 MOSFET ) 是当今电子电路设计中常用的晶体管。MOSFET 具有许多特性, 因此适用于各种应用。这些特性包括可扩展性、低导通电流、高开关速度和高关断状态阻抗。MOSFET 已用于 IC 设计 ( 模拟和数字 )、开关电源应用、电机控制、负载开关以及许多其他设计。

MOSFET 由四个端子组成, 包括漏极 (D)、源极 (S)、栅极 (G) 和衬底 (B), 如图 1-1 所示。通常, 将衬底端子与源极端子短接, MOSFET 会从四端口器件变为三端口器件。

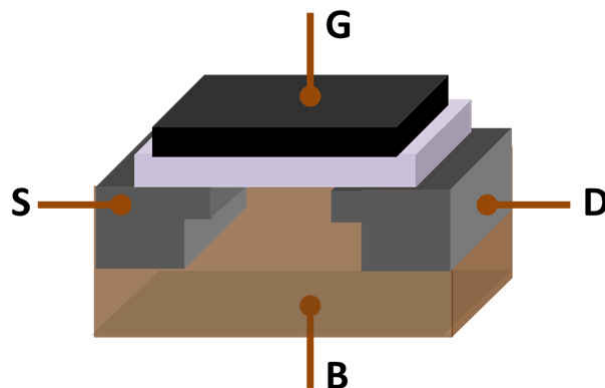


图 1-1. MOSFET 模型

MOSFET 具有三个基本工作区域, 可用以下几个简单的方程式进行定义。这些区域及其对应的方程式如下所示:

- 截止区

$$V_{GS} \leq V_{th} \quad (1)$$

其中

- $V_{GS}$  = MOSFET 的栅极与源极端子之间的电压
- $V_{th}$  = MOSFET 阈值电压

- 线性区

$$V_{GS} > V_{th}, V_{DS} \leq V_{GS} - V_{th} \quad (2)$$

其中

- $V_{DS}$  = MOSFET 的漏极和源极端子之间的电压

- 饱和区

$$V_{GS} > V_{th}, V_{DS} > V_{GS} - V_{th} \quad (3)$$

在截止区, MOSFET 处于关断状态, 并且漏极和源极之间没有导通。在线性区, MOSFET 导通, 其行为类似于由栅极电压 ( 以源极和漏极电压为基准 ) 控制的电阻。在饱和区, MOSFET 导通, 其行为类似于由漏极和栅源极电压控制的电流源。

## 1.2 参数

图 1-2 所示为一个常见的 MOSFET 模型，其中突出显示了端到端电容和栅极电阻。

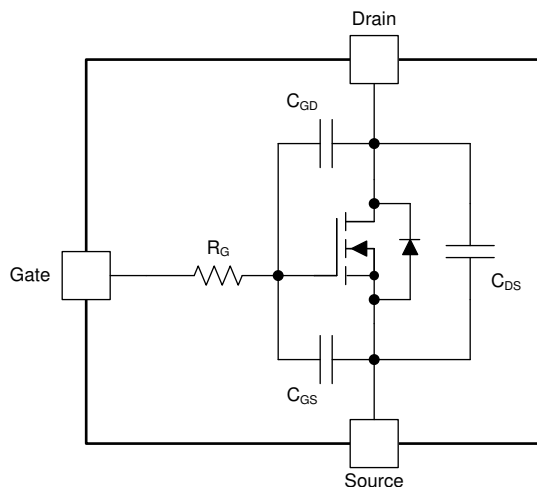


图 1-2. MOSFET 电路模型

尽管  $C_{GS}$  电容基本保持恒定，但  $C_{GD}$  和  $C_{DS}$  电容会随栅漏极电压、漏源极电压以及施加的频率而大幅变化。表 1-1 列出了功率 MOSFET 的一些典型数据表参数。查看这些值以了解它们如何影响 MOSFET 的开关性能。

表 1-1. MOSFET 数据表参数 (CSD18532Q5B)

参数	测试条件	最小值	典型值	最大值	单位
<b>动态特性</b>					
$C_{iss}$ 输入电容	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 30V, f = 1MHz$		3900	5070	pF
$C_{oss}$ 输出电容			470	611	pF
$C_{rss}$ 反向传输电容			13	17	pF
$R_G$ 串联栅极电阻			1.2	2.4	$\Omega$
$Q_g$ 栅极电荷总量 (10V)	$V_{DS} = 30V, I_D = 25A$		44	58	nC
$Q_{gd}$ 栅极电荷 (栅漏极)			6.9		nC
$Q_{gs}$ 栅极电荷 (栅漏极)			10		nC
$Q_{g(th)}$ $V_{th}$ 下的栅极电荷			6.3		nC
$Q_{oss}$ 输出电荷	$V_{DS} = 30V, V_{GS} = 0V$		52		nC
$t_{d(on)}$ 导通延迟时间	$V_{DS} = 30V, V_{GS} = 10V, I_{DS} = 25A, R_G = 0\Omega$		5.8		ns
$t_r$ 上升时间			7.2		ns
$t_{d(off)}$ 关断延迟时间			22		ns
$t_f$ 下降时间			3.1		ns

电容和电阻定义如下：

**$C_{ISS}$**  在漏极和源极短路的情况下，在栅极和源极端子之间测得的输入电容 ( $C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$ )。

**$C_{OSS}$**  在栅极和源极短路的情况下，在漏极和源极端子之间测得的输出电容 ( $C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD}$ )。

**$C_{RSS}$**  在源极接地的情况下，在漏极和栅极端子之间测得的反向传输电容 ( $C_{RSS} = C_{GD}$ )。

**$R_G$**  连接到栅极端子的串联电阻。

为了说明电容值相对于电压的变化，通常使用栅极电荷曲线来提供更有意义的信息。栅极电荷值与端子间电容内存储的电荷有关。栅极电荷对于系统设计人员而言更为有用，因为它考虑了开关瞬态期间电容相对于电压的变化。

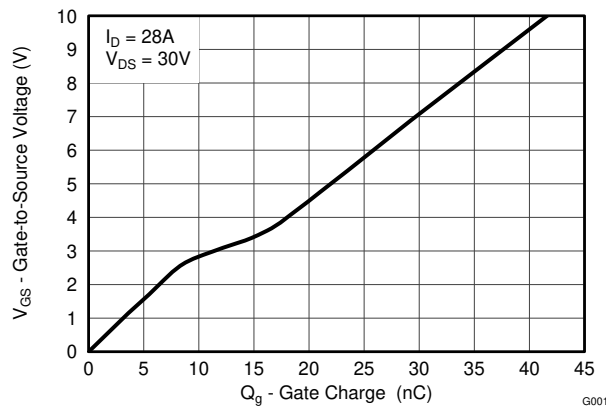


图 1-3. MOSFET 栅极电荷曲线

栅极电荷参数定义如下：

**Q<sub>G</sub>** 将栅源极电压提高至指定值（4.5V 和 10V 是常用电压）所需的总栅极电荷。

**Q<sub>G(th)</sub>** 从 0V 提高到 MOSFET 的阈值电压所需的电荷。在阈值电压下，电流将开始从漏极流向源极。

**Q<sub>GS</sub>** 从 0V 提高到米勒平台电压所需的电荷。在平台电压下，漏源极电压将开始压摆。

**Q<sub>GD</sub>** 穿过米勒区域所需的电荷。米勒区域的名称来源于：当反向传输电容充电时，栅源极电压在此期间保持相对恒定。随着 MOSFET 的增强，MOSFET V<sub>DS</sub> 出现压摆。

#### NOTE

应该注意的是，Q<sub>GD</sub> 以及 Q<sub>G</sub> 虽然都改善了 MOSFET 开关与电容的品质因数，但仍然依赖于 V<sub>DS</sub>，所以在使用这些参数时应该考虑到这一点。

### 1.3 导通行为

根据节 1.2 提供的信息，将栅极偏置到特定电压需要一定量的电荷。明白这一点后，MOSFET 在施加一定的电压和电流时的行为便一目了然了。图 1-4 所示为 MOSFET 的典型导通响应。

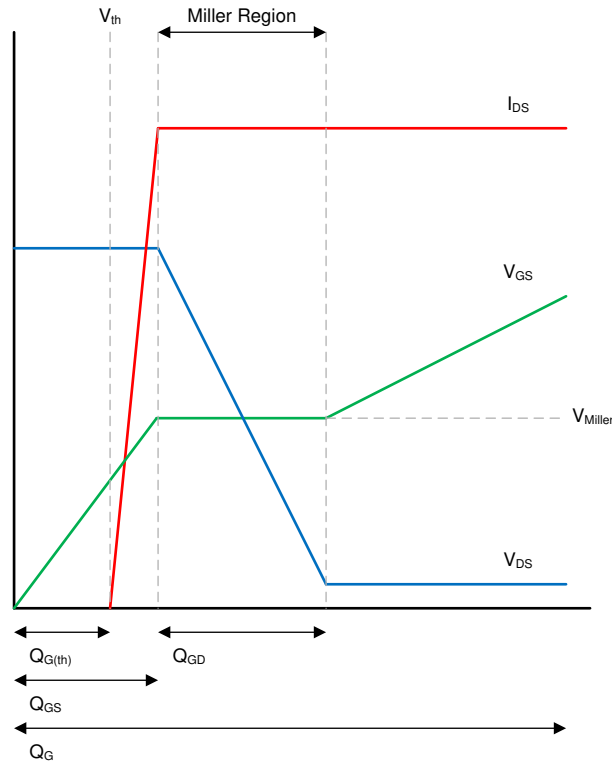


图 1-4. MOSFET 导通响应

当向栅极提供电荷时，栅源极电压开始增加，曲线开始生成。当栅源极电压达到 MOSFET 阈值电压时，电流开始从漏极流向源极。然后，随着 MOSFET 穿过米勒区域，栅源极电压会保持相当稳定。在米勒区域，漏源极电压下降。在米勒区域之后，栅极继续充电，直到达到最终驱动电压为止。

