



Michael O'Loughlin

摘要

在大功率服务器应用中，为了达到 92% 以上的高效率目标，一些电源设计人员已经发现使用相移全桥 (PSFB) 转换器会更容易获得成功 (图 2-1)。这是因为 PSFB 转换器可以在转换器的初级侧实现零电压开关，同时减少开关损耗并提高整体系统效率。本应用手册的目的是检查使用 UCC28950 或新款 UCC28951 PSFB 控制器的 600W 移相全桥转换器的设计。本设计的设计规格如表 1-1 所示。希望这些信息能够帮助其他电源设计人员努力设计出高效率的相移全桥转换器。另请注意，本应用手册附带了一个 [Excel 设计工具](#)，以帮助执行设计过程。

内容

1 设计规格	2
2 功能原理图	2
3 功率预算	3
4 变压器计算 (T1)	3
5 QA、QB、QC、QD FET 选择	6
6 选择 L_S	7
7 输出电感器选择 (L_{OUT})	7
8 输出电容 (C_{OUT})	8
9 选择 FET QE 和 QF	9
10 输入电容 (C_{IN})	11
11 设置电流检测 (CS) 网络 (C_T 、 R_S 、 R_{RE} 、 D_A)	12
12 电压环路和斜率补偿	13
13 设置导通延迟，以实现零电压开关 (ZVS)	16
14 在轻负载条件下关闭 SR FET	20
15 600W PSFB 详细的原理图和测试数据	20
16 参考文献	24
17 修订历史记录	24

插图清单

图 2-1. UCC28950/UCC28951 相移全桥功能原理图	2
图 4-1. T1 初级电流以及 QE 和 QF FET 电流	4
图 9-1. QE 和 QF FET 的 V_g 与 Q_g 关系图	10
图 12-1. 环路增益和环路相位	15
图 13-1. 实现轻负载时的谷底开关的 t_{ABSET}	17
图 13-2. 实现轻负载时的谷底开关的 t_{CDSET}	18
图 15-1. 子板原理图	20
图 15-2. 功率级原理图	21
图 15-3. 600W 相移全桥效率	22
图 15-4. Q_{4g} Q_{4d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 5A$	22
图 15-5. Q_{3g} Q_{3d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 5A$	22
图 15-6. Q_{4g} Q_{4d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 10A$	23
图 15-7. Q_{3g} Q_{3d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 10A$	23
图 15-8. Q_{4g} Q_{4d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$	23
图 15-9. Q_{3g} Q_{3d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$	23
图 15-10. Q_{4g} Q_{4d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$	24
图 15-11. Q_{3g} Q_{3d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$	24

表格清单

表 1-1. 设计规格.....2

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 设计规格

表 1-1. 设计规格

说明	最小值	典型值	最大值
输入电压	370V (V_{INMIN})	390V (V_{IN})	410V (V_{INMAX})
输出电压 (V_{OUT})	11.4 V	12V (V_{OUT})	50V
连续输出功率 (P_{OUT})			600W
允许的 V_{OUT} 瞬变			600mV (V_{TRAN})
满负载效率	93% (η)	94%	
电感器 (L_{OUT}) 开关频率		200kHz (f_s)	

2 功能原理图

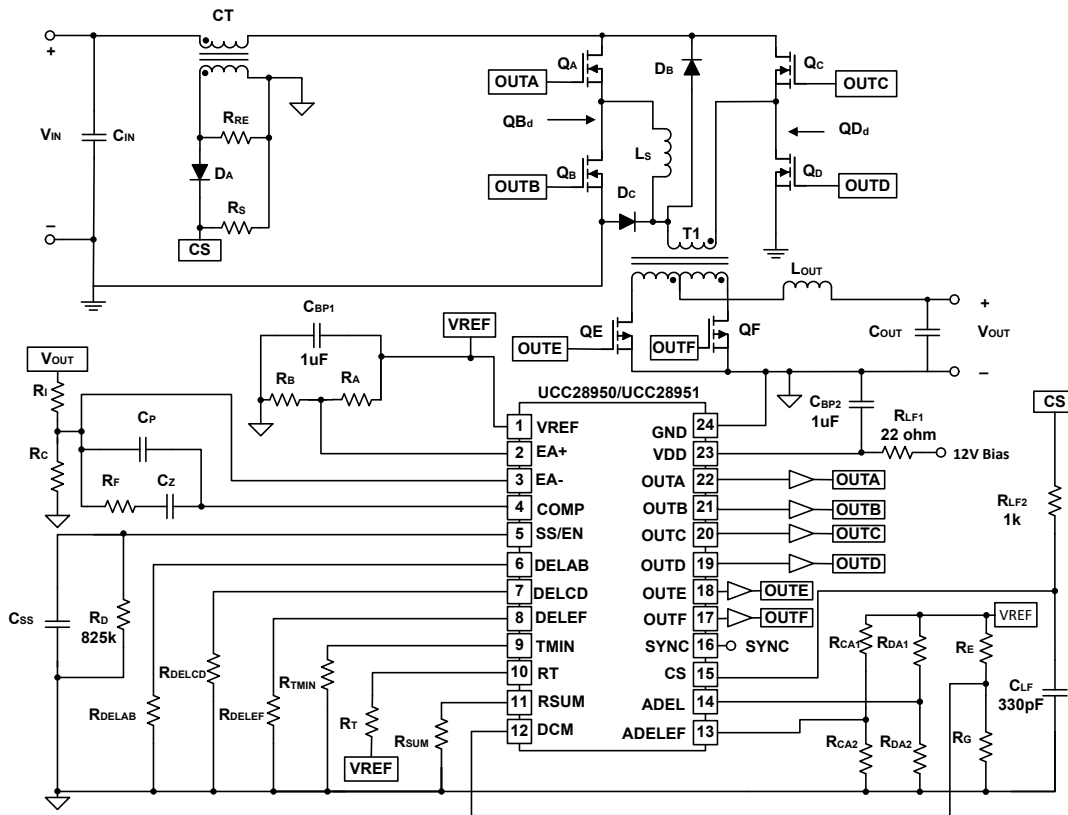


图 2-1. UCC28950/UCC28951 相移全桥功能原理图

3 功率预算

为了达到此 PSFB 设计中的效率目标，在选择电气元件时需要慎重考虑。需要根据额定电压、额定电流和功耗选择器件。此设计过程的初始步骤是设置功率预算 (P_{BUDGET})，为设计选择的电气元件的总损耗不能超过该预算。

$$P_{\text{BUDGET}} = P_{\text{OUT}} \times \left(\frac{1-\eta}{\eta} \right) \approx 45.2 \text{ W} \quad (1)$$

4 变压器计算 (T1)

PSFB 使用变压器将能量从初级输送到次级。电压通过变压器匝数比 ($a1$) 升高或降低。

$$a1 = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}} \quad (2)$$

估计的 FET 压降 (V_{RDSON})：

$$V_{\text{RDSON}} = 0.3 \text{ V} \quad (3)$$

在最小指定输入电压下，根据 70% 占空比 (D_{MAX}) 选择变压器匝数。如果使用 PFC 前端，则上述选择将为压降提供一些空间。

$$D_{\text{MAX}} = 70 \% \quad (4)$$

$$a1 = \frac{(V_{\text{INMIN}} - 2 \times V_{\text{RDSON}}) \times D_{\text{MAX}}}{V_{\text{OUT}} + V_{\text{RDSON}}} \approx 21 \quad (5)$$

基于平均输入电压计算的典型占空比 (D_{TYP})。

$$D_{\text{TYP}} = \frac{(V_{\text{OUT}} + V_{\text{RDSON}}) \times a1}{(V_{\text{IN}} - 2 \times V_{\text{RDSON}})} \approx 0.66 \quad (6)$$

为了将输出电容中的均方根电流保持为尽可能小的值，将选择 L_{OUT} ，以使电感器纹波电流 (ΔI_{LOUT}) 为直流输出电流的 20%。计算变压器峰值电流和均方根电流时需要 ΔI_{LOUT}

$$\Delta I_{\text{LOUT}} = \frac{P_{\text{OUT}} \times 0.2}{V_{\text{OUT}}} = 10 \text{ A} \quad (7)$$

在选择具有正确磁化电感量 (L_{MAG}) 的变压器时务必小心。以下公式计算变压器初级 (T1) 的最小磁化电感，以确保转换器在峰值电流模式控制下运行。如果 L_{MAG} 过小，磁化电流可能会导致转换器在电压模式控制 (而不是峰值电流模式控制) 下运行。这是因为磁化电流过大，它将充当 PWM 斜坡，淹没 R_S 上的电流检测信号。

$$L_{\text{MAG}} \geq \frac{V_{\text{IN}} \times (1 - D_{\text{TYP}})}{\frac{\Delta I_{\text{LOUT}} \times 0.5}{a1} \times f_s} \approx 2.76 \text{ mH} \quad (8)$$

图 4-1 显示了 T1 初级电流 (I_{PRIMARY}) 以及同步整流器电流 (Q_E (I_{QE}) 和 Q_F (I_{QF}))，它们与同步整流器栅极驱动电流有关。请注意， I_{QE} 和 I_{QF} 也是 T1 的次级绕组电流。变量 D 是转换器占空比。