### 1.4 简单的压摆率计算

遗憾的是，要根据参数和方程式计算出精确的 MOSFET  $V_{DS}$  压摆率，需要对 MOSFET、电路板和封装寄生效应具有具体的了解，并且需要有关栅极驱动电路的详细信息。这些计算超出了本文档的讨论范围。本文档仅关注与实验室数据进行比较的简单一阶近似值。

由于 MOSFET  $V_{DS}$  压摆发生在米勒区域，因此可以使用米勒电荷 ( $Q_{GD}$ ) 和栅极驱动强度来估算压摆率。首先要假设，MOSFET 栅极驱动器使用了理想或接近理想值的恒流源。

#### 1.4.1 示例

图 1-5 所示为一个以 24V 电压驱动 CSD18532Q5B 的 DRV8701 智能栅极驱动器。DRV8701 器件配置为 25mA 的源电流设置。该波形显示其压摆率约为 312ns，与根据方程式 4 计算的一阶近似值非常吻合。

$$t_{SLEW} = \frac{Q_{GD}}{I_{SOURCE}}$$

$$t_{SLEW} = \frac{6.9 \text{ nC}}{25 \text{ mA}} = 276 \text{ ns} \quad (4)$$

其中

- $Q_{GD} = 6.9 \text{ nC}$

- $I_{SOURCE} = 25\text{mA}$

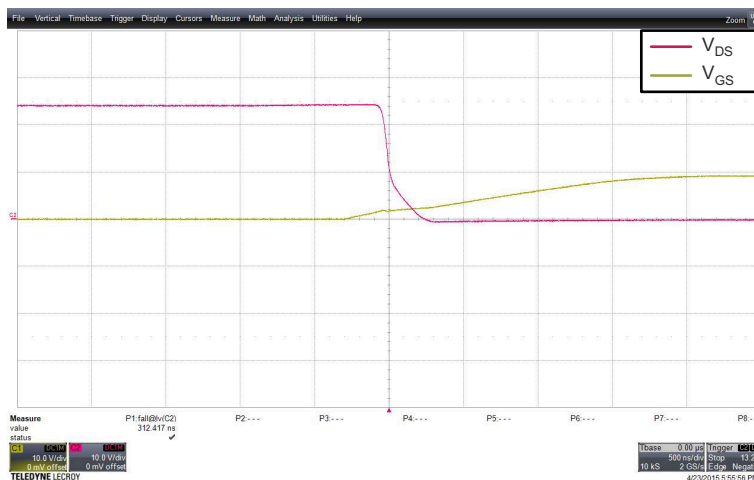


图 1-5. MOSFET 压摆率测量值

## 1.5 栅极驱动电流

在设计开关功率 MOSFET 系统（例如电机驱动器）时，应检查两个关键电流参数：峰值栅极驱动电流和平均栅极驱动电流。

### 1.5.1 峰值栅极驱动电流

峰值栅极驱动电流是栅极驱动器在导通和关断期间可以拉出或灌入至功率 MOSFET 栅极的峰值电流。该值主要决定了 MOSFET 可压摆的速率。

#### 1.5.1.1 示例

DRV8701 支持 150mA 的峰值源电流和 300mA 的峰值灌电流。使用节 1.4.1 中的示例，分别根据方程式 5 和方程式 6 计算上升和下降时间。

$$t_{RISE} = \frac{Q_{GD}}{I_{SOURCE}}$$

$$t_{RISE} = \frac{6.9 \text{ nC}}{150 \text{ mA}} = 46 \text{ ns} \quad (5)$$

其中

- $Q_{GD} = 6.9\text{nC}$
- $I_{SOURCE} = 150\text{mA}$

$$t_{FALL} = \frac{Q_{GD}}{I_{SINK}}$$

$$t_{FALL} = \frac{6.9 \text{ nC}}{300 \text{ mA}} = 23 \text{ ns} \quad (6)$$

其中

- $Q_{GD} = 6.9\text{nC}$
- $I_{SINK} = 300\text{mA}$

### 1.5.2 平均栅极驱动电流

平均栅极驱动电流是在不断地开关功率 MOSFET 时栅极驱动器所需的平均电流。如前所述，开关功率 MOSFET 的电荷量很小 (44nC)，但是在千赫兹范围内开关 MOSFET 时，该电荷平均值将为来自栅极驱动器电源的恒定电流。

使用 [方程式 7](#) 可计算平均栅极驱动电流。

$$I_{AVG} = Q_G * \# \text{ MOSFETs 开关} * \text{开关频率} \quad (7)$$

#### 1.5.2.1 示例

$$I_{AVG} = 44\text{nC} * 6 * 45\text{kHz} = 11.88\text{mA} \quad (8)$$

## 2 系统挑战 and 智能栅极驱动器特性

本部分介绍了电机栅极驱动器系统中遇到的各种挑战，以及 TI 智能栅极驱动器所具备的有助于应对这些挑战的各种特性。

### 2.1 通过压摆率控制实现 EMC 和功率损耗优化

#### 2.1.1 系统挑战

调整和优化 MOSFET  $V_{DS}$  压摆率通常是电机栅极驱动器系统设计中面临的第一个也是非常关键的挑战。

MOSFET 压摆率直接影响多个性能参数，包括但不限于开关功率耗散、辐射发射、二极管恢复和感应电压尖峰以及  $dV/dt$  寄生导通。

虽然通常有多种方法能够应对这些挑战（该主题超出了本文讨论的范畴），但它们面临的一个共同变量是对压摆率的直接依赖。通常需要考虑的主要权衡因素是：较慢的压摆率可提高辐射发射、电压尖峰和寄生耦合方面的性能，但会增加功率耗散。每个电机系统设计人员都需要考虑在这种权衡中寻找适当平衡。

若要进一步了解压摆率及其对 MOSFET 性能的各种影响，可在以下文章中找到更多信息。

- MOSFET 和 IGBT 栅极驱动器电路的基本原理
- 通过调整栅极驱动幅度来优化 MOSFET 特性
- 通过将电感寄生效应降至最低来降低降压转换器 EMI 和电压应力

#### 2.1.2 $I_{DRIVE}$ 实现

如前文所述，通过精确控制施加到 MOSFET 栅极上的电流，用户可对 MOSFET  $V_{DS}$  压摆率进行合理的计算和调整。德州仪器 (TI) 的智能栅极驱动器在许多电机栅极驱动器中都采用了可调栅极驱动电流方案，可轻松控制 MOSFET 的压摆率。可调栅极驱动器电流参数被称为  $I_{DRIVE}$ 。本部分将介绍常用的  $I_{DRIVE}$  设置和实现方法。

最常用的实现方法如图 2-1 所示。这种方法是在栅极和电压源之间启用 MOSFET 前置驱动器开关，以管理流向外部功率 MOSFET 栅极的电流。

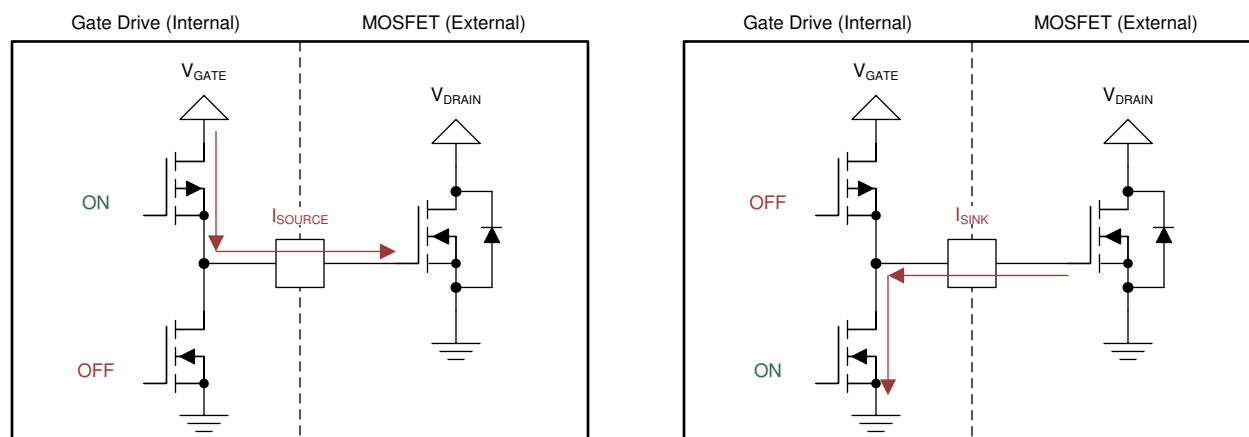


图 2-1. 开关  $I_{DRIVE}$  方法

为了在  $V_{DS}$  压摆期间控制流到外部 MOSFET 栅极的电流，智能栅极驱动器利用了 MOSFET 的几种特性。如果开关（前置驱动器 MOSFET）可在饱和区域（节 1.1）中工作，则将流向外部 MOSFET 的电流限制为固定值。当外部 MOSFET 穿过米勒区域时，栅源极电压趋于稳定并保持相对恒定（节 1.3）。

利用这两个属性，智能栅极驱动器可确保在前置驱动器开关的栅极上施加正确的电压偏置，并且开关在米勒充电期间处于饱和区域。外部 MOSFET 的栅极表现为短路（向电容施加交流电压），因此将拉电流和灌电流限制为开关的饱和电流。