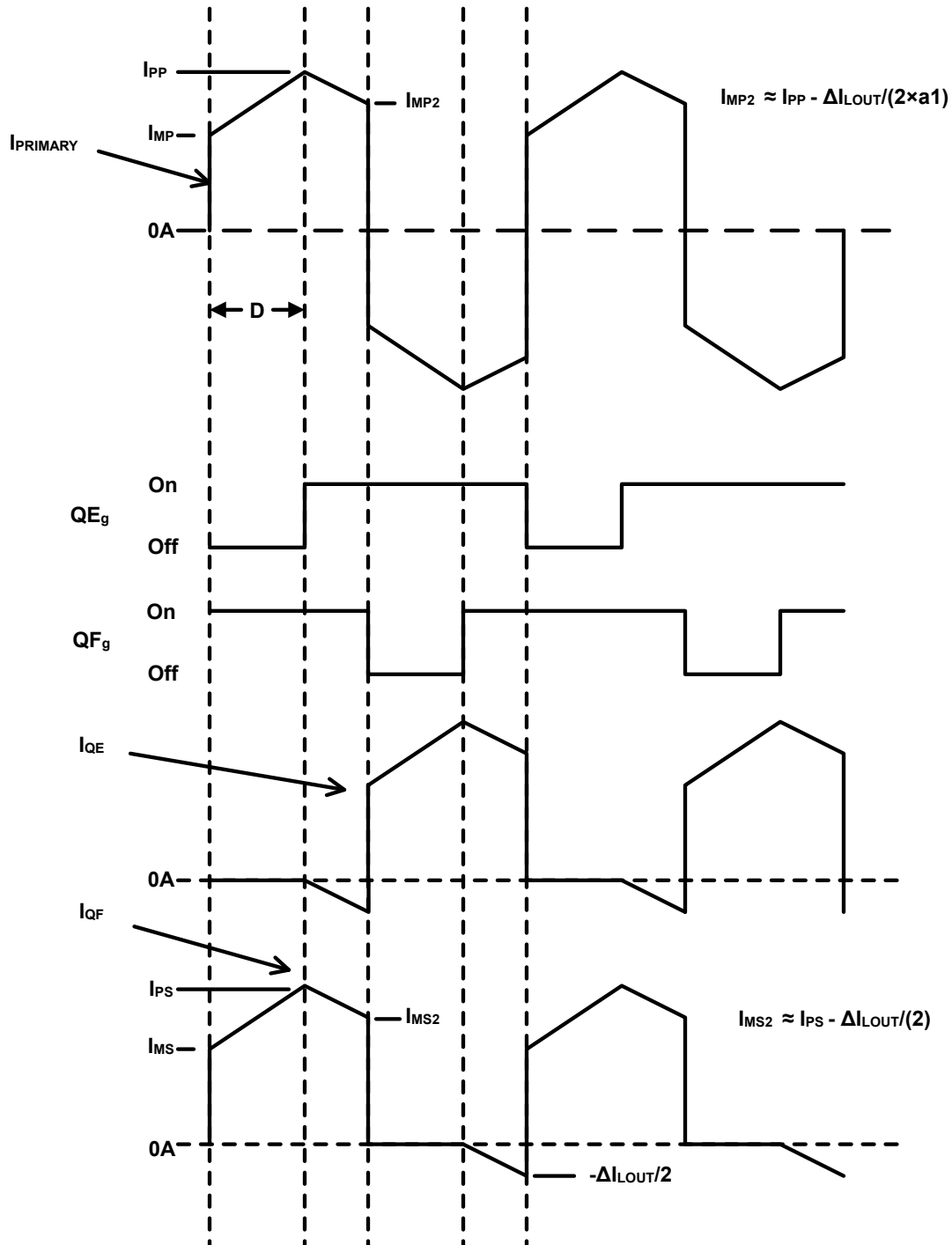


图 4-1. T1 初级电流以及 QE 和 QF FET 电流

计算 T1 次级均方根电流 (I_{SRMS}) :

$$I_{PS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \approx 55 \text{ A} \quad (9)$$

$$I_{MS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \approx 45 \text{ A} \quad (10)$$

$$I_{MS2} = I_{PS} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{4} \approx 50 \text{ A} \quad (11)$$

当能量输送到次级时的次级均方根电流 (I_{SRMS1}) :

$$I_{SRMS1} = \sqrt{\left(\frac{D_{MAX}}{2}\right) \left[I_{PS} \times I_{MS} + \frac{(I_{PS} - I_{MS})^2}{3} \right]} \approx 29.6 \text{ A} \quad (12)$$

当 QE 和 QF 都导通时, 电流通过变压器时的次级均方根电流 (I_{SRMS2})。

$$I_{SRMS2} = \sqrt{\left(\frac{1 - D_{MAX}}{2}\right) \left[I_{PS} \times I_{MS2} + \frac{(I_{PS} - I_{MS2})^2}{3} \right]} \approx 20.3 \text{ A} \quad (13)$$

由续流期间反向绕组中的负电流引起的次级均方根电流 (I_{SRMS3}), 请参考图 4-1。

$$I_{SRMS3} = \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \sqrt{\left(\frac{1 - D_{MAX}}{2 \times 3}\right)} \approx 1.1 \text{ A} \quad (14)$$

总次级均方根电流 (I_{SRMS}) :

$$I_{SRMS} = \sqrt{I_{SRMS1}^2 + I_{SRMS2}^2 + I_{SRMS3}^2} \approx 36.0 \text{ A} \quad (15)$$

计算 T1 初级均方根电流 (I_{PRMS}) :

$$\Delta I_{LMAG} = \frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{L_{MAG} \times f_S} \approx 0.47 \text{ A} \quad (16)$$

$$I_{PP} = \left(\frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times \eta} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) \frac{1}{a1} + \Delta I_{LMAG} \approx 3.3 \text{ A} \quad (17)$$

$$I_{MP} = \left(\frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times \eta} - \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) \frac{1}{a1} + \Delta I_{LMAG} \approx 2.8 \text{ A} \quad (18)$$

当能量输送到次级时的 T1 初级均方根 (I_{PRMS1}) 电流。

$$I_{PRMS1} = \sqrt{D_{MAX} \left[I_{PP} \times I_{MP} + \frac{(I_{PP} - I_{MP})^2}{3} \right]} \approx 2.5 \text{ A} \quad (19)$$

转换器续流时的 T1 初级均方根 (I_{PRMS2}) 电流。

$$I_{MP2} = I_{PP} - \left(\frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) \frac{1}{a1} \approx 3.0 \text{ A} \quad (20)$$

$$I_{PRMS2} = \sqrt{(1 - D_{MAX}) \left[I_{PP} \times I_{MP2} + \frac{(I_{PP} - I_{MP2})^2}{3} \right]} \approx 1.7 \text{ A} \quad (21)$$

总 T1 初级均方根电流 (I_{PRMS})

$$I_{PRMS} = \sqrt{I_{PRMS1}^2 + I_{PRMS2}^2} \approx 3.1 \text{ A} \quad (22)$$

变压器计算结果交给了磁体制造商 Vitec, 旨在设计一台自定义变压器, 以满足我们的设计要求。他们为此应用设计的变压器的器件型号为 75PR8107, 该变压器具有以下规格。

$$a1 = 21 \quad (23)$$

$$L_{MAG} = 2.8 \text{ mH} \quad (24)$$

初级上测量的漏电感：

$$L_{LK} = 4 \text{ uH} \quad (25)$$

变压器初级直流电阻：

$$DCR_P = 0.215 \text{ } \Omega \quad (26)$$

变压器次级直流电阻：

$$DCR_S = 0.58 \text{ } \Omega \quad (27)$$

估计的变压损耗 (P_{T1}) 是铜损耗的两倍。

备注

这只是一个估计值，总损耗可能因磁体设计而异。

$$P_{T1} \approx 2 \times (I_{PRMS}^2 \times DCR_P + 2 \times I_{SRMS}^2 \times DCR_S) \approx 7.0 \text{ W} \quad (28)$$

计算剩余功率预算：

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - P_{T1} \approx 38.1 \text{ W} \quad (29)$$

5 QA、QB、QC、QD FET 选择

需要根据最大漏源电压 (V_{dsQA_max}) 和峰值漏源电流 (I_{dsQA_max}) 选择用于驱动半桥的 FET (QA..QD)。

$$V_{dsQA_max} \geq V_{INMAX} = 410 \text{ V} \quad (30)$$

$$I_{dsQA_max} \geq I_{PP} = 3.3 \text{ A} \quad (31)$$

然后，需要根据效率目标和 FET 功耗 (P_{QA}) 选择 FET，这是一个试错过程。公式 32 至 38 用于根据 FET 数据表参数估算 P_{QA} 。为实现我们的效率目标，我们从 Infineon 选择了一款 20A、650V 的 CoolMOS FET，其 P_{QA} 估计为 2.1W，可让我们达到效率目标。

在本设计中，为满足效率和电压要求，我们为 QA..QD 选择了 Infineon 的 20A、650V CoolMOS FET。

FET 漏源导通电阻：

$$R_{ds(on)QA} = 0.220 \text{ } \Omega \quad (32)$$

FET 指定的 C_{OSS} ：

$$C_{OSS_QA_SPEC} = 780 \text{ pF} \quad (33)$$

用于测量 C_{OSS} 的漏源电压 (V_{dsQA})，数据表参数：

$$V_{dsQA} = 25 \text{ V} \quad (34)$$

计算平均 C_{oss} [2]：

$$C_{OSS_QA_AVG} = C_{OSS_QA_SPEC} \sqrt{\frac{V_{dsQA}}{V_{INMAX}}} \approx 193 \text{ pF} \quad (35)$$