通过使用多个开关（如图 2-2 所示），智能栅极驱动器可以在正常工作期间在不同的电流电平之间进行切换。



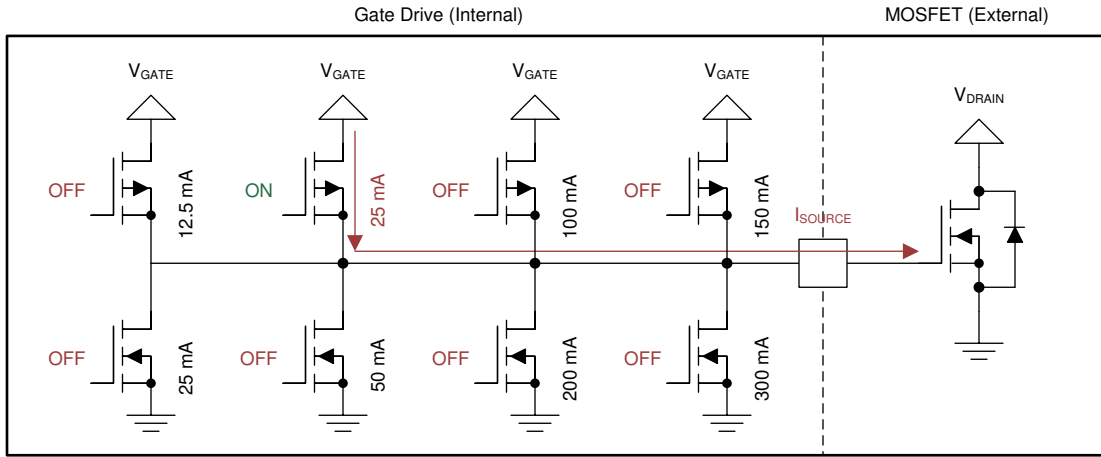


图 2-2. 多个 IDRIVE 设置

实现 IDRIVE 特性的第二种方法是使用电流源而不是开关。此实现可用于需要在不同器件、电压和温度范围内非常精确且一致地控制外部 MOSFET  $V_{DS}$  压摆率的应用。尽管饱和区中可适当调整的开关可用作简单的电流源，但这在上述因素的影响下仍然存在偏差。为了消除这种偏差，可使用电流源来代替开关（请参见图 2-3）。在对 EMI 敏感并且依赖于在特定压摆率下表征系统特性的应用中，该架构尤其重要。

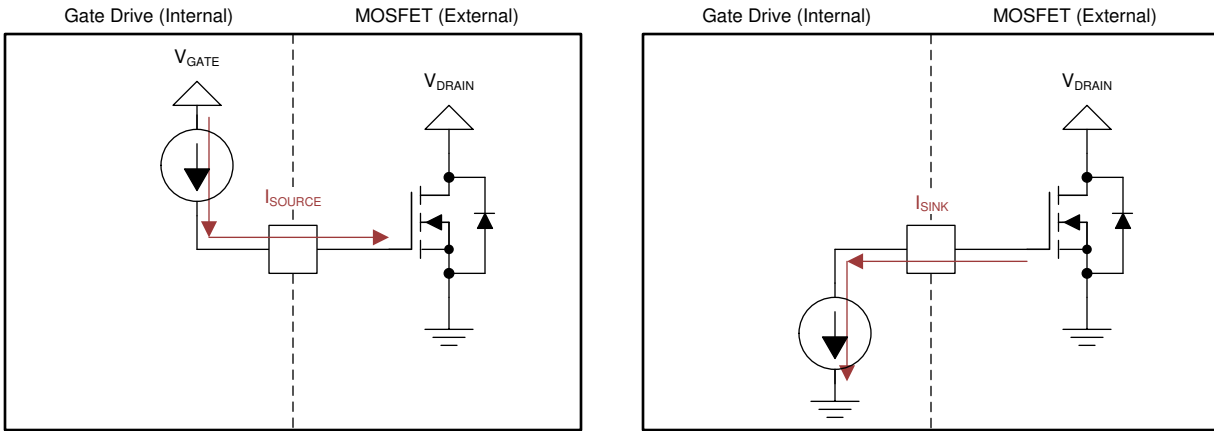


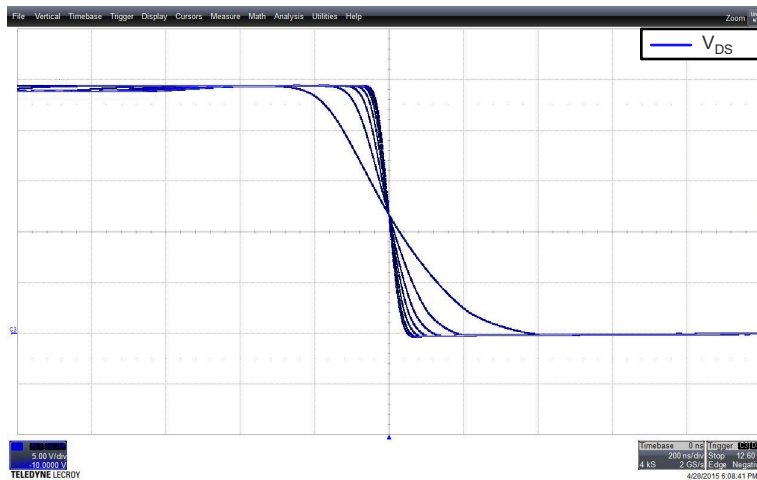
图 2-3. 电流源 IDRIVE 方法

与开关方法（图 2-2）类似，可使用多个电流源来提供可调栅极驱动电平。

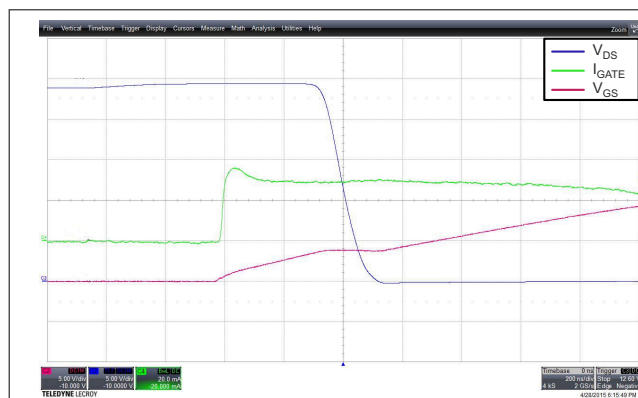
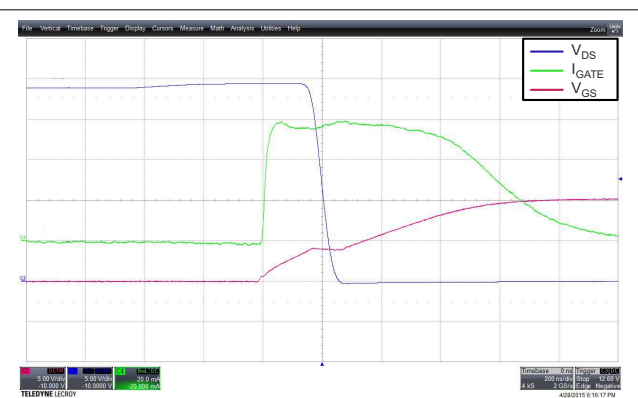
### 2.1.3 IDRIVE 压摆率控制

根据 IDRIVE 特性，可随时调整  $V_{DS}$  压摆率，而无需向系统添加或移除外部组件。该功能使系统设计人员能够在效率、辐射发射性能、二极管恢复电感尖峰和  $dV/dt$  导通方面对 MOSFET 的开关性能进行微调。

下方的持久性图显示了调整 TI 智能栅极驱动器上的 IDRIVE 设置对  $V_{DS}$  压摆率造成的影响。MOSFET  $V_{DS}$  的摆幅从 24V 降至 0V，并且随着 IDRIVE 在七级（10mA、20mA、30mA、40mA、50mA、60mA 和 70mA）栅源电流之间进行调节，压摆率会降低。

图 2-4. 各种  $I_{\text{DRIVE}}$  设置下的  $V_{\text{DS}}$  持久性图

下图所示为 MOSFET 增强时的附加信号。它清楚地显示了  $V_{\text{DS}}$  压摆时，来自智能栅极驱动器和外部 MOSFET 的米勒区域的电流。

图 2-5.  $I_{\text{DRIVE}}$  30mA 设置图 2-6.  $I_{\text{DRIVE}}$  60mA 设置

如节 1.4 所述，如果有接近理想值的电流源和精确的 MOSFET  $Q_{\text{GD}}$  参数，则可对  $V_{\text{DS}}$  压摆率进行近似计算。下表就多个  $I_{\text{DRIVE}}$  设置，对  $V_{\text{DS}}$  压摆率计算值与  $V_{\text{DS}}$  压摆率测量值进行了比较。在这些计算中，假设串联栅极电阻和其他非理想因素的影响最小。

$$t_{\text{SLEW}} = Q_{\text{GD}} / I_{\text{SOURCE}} \quad (9)$$

表 2-1.  $I_{\text{DRIVE}}$  压摆率相关性

MOSFET $Q_{\text{GD}}$ 典型值 (nC)	$I_{\text{DRIVE}}$ 设置 (mA)	压摆率计算值 (ns)	压摆率测量值 (ns)	近似误差 (%)
8	10	800	617	23
8	20	400	305	24
8	30	267	206	23
8	40	200	158	21
8	50	160	128	20
8	60	133	109	18
8	70	114	97	15

尽管在理想计算中存在一些误差，但是系统设计人员可利用这些值设计一个近似压摆率，然后在原型设计过程中对系统进行微调。MOSFET  $Q_{\text{GD}}$  的精度对计算结果的精度有很大的影响。