QA FET 栅极电荷：

$$Q_{A_g} = 15 \text{ nC} \quad (36)$$

施加到 FET 栅极，以激活 FET 的电压：

$$V_g = 12 \text{ V} \quad (37)$$

根据 $R_{ds(on)QA}$ 和栅极电荷 (Q_{A_g}) 计算 QA 损耗 (P_{QA})：

$$P_{QA} = I_{PRMS}^2 \times R_{ds(on)QA} + 2 \times Q_{A_g} \times V_g \times \frac{f_s}{2} \approx 2.1 \text{ W} \quad (38)$$

重新计算功率预算：

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - 4 \times P_{QA} \approx 29.7 \text{ W} \quad (39)$$

6 选择 L_S

根据实现零电压开关所需的能量计算匀场电感器 (L_S)。此电感器需要能够耗尽开关节点处寄生电容中的能量。以下公式选择 L_S ，以根据开关节点处初级 FET 的平均总 C_{OSS} ，实现从 100% 负载降至 50% 负载的零电压开关 (ZVS)。

备注

存在的寄生电容可能比开关节点处估计的寄生电容更多，并且可能必须根据最终设计中的实际寄生电容调整 L_S 。

$$L_S \geq (2 \times C_{OSS_QA_AVG}) \frac{V_{INMAX}^2}{\left(\frac{I_{PP}}{2} - \frac{\Delta I_{L_OUT}}{2 \times a1}\right)^2} - L_{LK} \approx 26 \text{ uH} \quad (40)$$

Vitec Electronics Corporation 为此设计方案设计了一个客户 L_S ，器件型号为 60PR964。60PR964 的直流电阻 (DCR_{L_S}) 为 27m Ω 。

$$DCR_{L_S} = 27 \text{ m}\Omega \quad (41)$$

估计 L_S 功率损耗 (P_{L_S}) 并重新调整剩余功率预算：

$$P_{L_S} = 2 \times I_{PRMS}^2 \times DCR_{L_S} \approx 0.5 \text{ W} \quad (42)$$

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - P_{L_S} \approx 29.2 \text{ W} \quad (43)$$

7 输出电感器选择 (L_{OUT})

为了将输出电容中的均方根电流保持为尽可能小的值，将设计 L_{OUT} ，并且电感器纹波电流 ($\Delta I_{L_{OUT}}$) 将为直流输出电流的 20%。

$$\Delta I_{L_{OUT}} = \frac{P_{OUT} \times 0.2}{V_{OUT}} = \frac{600\text{W} \times 0.2}{12\text{V}} \approx 10 \text{ A} \quad (44)$$

$$L_{OUT} = \frac{V_{OUT} \times (1 - D_{TYP})}{\Delta I_{L_{OUT}} \times f_s} \approx 2 \text{ uH} \quad (45)$$

计算输出电感器均方根电流 ($I_{L_{OUT_RMS}}$)：

$$I_{L_{OUT_RMS}} = \sqrt{(I_{OUT})^2 + \left(\frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{\sqrt{3}}\right)^2} = 50.3 \text{ A} \quad (46)$$

符合这些设计规格的 L_{OUT} 电感器要求已提交给 Vitec Electronics Corp，他们为此设计方案设计了一款可满足设计要求的自定义电感器，器件型号为 75PR108。75PR108 的直流电阻 ($DCR_{L_{OUT}}$) 为 $750 \mu\Omega$

$$DCR_{L_{OUT}} = 750 \mu\Omega \quad (47)$$

估计输出电感器损耗 ($P_{L_{OUT}}$) 并重新计算功率预算。请注意， $P_{L_{OUT}}$ 是对电感器损耗的估计，据估计为铜损耗的两倍。请注意，这可能因磁体制造商而异。建议再次向磁体制造商核实磁损耗。

$$P_{L_{OUT}} = 2 \times I_{L_{OUT_RMS}}^2 \times DCR_{L_{OUT}} \approx 3.8 \text{ W} \quad (48)$$

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - P_{L_{OUT}} \approx 25.4 \text{ W} \quad (49)$$

8 输出电容 (C_{OUT})

根据保持时间 (t_{HU}) 和负载瞬变要求选择输出电容器。

t_{HU} 是 L_{OUT} 更改其 90% 的满负载电流所需的时间：

$$t_{HU} = \frac{L_{OUT} \times P_{OUT} \times 0.9}{\frac{V_{OUT}}{V_{OUT}}} = 7.5 \mu\text{s} \quad (50)$$

在负载瞬变期间，大部分电流将立即流经电容器等效串联电阻 ($ESR_{C_{OUT}}$)。以下公式用于根据 90% 负载阶跃电流选择 $ESR_{C_{OUT}}$ 和 C_{OUT} 。对于 90% 的允许瞬态电压 (V_{TRAN})，选择 ESR；而对于 10% 的 V_{TRAN} ，则选择输出电容 (C_{OUT})。

$$ESR_{C_{OUT}} \leq \frac{V_{TRAN} \times 0.9}{\frac{P_{OUT} \times 0.9}{V_{OUT}}} = 12 \text{ m}\Omega \quad (51)$$

$$C_{OUT} \geq \frac{P_{OUT} \times 0.9 \times t_{HU}}{V_{TRAN} \times 0.1} \approx 5.6 \text{ mF} \quad (52)$$

在选择输出电容之前，还需要计算输出电容器均方根电流 ($I_{C_{OUT_RMS}}$)。

$$I_{C_{OUT_RMS}} = \frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{\sqrt{3}} \approx 5.8 \text{ A} \quad (53)$$

为了满足我们的设计要求，从 United Chemi-Con 选择了五个 $1500\mu\text{F}$ 的铝电解电容器 (器件型号为 EKY-160ELL152MJ30S) 进行设计。这些电容器的 ESR 为 $31\text{m}\Omega$ 。以串联方式使用的五个电容器的等效 ESR 为 $6.2\text{m}\Omega$ ，符合设计要求。

输出电容器的数量：

$$n = 5 \quad (54)$$

总输出电容：

$$C_{OUT} = 1500\mu\text{F} \times n \approx 7500 \mu\text{F} \quad (55)$$

有效输出电容 ESR：

$$ESR_{C_{OUT}} = \frac{31\text{m}\Omega}{n} = 6.2 \text{ m}\Omega \quad (56)$$

计算输出电容器损耗 ($P_{C_{OUT}}$)：

$$P_{C_{OUT}} = I_{C_{OUT_RMS}}^2 \times ESR_{C_{OUT}} \approx 0.21 \text{ W} \quad (57)$$

重新计算剩余功率预算：

$$P_{\text{BUDGET}} = P_{\text{BUDGET}} - P_{\text{COU}} \approx 25.2 \text{ W} \quad (58)$$

9 选择 FET QE 和 QF

应根据电流和电压额定值以及功耗选择同步 FET，以满足设计效率目标。这可能是一个试错过程。我们从 Fairchild 选择了一个经过评估的 75V、120A FET (器件型号为 FDP032N08)，看看它们是否可以用于同步 FET QE 和 QF，以实现我们的效率目标。在估计总 FET 损耗和功率预算后，确定这些 FET 可用于本设计。

$$Q_{Eg} = 152 \text{ nC} \quad (59)$$

$$R_{\text{ds(on)QE}} = 3.2 \text{ m}\Omega \quad (60)$$

将根据应用中的以下数据计算平均 FET C_{OSS} ($C_{\text{OSS_QE_AVG}}$)： C_{OSS} ($C_{\text{OSS_SPEC}}$) 的数据表参数，用于测量 $C_{\text{OSS_SPEC}}$ 的漏源电压 ($V_{\text{ds_spec}}$)，以及设计中将施加于 FET 的最大漏源电压 (V_{dsQE})。

FET QE 和 QF 断开时的电压：

$$V_{\text{dsQE}} = \frac{2 \times V_{\text{INMAX}}}{a1} \approx 39 \text{ V} \quad (61)$$

FET 数据表中用于指定和测试 FET C_{OSS} 的电压：

$$V_{\text{ds_spec}} = 25 \text{ V} \quad (62)$$

FET 数据表中指定的输出电容：

$$C_{\text{OSS_SPEC}} = 1810 \text{ pF} \quad (63)$$

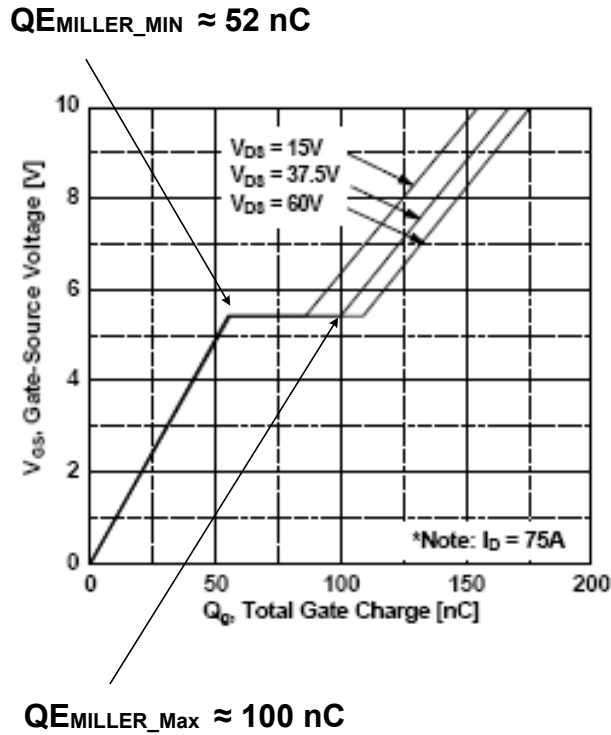
平均 QE 和 QF C_{OSS} [2]：

$$C_{\text{OSS_QE_AVG}} = C_{\text{OSS_SPEC}} \sqrt{\frac{V_{\text{dsQE}}}{V_{\text{ds_spec}}}} \approx 1.6 \text{ nF} \quad (64)$$

QE 和 QF 均方根电流：

$$I_{\text{QE_RMS}} = I_{\text{SRMS}} = 36.0 \text{ A} \quad (65)$$

为了估算 FET 开关损耗，需要研究 FET 数据表中的 V_g 与 Q_g 曲线。首先，需要确定给定 V_{DS} 的米勒平坦区开始时的栅极电荷 ($Q_{\text{EMILLER_MIN}}$) 和米勒平坦区结束时的栅极电荷 ($Q_{\text{EMILLER_MAX}}$)。

图 9-1. QE 和 QF FET 的 V_g 与 Q_g 关系图

米勒平坦区结束时的最大栅极电荷：

$$Q_{EMILLER_MAX} \approx 100 \text{ nC} \quad (66)$$

米勒平坦区开始时的最小栅极电荷：

$$Q_{EMILLER_MIN} \approx 52 \text{ nC} \quad (67)$$

备注

本设计中的 FET 由 [UCC27324](#) 设置驱动，以驱动 4A (I_P) 的栅极驱动电流。

$$I_P \approx 4A \quad (68)$$

估计的 FET V_{ds} 上升和下降时间：

$$t_r \approx t_f = \frac{100\text{nC} - 52\text{nC}}{\frac{I_P}{2}} = \frac{48\text{nC}}{\frac{4A}{2}} \approx 24 \text{ ns} \quad (69)$$

估算 QE 和 QF FET 损耗 (P_{QE})：

$$P_{QE} = I_{QE_RMS}^2 \times R_{ds(on)QE} + \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} \times V_{dsQE} (t_r + t_f) \frac{f_s}{2} + 2 \times C_{OSS_QE_AVG} \times V_{dsQE}^2 \frac{f_s}{2} + 2 \times Q_{gQE} \times V_{gQE} \frac{f_s}{2} \quad (70)$$

$$P_{QE} \approx 9.3 \text{ W} \quad (71)$$

重新计算功率预算并检查剩余功率预算，以达到效率目标。

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - 2 \times P_{QE} \approx 6.5 \text{ W} \quad (72)$$

10 输入电容 (C_{IN})

该设计由 PFC 前置稳压器供电，需要根据保持要求以及纹波电流和电压要求来选择输入电容器 (C_{IN})。

备注

实现 ZVS 所需的延迟时间可以用作占空比钳位 (D_{CLAMP})。

计算振荡电路频率：

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S \times (2 \times C_{OSS_QA_AVG})}} \quad (73)$$

估计延迟时间：

$$t_{DELAY} = \frac{2}{f_R \times 4} \approx 314 \text{ ns} \quad (74)$$

有效占空比钳位 (D_{CLAMP})：

$$D_{CLAMP} = \left(\frac{1}{f_s} - t_{DELAY}\right) \times f_s = 94 \% \quad (75)$$

V_{DROP} 是转换器仍保持输出稳压的最小输入电压。如果转换器位于 PFC 前置稳压器之后，则此转换器的输入电压只会在欠压或线路压降情况下降至这么低。

$$V_{DROP} = \left(\frac{2 \times D_{CLAMP} \times V_{RDSON} + a1 \times (V_{OUT} + V_{RDSON})}{D_{CLAMP}}\right) = 276.2 \text{ V} \quad (76)$$

C_{IN} 是根据一个保持线路周期进行计算的：

$$C_{IN} \geq \frac{2 \times P_{OUT} \times \frac{1}{60\text{Hz}}}{(V_{IN}^2 - V_{DROP}^2)} \approx 364 \text{ uF} \quad (77)$$

计算高频输入电容器 RMS 电流 (I_{CINRMS})。

$$I_{CINRMS} = \sqrt{I_{PRMS1}^2 - \left(\frac{P_{OUT}}{V_{INMIN} \times a1}\right)^2} = 1.8 \text{ A} \quad (78)$$

为满足本设计的输入电容和均方根电流要求，我们从 Panasonic 选择了 330μF 的电容器 (器件型号为 EETHC2W331EA)。

$$C_{IN} = 330 \text{ uF} \quad (79)$$

该电容器的高频 (ESR_{CIN}) 为 150mΩ，这是用阻抗分析仪在 120kHz 和 200kHz 下测得的。

$$ESR_{CIN} = 0.150 \Omega \quad (80)$$

估计 C_{IN} 功率损耗 (P_{CIN})：

$$P_{CIN} = I_{CINRMS}^2 \times ESR_{CIN} = 0.5 \text{ W} \quad (81)$$

重新计算剩余功率预算：

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - P_{CIN} \approx 6.0 \text{ W} \quad (82)$$

电流检测网络的剩余功率预算约为 6.0W，并对控制器件和支持控制器件的所有电阻器进行偏置。

11 设置电流检测 (CS) 网络 (CT、R_S、R_{RE}、D_A)

本设计选用的电流检测变压器 (CT) 的匝数比 (a₂) 为 100:1。选择该变压器来衰减 T1 的初级电流，以进行电流检测，从而减少电流检测电阻器 (R_S) 中的功率损耗，提高系统效率。

$$a_2 = \frac{I_P}{I_S} = 100 \quad (83)$$

计算 V_{INMIN} 下的标称峰值电流 (I_{P1})：

峰值初级电流：

$$I_{P1} = \left(\frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times \eta} + \frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{2} \right) \frac{1}{a_1} + \frac{V_{INMAX} \times D_{MAX}}{L_{MAG} \times 2 \times f_s} \approx 3.3 \text{ A} \quad (84)$$

峰值电流限制将跳闸的电压。

$$V_P = 2V \quad (85)$$

计算电流检测电阻 (R_S)，并留出 200mV 用于斜率补偿：

$$R_S = \frac{V_P - 0.2V}{\frac{I_{PEAK}}{a_2} \times 1.1} \approx 49.9 \Omega \quad (86)$$

为 R_S 选择标准电阻：

$$R_S = 48.7 \Omega \quad (87)$$

估算 R_S 的功率损耗 (P_{RS})：

$$P_{RS} = \left(\frac{I_{PRMS1}}{a_2} \right)^2 \times R_S \approx 0.03 \text{ W} \quad (88)$$

计算 D_A 上的最大反向电压 (V_{DA})：

$$V_{DA} = V_P \times \frac{D_{CLAMP}}{1 - D_{CLAMP}} \approx 29.8 \text{ V} \quad (89)$$

估算 D_A 功率损耗 (P_{DA})：

$$P_{DA} = \frac{P_{OUT} \times 0.6V}{V_{INMIN} \times \eta \times a_2} \approx 0.01 \text{ W} \quad (90)$$

计算 R_S 复位电阻 R_{RE}：

电阻 R_{RE} 用于复位电流检测变压器 CT。

$$R_{RE} = 100 \times R_S = 4.87 \text{ k}\Omega \quad (91)$$

电阻器 R_{LF} 和电容器 C_{LF} 构成电流检测信号 (引脚 15) 的低通滤波器。对于此设计，我们选择了以下值。该滤波器具有 482kHz 的低频极点 (f_{LP})。这应该适用于大多数应用，但可能会进行调整，以适应设计中的各种布局和存在的 EMI。

$$R_{LF} = 1 \text{ k}\Omega \quad (92)$$

$$C_{LF} = 330 \text{ pF} \quad (93)$$

$$f_{LFP} = \frac{1}{2\pi f \times R_{LFP} \times C_{LFP}} = 482 \text{ kHz} \quad (94)$$

电流检测网络消耗约 0.04W，对功率预算影响很小。

$$P_{BUDGET} \approx P_{BUDGET} - P_{RS} - P_{DA} \approx 5.96 \text{ W} \quad (95)$$

12 电压环路和斜率补偿

UCC28950/1 VREF 输出 (引脚 1) 需要一个高频旁路电容器来滤除高频噪声。该引脚需要至少 1μF 的高频旁路电容 (C_{BP1})。请参考图 1 了解正确的位置。

$$C_{BP1} = 1 \text{ uF} \quad (96)$$

可以使用分压器 (R_A、R_B) 设置电压放大器基准电压 (引脚 2, EA+)，对于本设计示例，我们将误差放大器基准电压 (V1) 设置为 2.5V。为 R_B 选择一个标准电阻值，然后计算电阻值 R_A。

UCC28950/1/1 基准电压：

$$V_{REF} = 5 \text{ V} \quad (97)$$

设置电压放大器基准电压：

$$V1 = 2.5 \text{ V} \quad (98)$$

$$R_B = 2.37 \text{ k}\Omega \quad (99)$$

$$R_A = \frac{R_B \times (V_{REF} - V1)}{V1} = 2.37 \text{ k}\Omega \quad (100)$$

选择由电阻器 R_C 和 R_I 构成的分压器来设置引脚 3 (EA-) 处的直流输出电压 (V_{OUT})。

为 R_C 选择标准电阻：

$$R_C = 2.37 \text{ k}\Omega \quad (101)$$

计算 R_I：

$$R_I = \frac{R_C \times (V_{OUT} - V1)}{V1} \approx 9 \text{ k}\Omega \quad (102)$$