以下是上表中显示的不同  $I_{\text{DRIVE}}$  值所对应的示波器图。

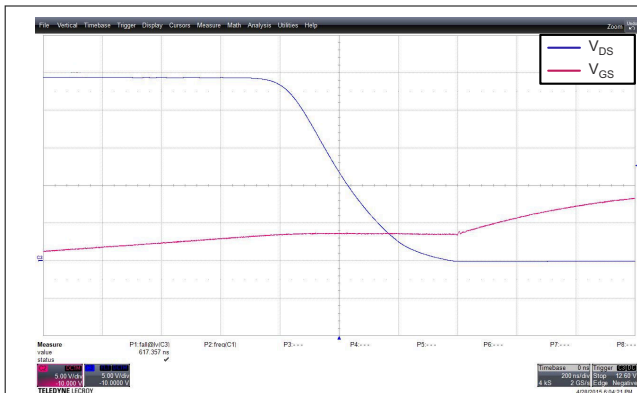


图 2-7. 10mA  $I_{DRIVE}$

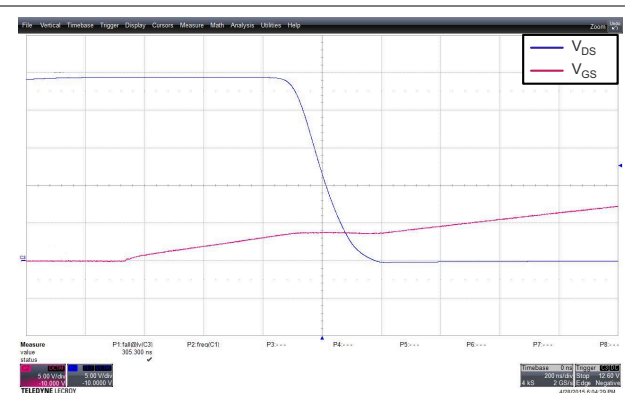


图 2-8. 20mA  $I_{DRIVE}$

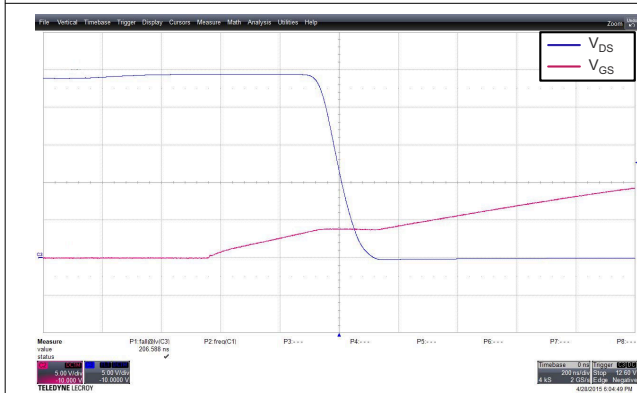


图 2-9. 30mA  $I_{DRIVE}$

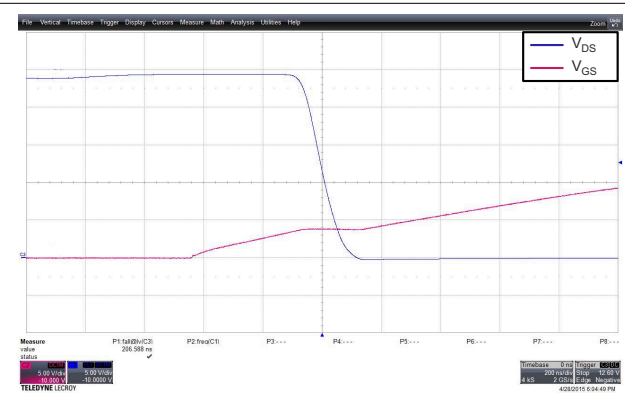


图 2-10. 40mA  $I_{DRIVE}$



图 2-11. 50mA  $I_{DRIVE}$

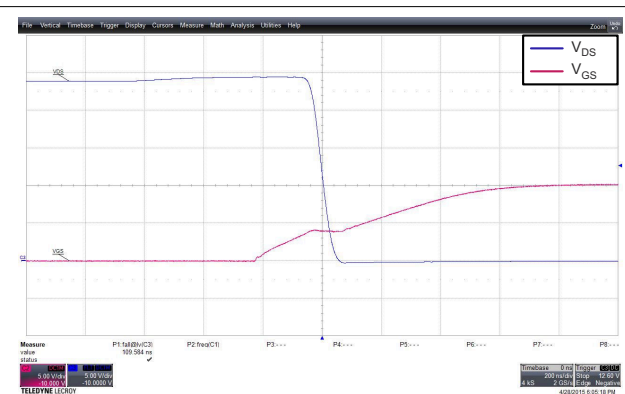


图 2-12. 60mA  $I_{DRIVE}$

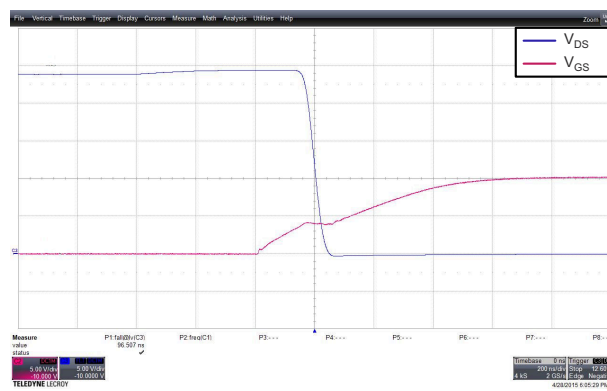


图 2-13. 70mA  $I_{DRIVE}$

## 2.1.4 EMI 优化示例

开关功率 MOSFET 产生的高频噪声是形成电磁干扰（也被称为 EMI）的主要原因之一。理想情况下，功率级生成的方波电压波形是干净的电源地信号，但这种情况很少发生。MOSFET 封装和 PCB 布局中的寄生效应会导致下冲和过冲电压，这些电压会在开关输出端产生振铃。这种寄生振铃会在频率大于 1MHz 时发生，通常直接出现在敏感频带。此外，MOSFET 开关的基本边沿速率会转化为高频频谱中的噪声。

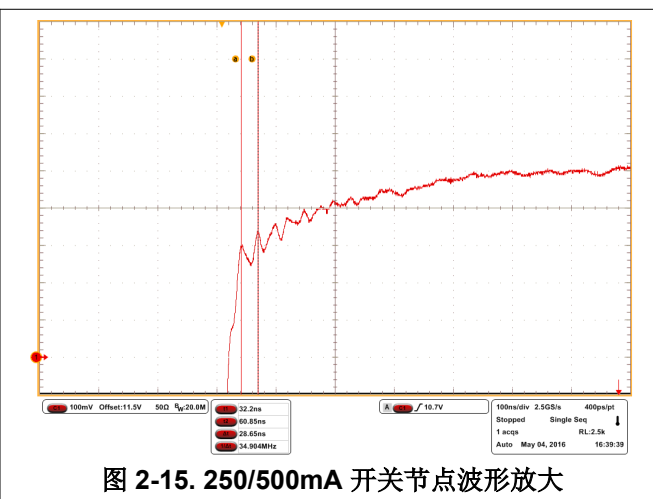
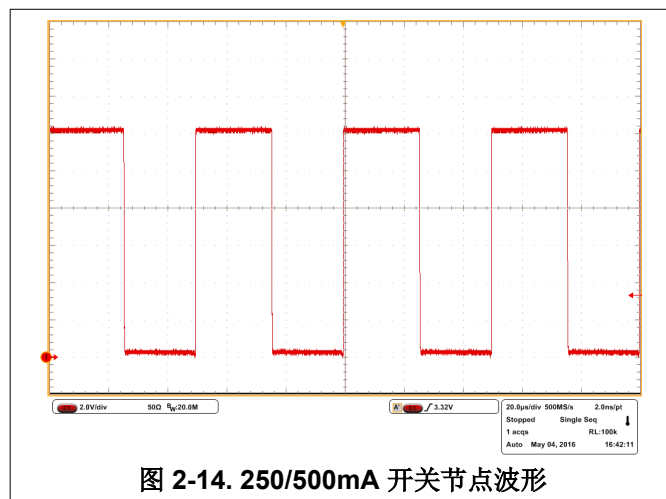
虽然可通过布局改进、缓冲器和设计增强来解决这些寄生效应，但通常要调优的关键点是功率 MOSFET 的开关速度。 $I_{DRIVE}$  提供了一种理想的方法来调优电机栅极驱动系统，它通过寄存器写入操作或一个电阻设置提供对 MOSFET 压摆率的简单控制，从而使系统设计人员能够选择更优设置，以更大限度地降低效率损失，同时保持可接受的 EMI 水平。

表 2-2 列出的数据是智能栅极驱动器  $I_{DRIVE}$  特性的一个实际应用示例。表 2-2 显示了使用智能栅极驱动器的 CISP 25 EMI 工程扫描在 30MHz 至 200MHz 范围和不同  $I_{DRIVE}$  设置下的峰值读数。随着  $I_{DRIVE}$  电流设置的减小，峰值扫描读数也将减小。

表 2-2. EMI 扫描结果

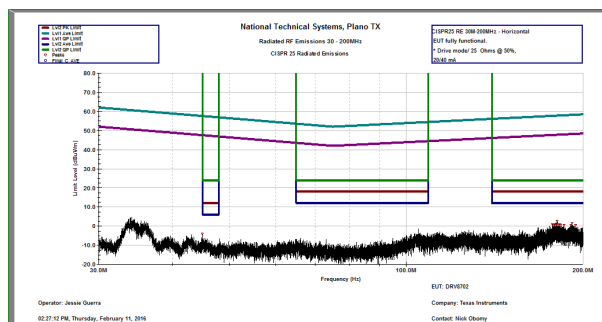
$I_{DRIVE}$ 设置 (mA)	35MHz 峰值 (dB $\mu$ V/m)	65MHz 峰值 (dB $\mu$ V/m)	160MHz 峰值 (dB $\mu$ V/m)
10/20	5	<0	<0
20/40	12	<0	<0
50/100	12	<0	<0
200/400	28	12	2
250/500	30	15	5