然后，为 R_I 选择标准电阻：

$$R_I = 9.09 \text{ k}\Omega \quad (103)$$

通过正确选择反馈元件 (R_F、C_Z 和 C_P)，可以实现对反馈环路的补偿。这些元件尽可能靠近 UCC28950/1 的引脚 3 和 4 放置。

计算 10% 负载时的负载阻抗 (R_{LOAD})：

$$R_{LOAD} = \frac{V_{OUT}^2}{P_{OUT} \times 0.1} = 2.4 \Omega \quad (104)$$

作为频率的函数的输出传递函数 (G_{CO}(f)) 的控制近似值：

$$G_{CO}(f) \approx \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta V_C} = a1 \times a2 \times \frac{R_{LOAD}}{R_S} \times \left(\frac{1 + 2\pi j \times f \times ESR_{COUT} \times C_{OUT}}{1 + 2\pi j \times f \times R_{LOAD} \times C_{OUT}} \right) \times \frac{1}{1 + \frac{S(f)}{2\pi \times f_{PP}} + \left(\frac{S(f)}{2\pi \times f_{PP}} \right)^2} \quad (105)$$

G_{CO}(f) 的双极频率：

$$f_{PP} \approx \frac{f_s}{4} = 50 \text{ kHz} \quad (106)$$

角速度：

$$S(f) = 2\pi \times j \times f \quad (107)$$

用 2 型反馈网络补偿电压环路。以下传递函数是作为频率的函数的补偿增益 ($G_C(f)$)。有关元件位置，请参阅图 2-1。

$$G_C(f) = \frac{\Delta V_C}{\Delta V_{OUT}} = \frac{2\pi j \times f \times R_F \times C_Z + 1}{2\pi j \times f \times (C_Z + C_P) R_I \left(\frac{2\pi j \times f \times C_Z \times C_P \times R_F}{C_Z + C_P} + 1 \right)} \quad (108)$$

$$(109)$$

基于在双极频率 (f_{PP}) 的十分之一处穿过电压 (f_C) 环路，计算电压环路反馈电阻 (R_F)。

$$f_C = \frac{f_{PP}}{10} = 5 \text{ kHz} \quad (110)$$

$$R_F = \frac{R_I}{G_{CO} \left(\frac{f_{PP}}{10} \right)} \approx 27.9 \text{ k}\Omega \quad (111)$$

为 R_F 选择标准电阻。

$$R_F \approx 27.4 \text{ k}\Omega \quad (112)$$

计算反馈电容器 (C_Z)，以在交叉处提供附加相位。

$$C_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times \frac{f_C}{5}} \approx 5.8 \text{ nF} \quad (113)$$

$$C_Z = 5.6 \text{ nF} \quad (114)$$

为设计选择标准电容值。

在两倍 f_C 处放置一个极点。

$$C_P = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times f_C \times 2} \approx 580 \text{ pF} \quad (115)$$

为设计选择标准电容值。

$$C_P = 560 \text{ pF} \quad (116)$$

作为频率的函数的环路增益 ($T_V(f)$)，单位为 dB。

$$T_V \text{ dB}(f) = 20 \log(|G_C(f) \times G_{CO}(f)|) \quad (117)$$

绘制理论环路增益和相位图，以图形方式检查环路稳定性 (图 11-1)。理论环路增益在大约 3.7kHz 处交叉，相位裕度大于 90 度。

备注

明智的做法是使用瞬态测试和/或网络分析仪检查最终设计的环路稳定性，并根据需要调整补偿 ($G_C(f)$) 反馈。

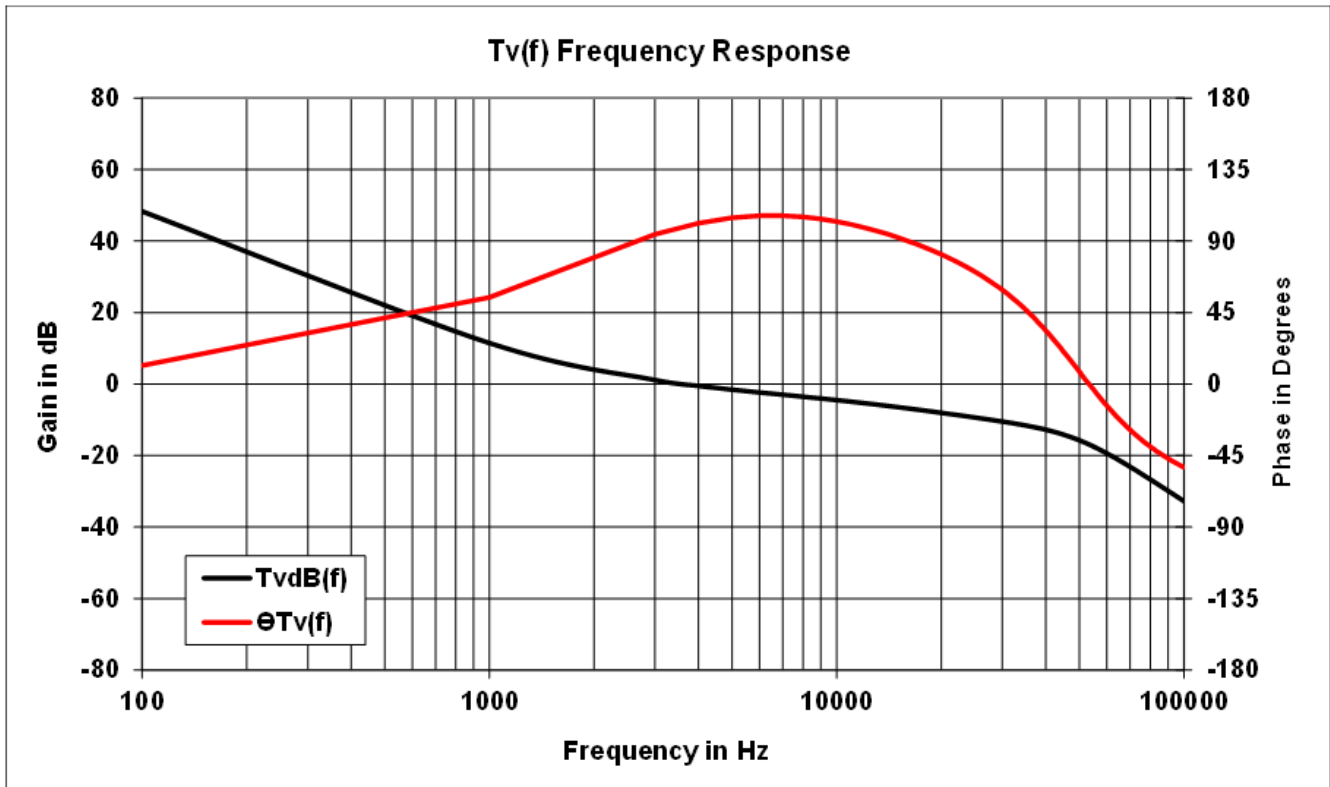


图 12-1. 环路增益和环路相位

为限制通电期间的过冲，UCC28950/1 具有软启动功能（SS，引脚 5），本应用中设置了这一功能，以使软启动时间 (t_{SS}) 为 15ms。

$$t_{SS} = 15 \text{ ms} \quad (118)$$

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} \times 25\mu\text{A}}{V_1 + 0.55} \approx 123 \text{ nF} \quad (119)$$

为设计选择标准电容。

$$C_{SS} = 150 \text{ nF} \quad (120)$$

UCC28950/1 还为峰值电流模式控制（引脚 12）提供斜率补偿。这可以通过使用下面的公式设置 R_{SUM} 来设置。以下公式将计算环路稳定性所需的斜率补偿量 (V_{SLOPE})。

备注

初级 ΔI_{LMAG} 上磁化电流的变化有助于斜率补偿。

$$\Delta I_{LMAG} = \frac{V_{IN}(1 - D_{TYP})}{L_{MAG} \times f_S} = 234 \text{ mA} \quad (121)$$

为了帮助提高抗噪性，将 V_{SLOPE} 的总斜率设置为在一个电感器开关周期内等于最大电流检测信号 (0.2V) 的 10%。

$$V_{SLOPE1} = 0.2V \times f_S \times \frac{0.04V}{\mu\text{s}} \quad (122)$$

$$V_{SLOPE2} = 0.2V \times f_S - \frac{\left(\frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{a1 \times 2} - \Delta I_{LMAG}\right) \times R_S(1 - D_{TYP}) \times f_S}{a2} = \frac{0.04V}{\mu\text{s}} \quad (123)$$

如果 $V_{SLOPE2} < V_{SLOPE1}$ ，设置 $V_{SLOPE} = V_{SLOPE1}$

如果 $V_{SLOPE2} \geq V_{SLOPE1}$ ，设置 $V_{SLOPE} = V_{SLOPE2}$

$$R_{SUM} = \frac{2.5V \times 10^{-3} \Omega}{V_{SLOPE} \times 0.5\mu s} \approx 125.4 \text{ k}\Omega \quad (124)$$

为 R_{SUM} 选择标准电阻。

$$R_{SUM} = 127 \text{ k}\Omega \quad (125)$$

13 设置导通延迟，以实现零电压开关 (ZVS)

本应用手册提供了一种固定延迟方法，以实现从 100% 负载降至 50% 负载的 ZVS。当转换器在低于 50% 负载的情况下运行时，转换器将以谷底开关方式运行。为了在 QB_d 的开关节点上实现零电压开关，需要根据 L_S 和理论开关节点电容的相互作用，初始设置 FET QA 和 QB 的导通 (t_{ABSET}) 延迟。以下公式用于初始设置 t_{ABSET} 。

使匀场电感等于 C_{OSS} 电容的两倍：

$$2\pi \times f_R L_S = \frac{1}{2\pi \times f_R \times (2 \times C_{OSS_QA_AVG})} \quad (126)$$

计算振荡电路频率：

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S \times (2 \times C_{OSS_QA_AVG})}} \quad (127)$$

设置初始 t_{ABSET} 延迟时间，并根据需要进行调整。

备注

t_{ABSET} 公式的 2.25 系数源自经验测试数据，可能会因单个设计差异而有所不同。

$$t_{ABSET} = \frac{2.25}{f_R \times 4} \approx 346 \text{ ns} \quad (128)$$

由 R_{DA1} 和 R_{DA2} 组成的电阻分压器对 UCC28950/1 的 t_{ABSET} 、 t_{CDSET} 延迟范围进行编程。为 R_{DA1} 选择标准电阻值。

备注

t_{ABSET} 可编程为 30ns 至 1000ns 之间。

$$R_{DA1} = 8.25 \text{ k}\Omega \quad (129)$$

UCC28950/1 的 ADEL 输入的电压 (V_{ADEL}) 需要根据以下条件使用 R_{DA2} 进行设置。

如果 $t_{ABSET} > 155\text{ns}$ 设置 $V_{ADEL} = 0.2\text{V}$ ，则 t_{ABSET} 可编程为 155ns 和 1000ns 之间：

如果 $t_{ABSET} \leq 155\text{ns}$ 设置 $V_{ADEL} = 1.8\text{V}$ ，则 t_{ABSET} 可编程为 29ns 和 155ns 之间：

根据 V_{ADEL} 选择，计算 R_{DA2} ：

$$R_{DA2} = \frac{R_{DA1} \times V_{ADEL}}{5V - V_{ADEL}} \approx 344 \Omega \quad (130)$$

为 R_{DA2} 选择更接近的标准电阻值：

$$R_{DA2} = 348 \Omega \quad (131)$$

根据电阻分压器选择重新计算 V_{ADEL} :

$$V_{ADEL} = \frac{5V \times R_{DA2}}{R_{DA1} + R_{DA2}} = 0.202 V \quad (132)$$

电阻器 R_{DELAB} 对 t_{ABSET} 编程 :

$$R_{DELAB} = \frac{(t_{ABSET} - 5ns)}{ns} \times \frac{(0.15V + V_{ADEL} \times 1.46) \times 10^3}{5} \times \frac{1}{1A} \approx 30.4 k\Omega \quad (133)$$

为设计选择标准电阻值 :

$$R_{DELAB} = 30.1 k\Omega \quad (134)$$

备注

一旦启动并运行原型，建议您将轻负载下的 t_{ABSET} 微调到 L_S 和开关节点电容之间共振的峰值和谷值。在本设计中，在 10% 负载处设置了延迟。

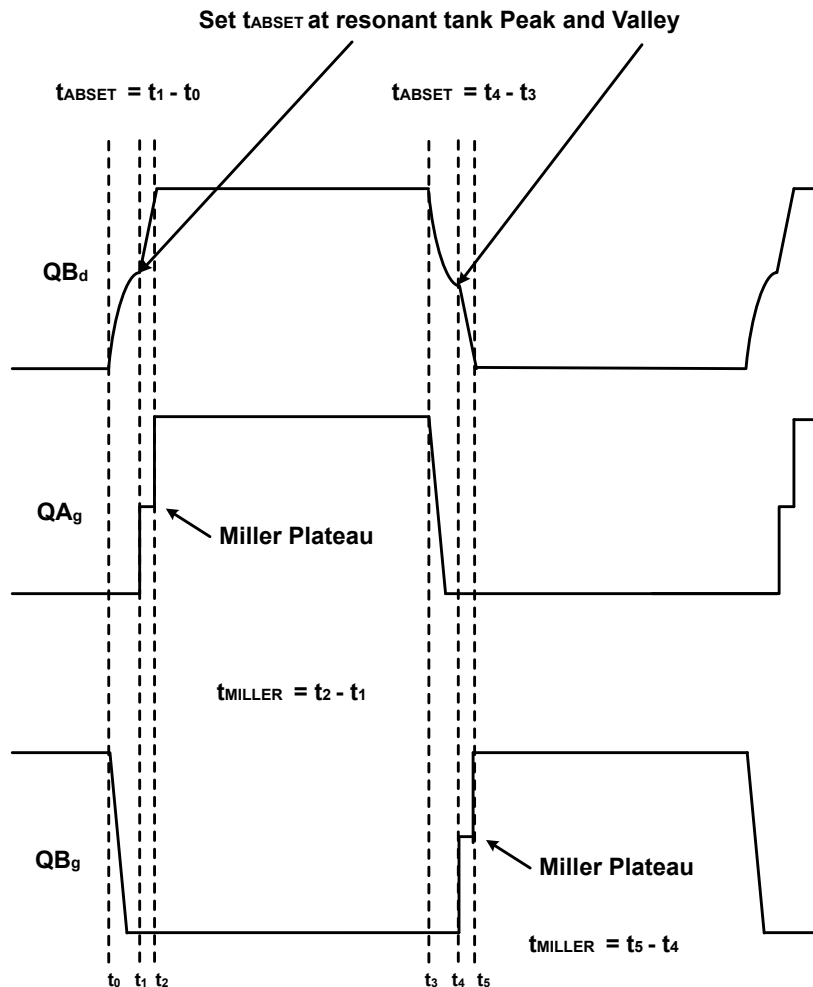


图 13-1. 实现轻负载时的谷底开关的 t_{ABSET}

QC 和 QD 导通延迟 (t_{CDSET}) 的初始起点最初应设置为与 QA 和 QB 导通延迟 (引脚 6) 相同。以下公式通过正确地选择电阻器 R_{DELCD} (引脚 7)，对 QC 和 QD 导通延迟 (t_{CDSET}) 进行编程。

$$t_{ABSET} = t_{CDSET} \quad (135)$$

电阻器 R_{DELCD} 对 t_{CDSET} 编程：

$$R_{DELCD} = \frac{(t_{ABSET} - 5ns)}{ns} \times \frac{(0.15V + V_{ADEL} \times 1.46) \times 10^3}{5} \times \frac{1}{1A} \approx 30.4 k\Omega \quad (136)$$

为设计选择标准电阻：

$$R_{DELCD} = 30.1k\Omega \quad (137)$$

备注

一旦启动并运行原型，建议对轻负载下的 t_{CDSET} 进行微调。在本设计中，CD 节点设置为在大约 10% 负载时进行谷底开关。由于 FET QD 和 QC 断开/导通时变压器的初级中存在反射输出电流，因此，在较轻负载下使用开关节点 QD_d 获得 ZVS 会更容易。这是因为，与 QA 和 QB 关闭/导通相比，在此转换之前，有更多的峰值电流可给 L_S 通电。

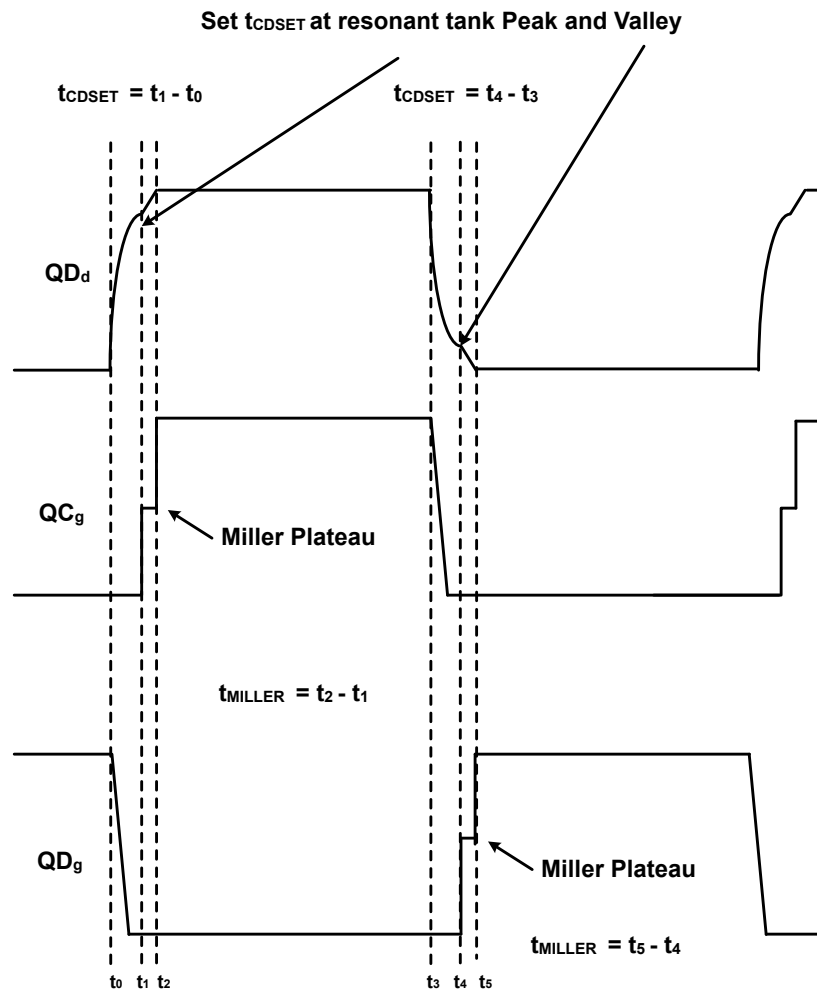


图 13-2. 实现轻负载时的谷底开关的 t_{CDSET}

以下两种情况具有可编程的延迟：FET QA 关断后 FET QF 关断 (t_{AFSET}) 和 FET QB 关断后 FET QE 关断 (t_{BESET})。设置这些延迟的好时机是 t_{ABSET} 的 50%。这将确保适当的同步整流器在 AB ZVS 转换之前关断。如果该延迟过大，将导致 OUTE 和 OUTF 不能正确重叠，并在 FET QE 和 QF 上产生过多的体二极管导通。

$$t_{AFSET} = t_{BESET} = t_{ABSET} \times 0.5 \quad (138)$$

由 R_{CA1} 和 R_{CA2} 组成的电阻分压器对 UCC28950/1 的 t_{AFSET} 和 t_{BESET} 延迟范围进行编程。为 R_{CA1} 选择标准电阻值。