通过分析示波器的输出波形，可以看出，在较高的  $I_{DRIVE}$  设置下，开关节点上会产生高频振荡。图 2-14 所示为高电平示波器截图，其中振荡不明显，但是通过放大上升沿的末端（图 2-15），可以看到 EMI 扫描中的 35MHz 信号。通过减小  $I_{DRIVE}$ ，振荡几乎可以完全消除（图 2-16），这给出了在实际应用中如何使用  $I_{DRIVE}$  体系结构的示例。图 2-17 至图 2-21 显示了对整个 30MHz 至 200MHz 范围内 EMI 辐射源的扫描情况。



[illegible]

**图 2-17. 10/20mA EMI 扫描**



**图 2-18. 20/40mA EMI 扫描**

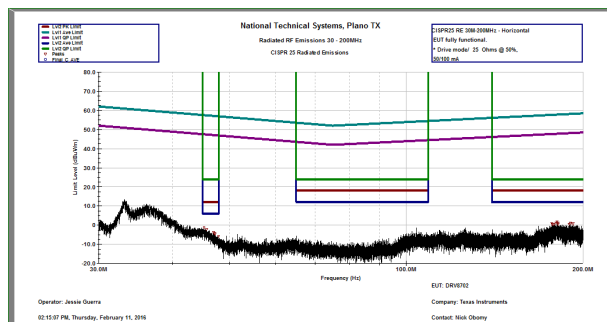
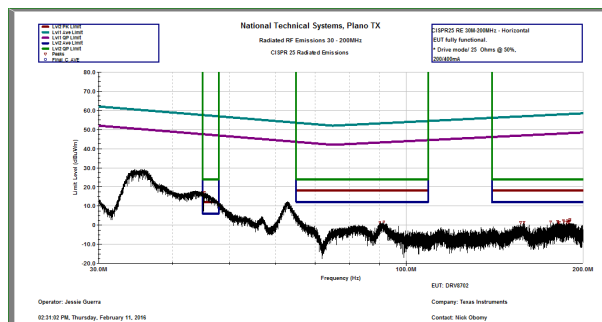
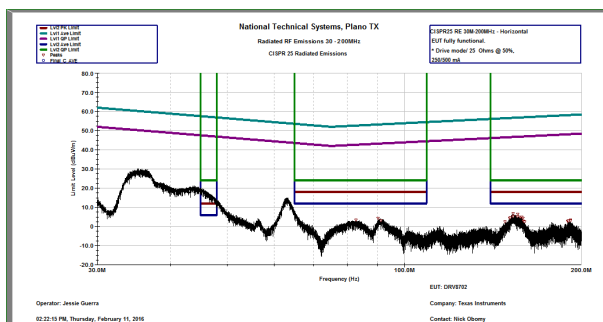


图 2-19. 50/100mA EMI 扫描



**图 2-20. 200/400mA EMI 扫描**



**图 2-21. 250/500mA EMI 扫描**

### 2.1.5 压摆时间控制

在某些 TI 智能栅极驱动器（例如 DRV8718-Q1 和 DRV8714-Q1）上提供了一项高级功能，可通过闭环反馈来调节开关节点压摆时间。虽然前文所述的开环控制方法通常足以进行 MOSFET 压摆率控制，但有时系统需要进行更严密的控制。

这是因为关键的 MOSFET 参数仍会因制造和系统条件差异而变化。MOSFET 栅极电荷等参数会因器件而异，即使在同一器件上，系统电压和温度的变化也会导致这些参数在运行期间发生变化。

为了应对这一挑战，需要一个闭环压摆时间控制环路。闭环压摆时间控制的工作原理是监测开关节点压摆时间，并在驱动器运行期间持续调整  $I_{DRIVE}$  电流设置，从而实现所配置的目标设置。下图显示了一个相关示例。

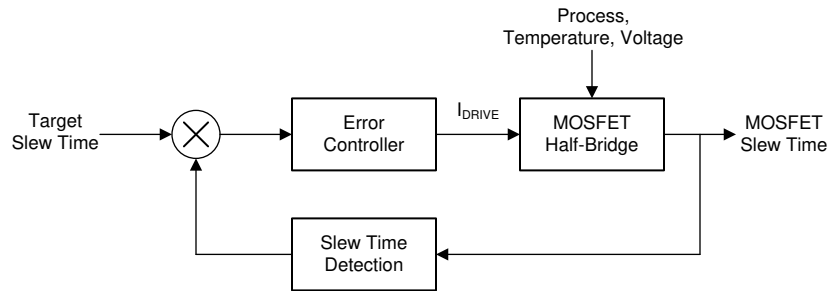


图 2-22. 压摆时间控制环路

## 2.2 通过 $T_{DRIVE}$ 状态机实现稳健的 MOSFET 开关

本部分介绍了在确保开关稳健运行时遇到的一些常见挑战，以及 TI 智能栅极驱动器所具备的有助于应对这些挑战的各种特性。

### 2.2.1 MOSFET 握手

在开关 MOSFET 系统中，避免跨导或“直通”条件以防损坏功率 MOSFET 或系统电源至关重要。当高侧 MOSFET 和低侧 MOSFET 同时启用时，就会发生直通（如图 2-23 所示）。在电源和地面之间引入了低阻抗路径。该路径允许较大的电流通过，从而可能损坏外部 MOSFET 或电源。

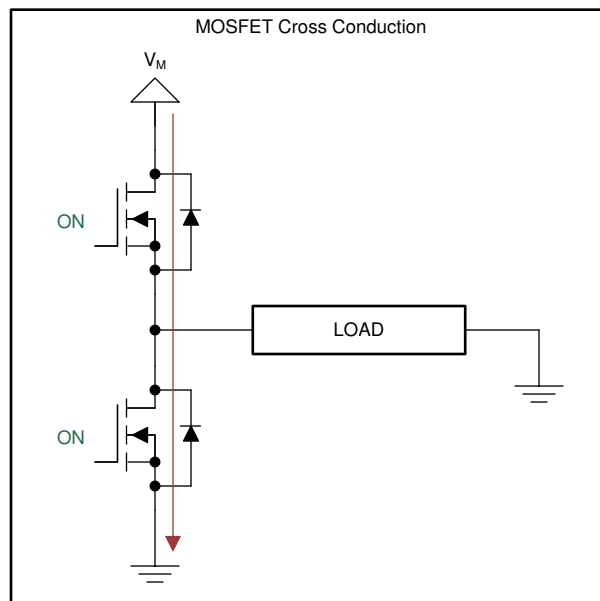


图 2-23. 直通示例

从低侧切换到高侧（或从高侧切换到低侧）时，最常发生直通或击穿。从接收到输入信号到关断外部 MOSFET 的延迟与 MOSFET 的内部传播延迟和压摆率有关。如果在此延迟时间到期之前启用了相反方向的 MOSFET，则可能会发生直通。防止出现此问题的一种简单方法是在启用相反方向的 MOSFET 之前增加一段时间（如图 2-24 所示）。该时间段被称为死区时间。由于二极管的传导损耗，死区时间的增加会降低电机驱动器的效率。

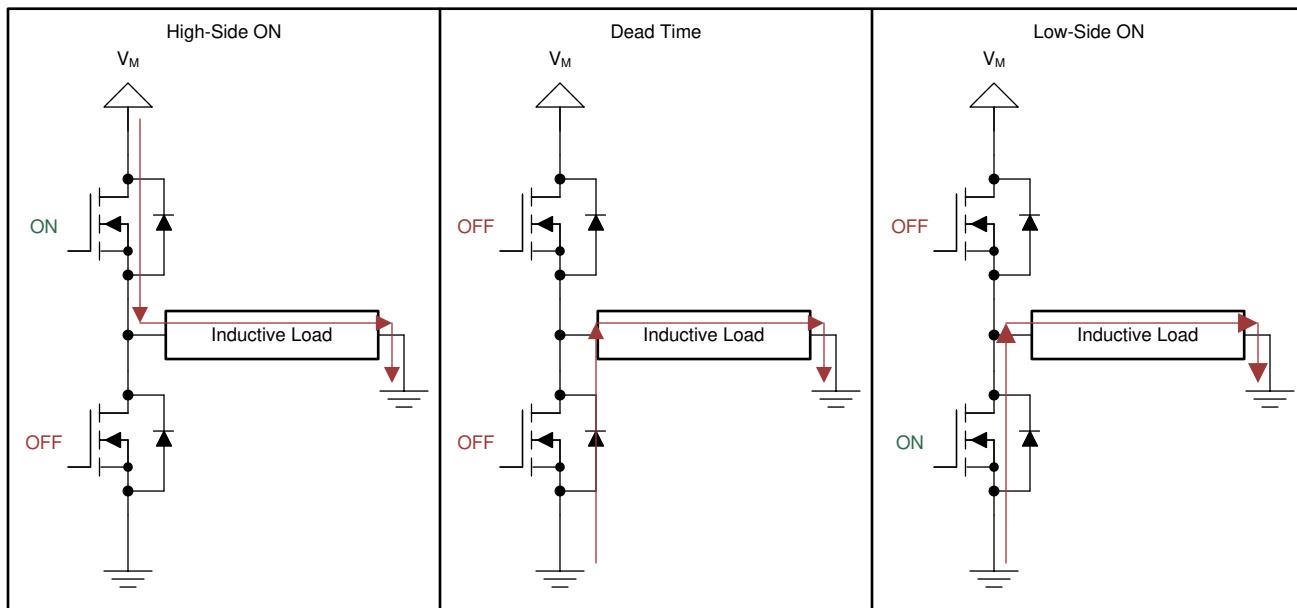


图 2-24. 死区时间示例

TI 智能栅极驱动器通过监测 MOSFET  $V_{GS}$  电压并采用智能  $T_{DRIVE}$  状态机，可为开关 MOSFET 系统提供优化的死区时间。 $V_{GS}$  监视器确保在启用命令 MOSFET 之前，半桥中相反方向的 MOSFET 处于禁用状态。