备注

t_{EFSET} 和 t_{BESET} 可编程为 32ns 至 1100ns 之间。

$$R_{CA1} = 8.25 \text{ k}\Omega \quad (139)$$

UCC28950/1 的 A_{DELEF} 引脚的电压 (V_{ADELEF}) 需要根据以下条件使用 R_{CA2} 进行设置。

如果 $t_{AFSET} < 170\text{ns}$ 设置 $V_{ADEL} = 0.2\text{V}$ ，则 t_{ABSET} 可编程为 32ns 和 170ns 之间：

如果 $t_{ABSET} >$ 或 $= 170\text{ns}$ 设置 $V_{ADEL} = 1.7\text{V}$ ，则 t_{ABSET} 可编程为 170ns 和 1100ns 之间：

根据 V_{ADELEF} 选择，计算 R_{CA2} ：

$$R_{CA2} = \frac{R_{CA1} \times V_{ADELEF}}{5\text{V} - V_{ADELEF}} \approx 4.25 \text{ k}\Omega \quad (140)$$

为 R_{CA2} 选择更接近的标准电阻值：

$$R_{CA2} = 4.22 \text{ k}\Omega \quad (141)$$

根据电阻分压器选择重新计算 V_{ADELEF} ：

$$V_{ADELEF} = \frac{5\text{V} \times R_{CA2}}{R_{CA1} + R_{CA2}} = 1.692 \text{ V} \quad (142)$$

通过正确地选择电阻 R_{DELEF} ，使用以下公式对 t_{AFSET} 和 t_{BESET} 进行编程。

$$R_{DELEF} = \frac{(t_{AFSET} \times 0.5 - 4\text{ns})}{\text{ns}} \times \frac{(2.65\text{V} - V_{ADELEF} \times 1.32) \times 10^3}{5} \times \frac{1}{1\text{A}} \approx 14.1 \text{ k}\Omega \quad (143)$$

为设计选择了标准电阻。

$$R_{DELEF} = 14 \text{ k}\Omega \quad (144)$$

电阻 R_{TMIN} 对 UCC28950/1 (引脚 9) 在进入突发模式之前可能要求的最小占空比导通时间 (t_{MIN}) 进行编程。如果 UCC28950/1 控制器试图要求占空比导通时间小于 t_{MIN} ，则电源将进入突发模式运行。有关突发模式的详细信息，请参阅 UCC28950/1 数据表。对于本设计，我们将最小导通时间设置为 100ns。

$$t_{MIN} = 100 \text{ ns} \quad (145)$$

使用以下公式，通过选择 R_{TMIN} 设置最小导通时间。

$$R_{TMIN} = 12.1 \text{ k}\Omega \quad (146)$$

$$R_{TMIN} = \frac{(t_{MIN} - 15\text{ns}) \times 10^3}{6.6\text{s}} \approx 12.9 \text{ k}\Omega \quad (147)$$

然后为设计选择标准电阻值。

$$R_{TMIN} = 12.1 \text{ k}\Omega \quad (148)$$

提供了一个引脚，用于设置转换器开关频率（引脚 10）。可通过调整定时电阻器 R_T 来选择频率。

$$R_T = \left(\frac{2.5 \times 10^6 \frac{\Omega \text{Hz}}{\text{V}}}{f_S} - \frac{\Omega}{\text{V}} \right) \times (V_{REF} - 2.5\text{V}) \times 2.5 \times 10^3 \approx 60 \text{ k}\Omega \quad (149)$$

为设计选择标准电阻。

$$R_T = 61.9 \text{ k}\Omega \quad (150)$$

14 在轻负载条件下关闭 SR FET

为提高较轻负载下的效率，在轻负载条件下对 UCC28950/1 编程（引脚 12，DCM），以关闭转换器次级侧的同步 FET（ Q_E 和 Q_F ）。通过由 R_E 和 R_G 组成的电阻分压器对该阈值进行编程。此 DCM 阈值需要设置为在电感器电流中断之前的水平。以下公式将同步整流器设置为在大约 15% 负载电流下关闭。

$$V_{RS} = \frac{\left(\frac{P_{OUT} \times 0.15}{V_{OUT}} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) \times R_S}{a1 \times a2} = 0.29\text{V} \quad (151)$$

$$R_G = 1 \text{ k}\Omega \quad (152)$$

为 R_G 选择标准电阻值。

$$R_E = \frac{R_G(V_{REF} - V_{RS})}{V_{RS}} \approx 16.3 \text{ k}\Omega \quad (153)$$