除了直通（击穿）保护之外，该方法还通过降低二极管的传导周期来提供系统性能优势。MOSFET 内部体二极管的导通损耗通常比标准 MOSFET 导通损耗更糟糕，并降低了整体系统效率。

当从低侧切换到高侧（或从高侧切换到低侧）外部 MOSFET 时， $T_{DRIVE}$  状态机具有内部握手功能。握手功能旨在防止外部 MOSFET 进入跨导阶段，也被称为击穿。

内部握手利用外部 MOSFET 的  $V_{GS}$  监视器（图 2-25）来确定何时禁用一个 MOSFET 以及何时启用另一个。通过这种握手，能够向系统插入一个优化的死区时间，而不会产生跨导的风险。

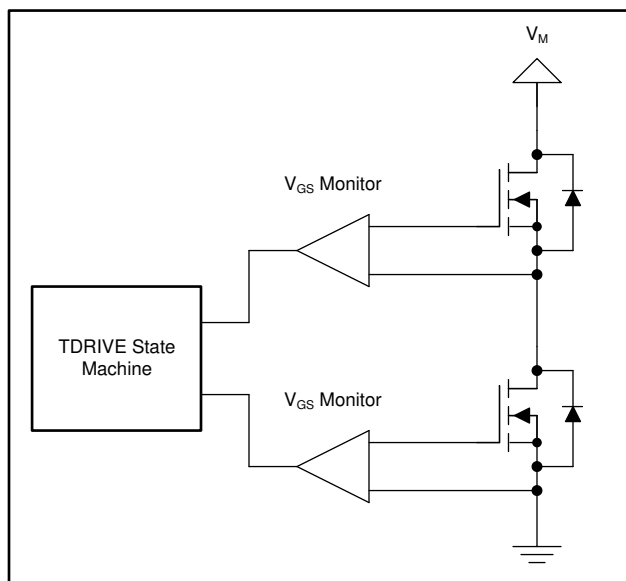


图 2-25.  $V_{GS}$  监视器示例

## 2.2.2 MOSFET 栅极故障检测

$T_{DRIVE}$  状态机可让智能栅极驱动器检测外部 MOSFET 栅极上的故障情况，例如卡在低电平或卡在高电平的情况。栅极故障可能是由功率 MOSFET 栅极氧化物的缺陷或故障或者栅极驱动器本身的引脚故障引起的。通过监测电压并管理流向外部功率 MOSFET 的电流，智能栅极驱动器能够检测并报告 MOSFET 栅极上发生的异常事件（部分短路、短路）。

$T_{DRIVE}$  栅极驱动计时器可确保在 MOSFET 栅极短路或 MOSFET  $V_{GS}$  钳位器意外导通等异常情况下，峰值电流被限制在一段固定的持续时间内通过智能栅极驱动器和 MOSFET 栅极。图 2-26 展示了此概念，概述如下：

1. 智能栅极驱动器接收命令以启用 MOSFET 栅极。
2. 然后，将强电流源施加到外部 MOSFET 栅极，栅极电压开始升高。
3. 如果在  $t_{DRIVE}$  周期后栅极电压没有升高（表明 MOSFET 栅极上存在短路或过流情况），则智能栅极驱动器会发出栅极驱动故障信号，并且栅极驱动器将被禁用，以保护外部 MOSFET 和栅极驱动器。
4. 如果没有发生栅极驱动故障，则智能栅极驱动器会在  $T_{DRIVE}$  周期后启用一个小电流源，以保持正确的栅极电压并降低内部电流消耗。

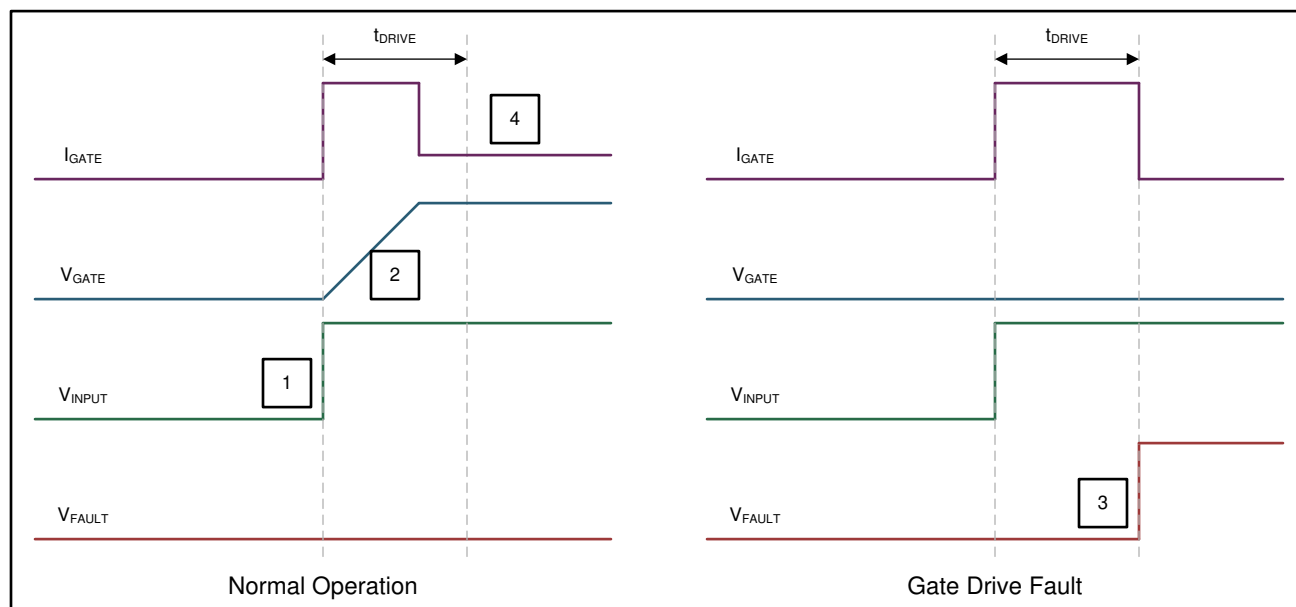


图 2-26. TDRIVE 示例

## 2.2.3 dV/dt 导通预防

除了跨导和栅极故障保护特性外，内部  $T_{DRIVE}$  状态机还提供防止 dV/dt 导通的机制。

dV/dt 导通是高侧 MOSFET 快速压摆时会出现的系统问题。当开关节点从低到高快速压摆时（图 2-27），它可通过寄生栅漏极电容 ( $C_{GD}$ ) 耦合到低侧 MOSFET 的栅极。如果电压超过 MOSFET 阈值电压 ( $V_{th}$ )，则耦合可提高低侧 MOSFET 的栅源极电压并开通 MOSFET。如果在高侧 MOSFET 导通的同时启用低侧 MOSFET，则会发生直通。



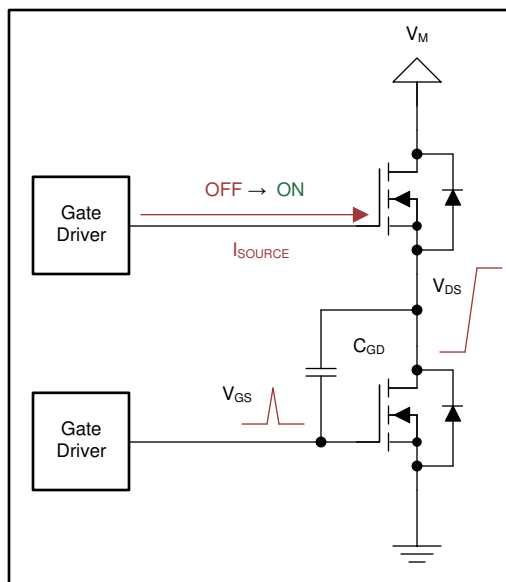


图 2-27. dV/dt 示例

$T_{DRIVE}$  状态机的作用是防止  $dV/dt$  导通，进而阻止外部半桥发生跨导。通过在高侧  $V_{DS}$  压摆期间在低侧 MOSFET 上启用强下拉功能，智能栅极驱动器能够为寄生电荷提供一条低阻抗路径（图 2-28），该电荷通过低侧 MOSFET 栅极的寄生电容耦合至漏极电容 ( $C_{GD}$ )。该阻抗路径可防止低侧 MOSFET 的栅源极电压升高，避免 MOSFET 在本应处于关断状态时开通。

$T_{DRIVE}$  状态机在开关周期后禁用强下拉功能，并变为弱下拉，以在外部低侧 MOSFET 栅漏发生短路的情况下减少损坏智能栅极驱动器或系统的机会。通过限制高电流的周期，智能栅极驱动器可防止自身受损，并限制对系统造成进一步损坏。

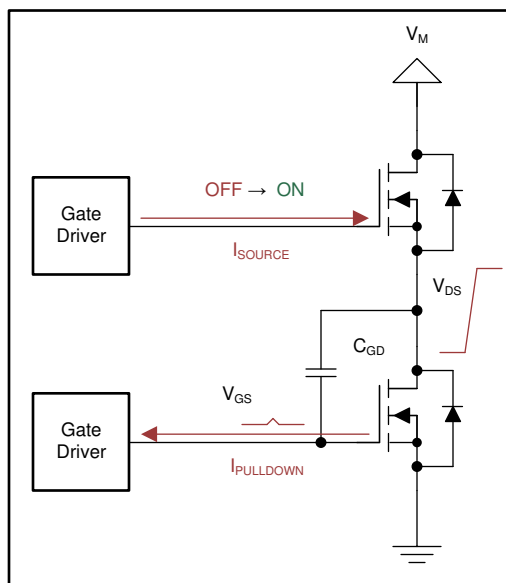


图 2-28. TDRIVE 下拉

## 2.3 缩减系统 BOM

除系统灵活性外，智能栅极驱动器还集成了电机栅极驱动系统的关键组件，因此，可缩减系统 BOM 和所需电路板面积。图 2-29 所示为一个典型智能栅极驱动器的方框图。

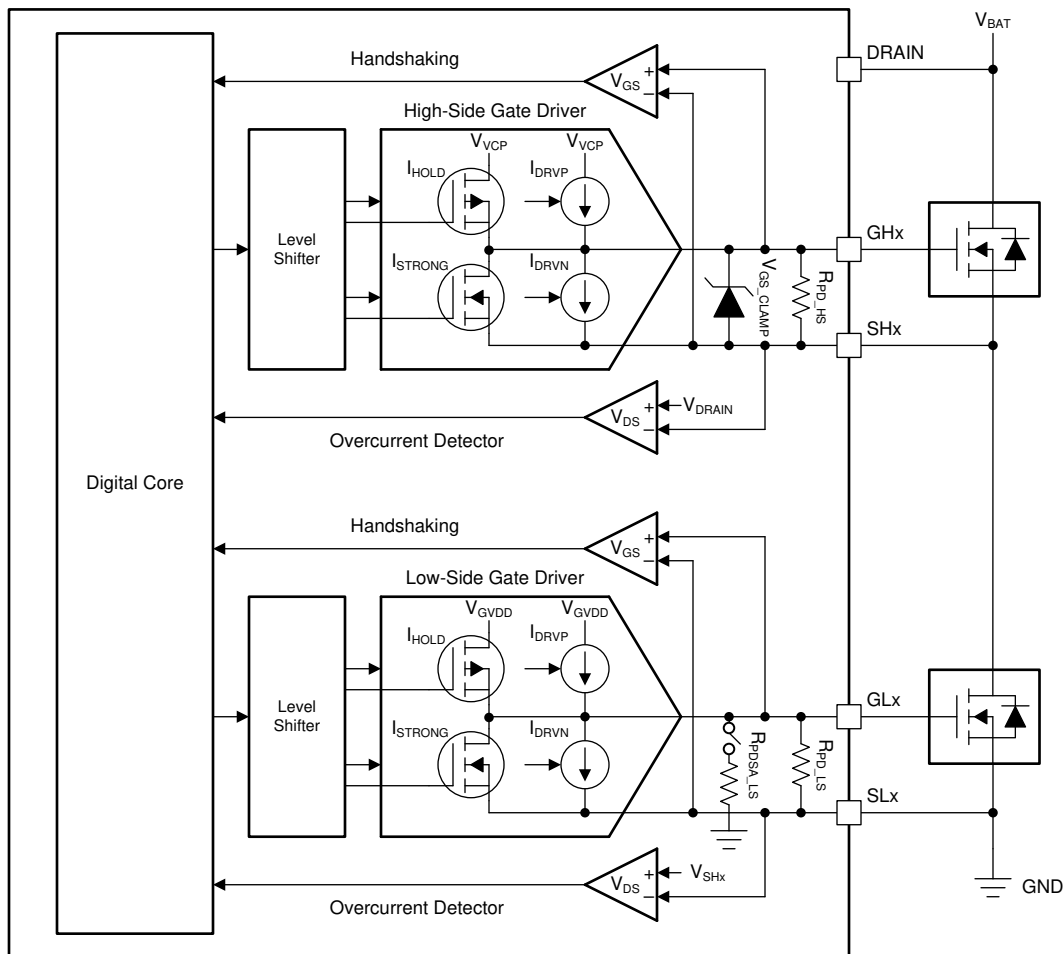


图 2-29. 智能栅极驱动器方框图

要注意的第一个关键点是用于外部 MOSFET 导通和关断控制的可调栅极驱动电流源。这些电流源之所以可调节，是为了提供典型的压摆率控制补偿，如图 2-30 所示，该补偿原本通过外部组件实现。通常情况下， $R_{SOURCE}$  和  $R_{SINK}$  电阻可手动调节栅极驱动器和 MOSFET 栅极之间的阻抗。二极管能够单独调节上升和下降  $V_{DS}$  的压摆率。在智能栅极驱动器中，可调栅极驱动器集成了此功能。

此外，内部下拉电阻取代了典型的外部电阻来实现此功能。 $R_{PULLDOWN}$  电阻可确保 MOSFET 保持禁用状态，即使栅极驱动器处于非活动状态，也是如此。

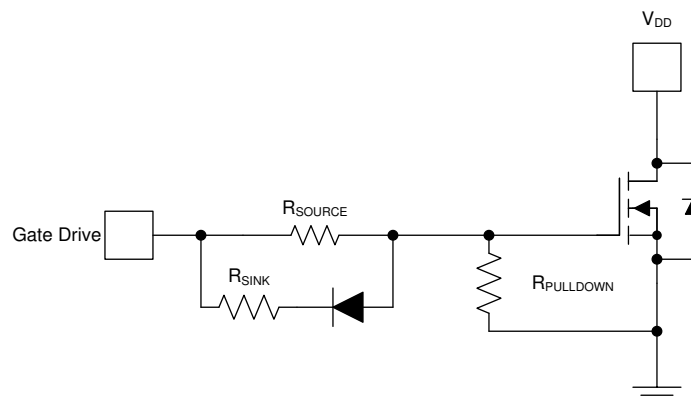


图 2-30. 典型栅极驱动器压摆率外部组件

最后，对于每个栅极驱动器输出，均提供了集成的  $V_{DS}$  和  $V_{GS}$  比较器。这些比较器管理外部 MOSFET 的过流检测，用于检测潜在的栅极驱动故障。这些比较器及其各种设置可直接通过智能栅极驱动器 SPI 或硬接线设置的方式加以配置。

## 2.4 优化传播延迟

本部分介绍了在优化传播延迟时遇到的一些常见挑战，以及 TI 智能栅极驱动器所具备的有助于应对这些挑战的各种特性。

### 2.4.1 系统挑战

电机栅极驱动器系统设计中的另一个常见挑战是管控传播延迟及其对系统开关性能的影响。传播延迟有两个影响整体开关性能的关键参数。第一个是从输入到输出的整体延迟，第二个是从导通到关断的失配。这两个参数将直接影响最小和最大占空比、频率范围以及占空比步进分辨率。良好的开关性能对于实现电机在速度和扭矩控制方面的出色性能非常重要。

虽然大多数栅极驱动器会规定自身的延迟和失配参数，但它们只是整个输入到输出系统的一部分。另一个关键部分是 MOSFET 开关延迟本身。在高压摆率下，与驱动器相比，MOSFET 对传播延迟和失配的贡献通常超小，但在低压摆率下，正如 EMC 敏感系统中常见的情况，MOSFET 会是主要贡献者。

进一步查看典型的 MOSFET 数据表，我们可以开始了解 MOSFET 参数如何影响整体传播延迟。CSD18532Q5B 的跨电压电容参数如下图 2-31 所示。

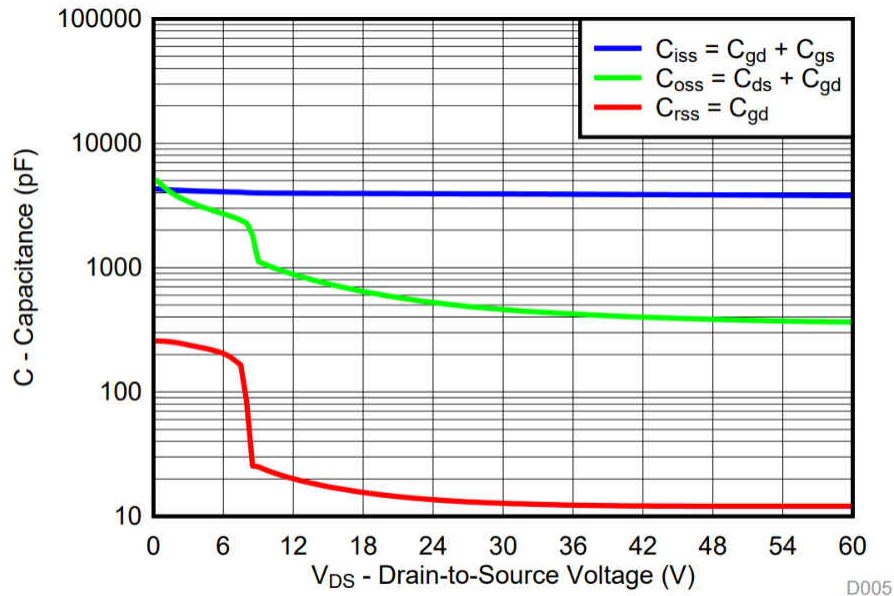


图 2-31. CSD18532Q5B 电容曲线

了解这些参数如何随电压变化很重要，因为该信息可用于确定 MOSFET 的  $Q_{GD}$  和  $Q_{GS}$ 。通常情况下， $Q_{GD}$  和  $Q_{GS}$  会被指定为 MOSFET 的电气特性，但这一信息通常是在给定的  $V_{DS}$  下指定的，可能并不代表实际系统条件。

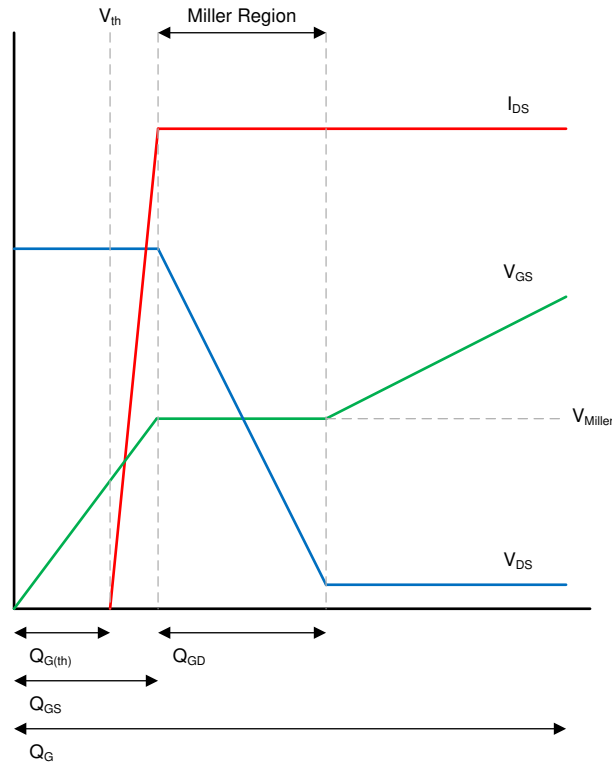


图 2-32. MOSFET 导通响应

参考下面的公式，我们可以确定更准确的  $Q_{GD}$  值（作为  $C_{rss}$  和  $V_{DS}$  的函数）。该值是在  $V_{DS}$  基础上整合的结果，因为它会在  $Q_{GD}$  充电期间动态变化，如图 2-32 所示。然后，我们可以找到更准确的  $Q_{GS}$ （作为  $C_{iss}$  和  $V_{DS}$  的函数）。该值会成倍增加，因为  $V_{DS}$  在  $Q_{GS}$  充电期间是相对静态的值，如图 2-32 所示。

$$Q_{GD} = \int_0^{V_{DS}} C_{rss} dV \quad Q_{GS} = C_{iss} V_{DS}$$

图 2-33. 电荷计算

根据  $Q_{GD}$  和  $Q_{GS}$ ，我们能够确定 MOSFET 对传播延迟和压摆时间的贡献度。

$$t_{prop} = \frac{Q_{GS}}{I_{Source}} \quad t_{slew} = \frac{Q_{GD}}{I_{Source}}$$

图 2-34. 时序计算

再次以 CSD18532Q5B MOSFET 为例，我们能够计算出近似的  $Q_{GD}$  和  $Q_{GS}$ 。假设电源电压为 12V， $Q_{GD}$  约为 1.2nC， $Q_{GS}$  约为 6.9nC。进一步假设压摆时间为 1us，我们能够计算出  $I_{Source}$  为 1.2mA。由此，我们可以计算出近似的传播延迟为 5.75us。总之，我们可以看到  $Q_{GS} \gg Q_{GD}$ ，并且这一结论通常适用于大多数 MOSFET。我们还可以得出结论：在较慢的压摆率下，传播延迟时间成为影响开关性能的重要因素。如果使用 20kHz PWM 信号，大于 5us 的传播延迟已经超过整个周期的 10%。

## 2.4.2 降低传播延迟

在某些 TI 智能栅极驱动器（例如 DRV8718-Q1 和 DRV8714-Q1）上提供了一项高级功能，可通过使用动态电流控制方案来降低 MOSFET 充电和放电的传播延迟。该方案通过降低传播延迟，可支持更宽的 PWM 占空比范围，并能够减少 MOSFET 在通过米勒充电区之后的剩余充电区时产生的热耗散。图 2-35 和图 2-36 显示了这一情况。

动态电流控制涉及几个区域，包括用于降低传播延迟 ( $t_{DON/OFF}$ ) 的预充电电流 ( $I_{PRE\_CHR}$ )、用于压摆率控制的驱动电流 ( $I_{DRV/P}$ ) 和用于剩余充电的后充电电流 ( $I_{PST\_CHR}$ )。

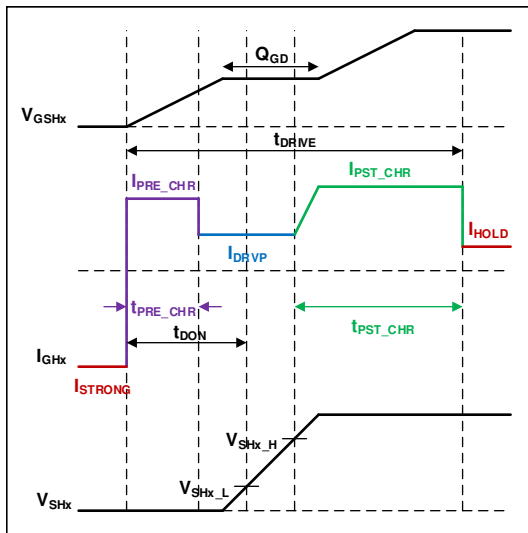


图 2-35. 动态预充电曲线

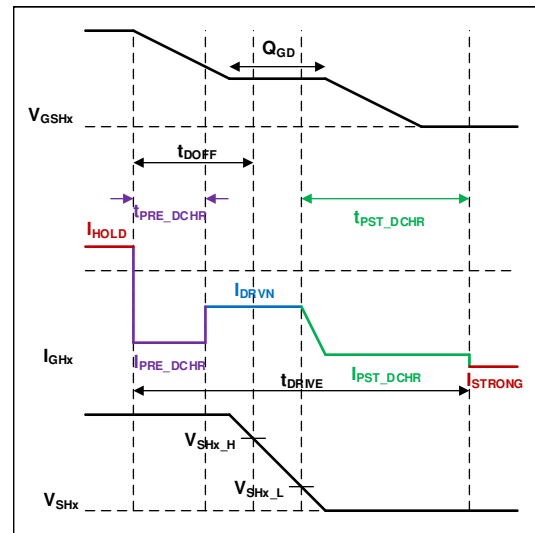


图 2-36. 动态后充电曲线

为了实现稳健的动态电流控制，智能栅极驱动器使用自适应方案来学习和预测开关节点何时将进入压摆区并抢先调整栅极驱动电流。之所以需要一种预测方案，是因为使用比较器进行直接反馈时产生的典型延迟会影响压摆区本身。

在这种自适应方案中，控制器针对一定比例的传播延迟编程值进行电流调制，然后监测开关节点在哪个点发生压摆。然后，根据开关节点压摆的早晚情况，将预充电电流调高或调低，如图 2-37 所示。在每个 PWM 周期，预充电电流 ( $I_{PRE-CHR}$ ) 都会根据开关节点 ( $V_{SH}$ ) 压摆时序进行更新，直到达到所需的传播延迟 ( $t_{DON}$ )。

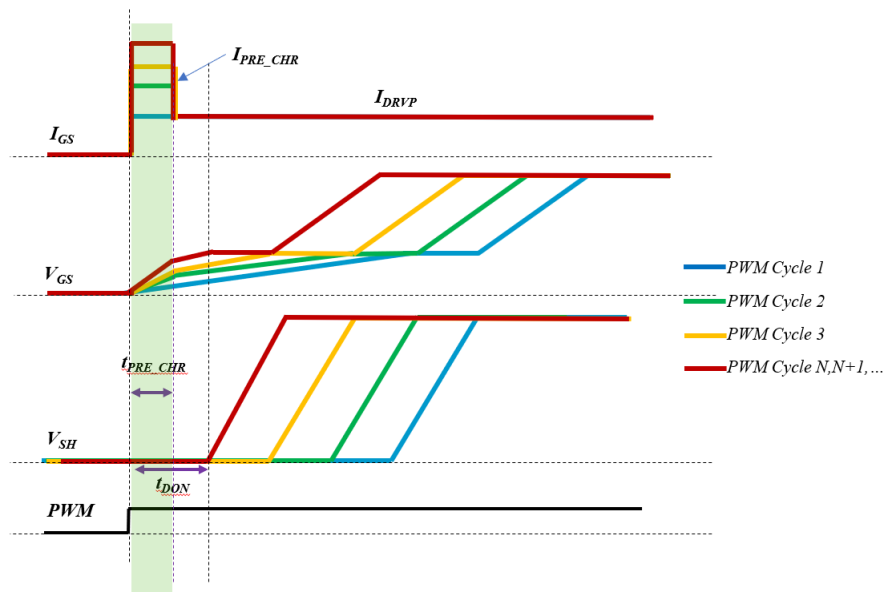


图 2-37. 传播延迟自适应调整

### 3 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

<b>Changes from Revision C (November 2018) to Revision D (March 2021)</b>	<b>Page</b>
• 更新了摘要.....	<a href="#">1</a>
• 整合了“智能栅极驱动器特性”和“系统优势”部分以改进组织结构。.....	<a href="#">8</a>
• 添加了“压摆时间控制”部分.....	<a href="#">14</a>
• 添加了“降低传播延迟”部分.....	<a href="#">20</a>
<b>Changes from Revision B (January 2018) to Revision C (November 2018)</b>	<b>Page</b>
• 更改了 <a href="#">表 1-1</a> 中的规格值.....	<a href="#">3</a>
• 将 <a href="#">节 1.5.2</a> 中的“6.9nC”更改为“44nC”.....	<a href="#">7</a>
<b>Changes from Revision A (May 2016) to Revision B (January 2017)</b>	<b>Page</b>
• 将术语更新为“智能栅极驱动器”.....	<a href="#">1</a>

## 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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司