为此设计选择标准电阻值

$$R_E = 16.9\text{k} \quad (154)$$

15 600W FSFB 详细的原理图和测试数据

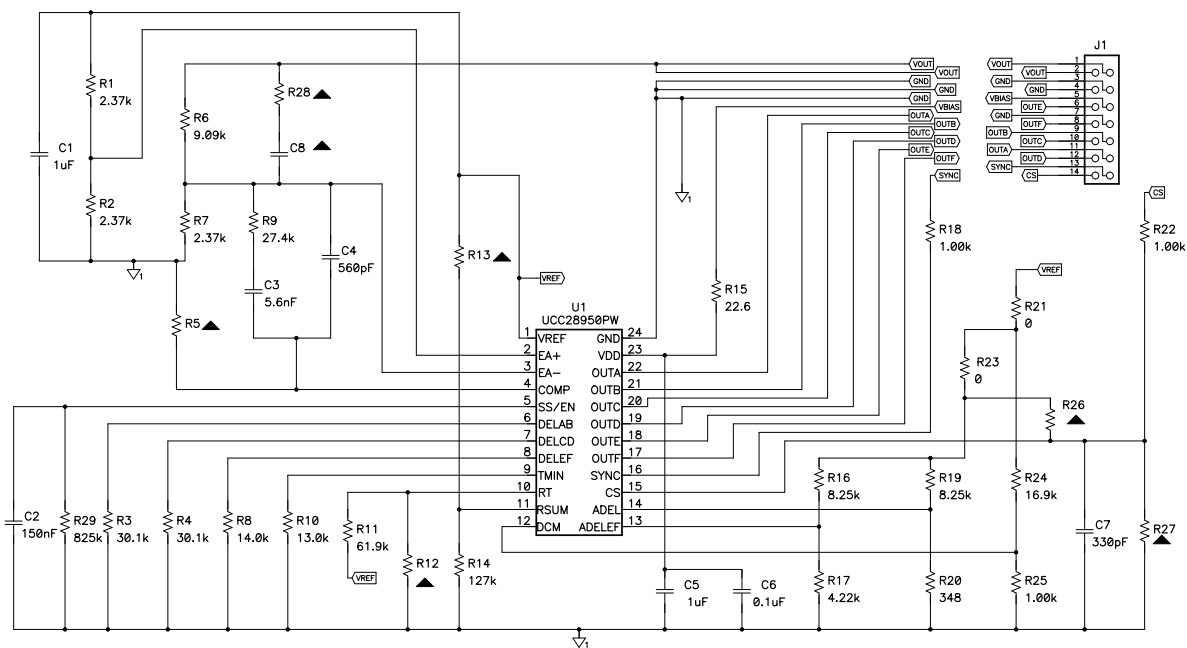


图 15-1. 子板原理图

备注

黑色三角形表示未填充。

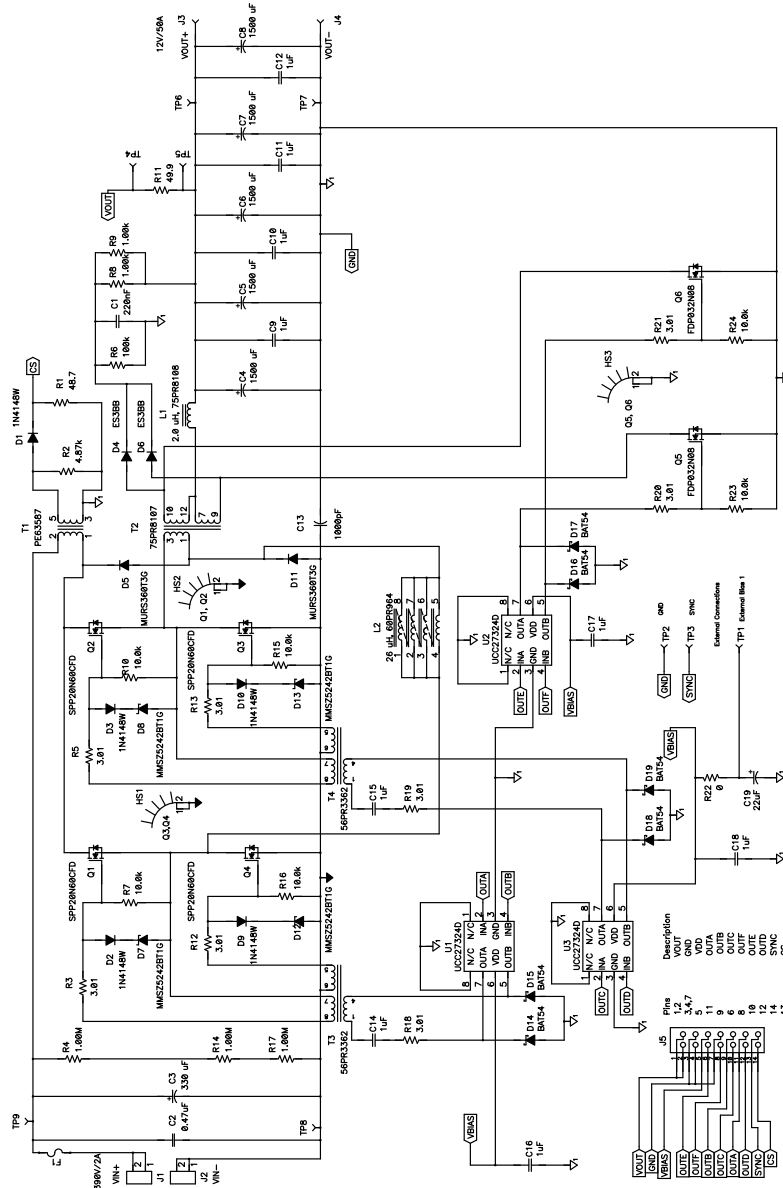


图 15-2. 功率级原理图

备注

建议使用 RCD 钳位来保护输出同步 FET 免受开关节点振铃引起的过压。该 RCD 钳位由二极管 D4、D6、电阻器 R6、R8 和 R9 以及电容器 C1 构成。

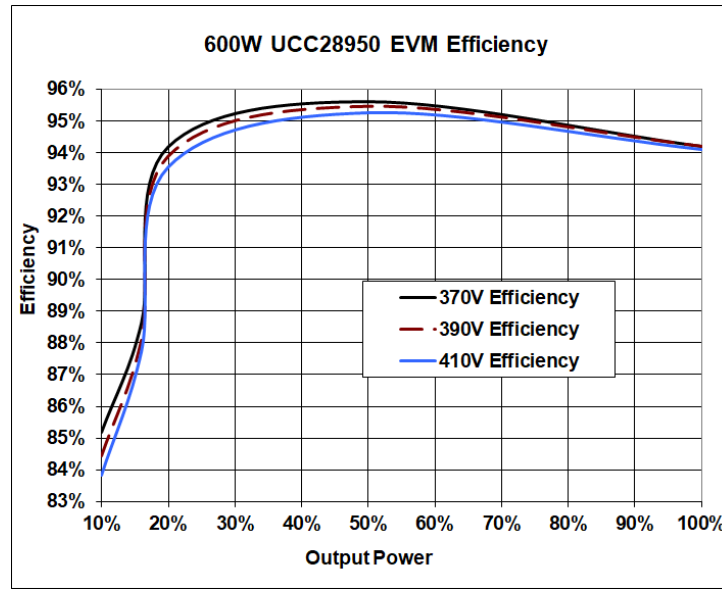


图 15-3. 600W 相移全桥效率

$V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 5A$ 时的全桥栅极驱动器和主开关节点 (Q_{B_d} 和 Q_{D_d}) 。

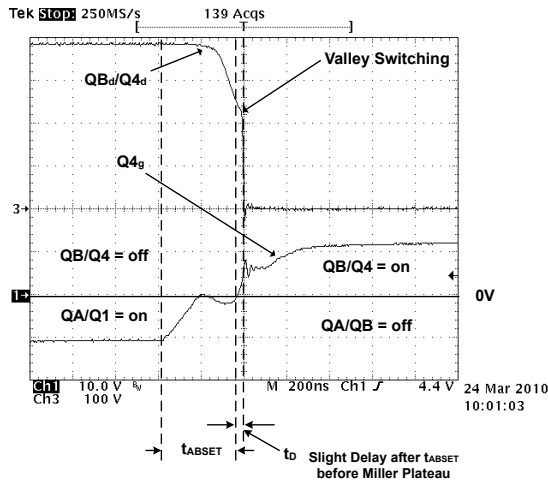


图 15-4. Q_{4g} Q_{4d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 5A$

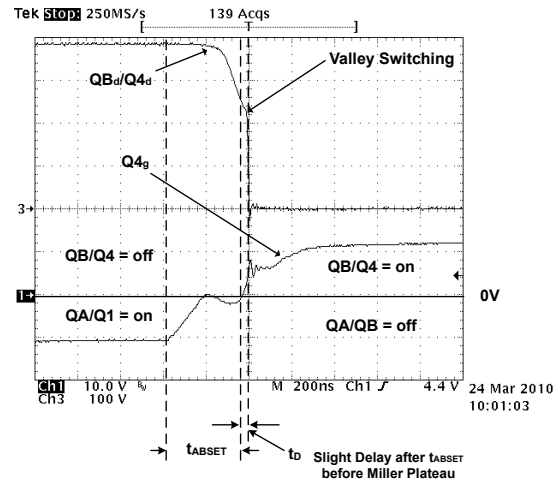


图 15-5. Q_{3g} Q_{3d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 5A$

$V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 10A$ 时的全桥栅极驱动器和开关节点

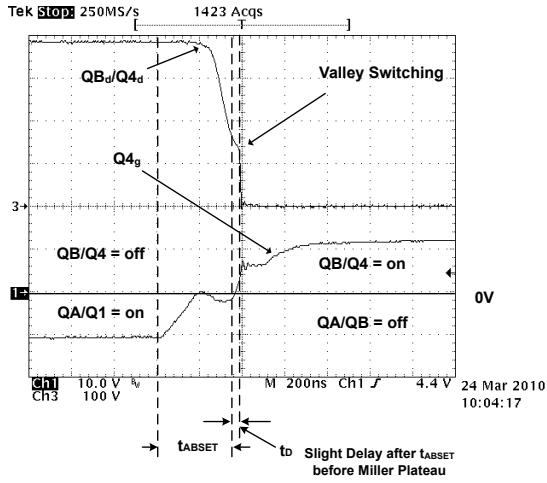


图 15-6. Q_{4g} Q_{4d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 10A$

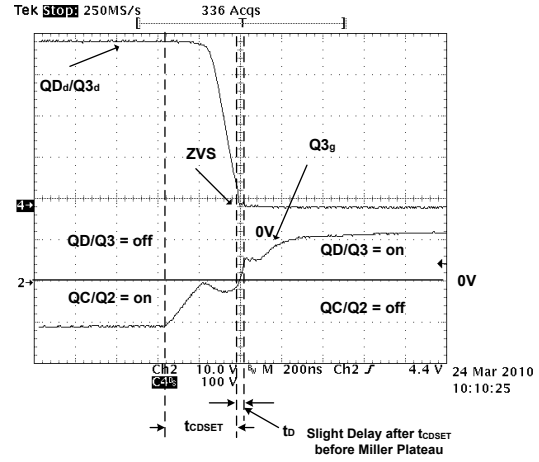


图 15-7. Q_{3g} Q_{3d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 10A$

备注

开关节点 Q_{B_d}/Q_{4_d} 为谷底开关，节点 Q_{D_d}/Q_{3_d} 实现了 ZVS。开关节点 Q_{D_d}/Q_{3_d} 在 Q_{B_d}/Q_{4_d} 之前获得 ZVS 的情况并不少见。这是因为在 Q_{D_d}/Q_{3_d} 开关节点电压转换期间，反射输出电流为开关节点的 LC 振荡电路提供即时能量。其中，在 Q_{B_d}/Q_{4_d} 开关节点转换处，初级电路已被 H 桥中的高侧或低侧 FET 短路。此转换取决于 L_S 和 L_{LK} 中存储的能量，以在开关节点 Q_{B_d}/Q_{4_d} 处为 LC 振荡电路提供能量，从而延长实现 ZVS 的时间。

$V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$ 时的全桥栅极驱动器和开关节点

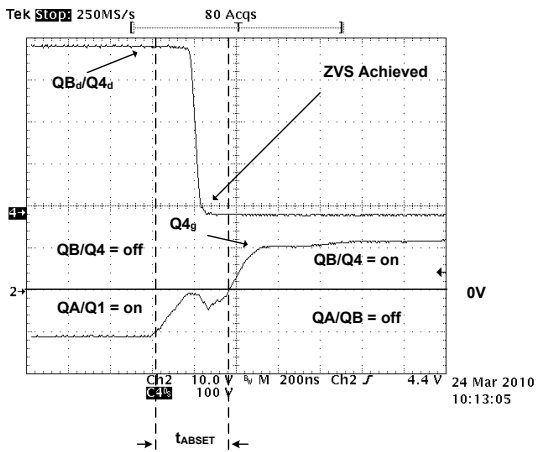


图 15-8. Q_{4g} Q_{4d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$

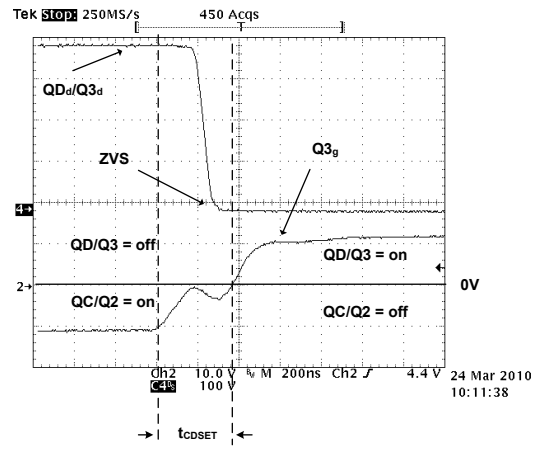
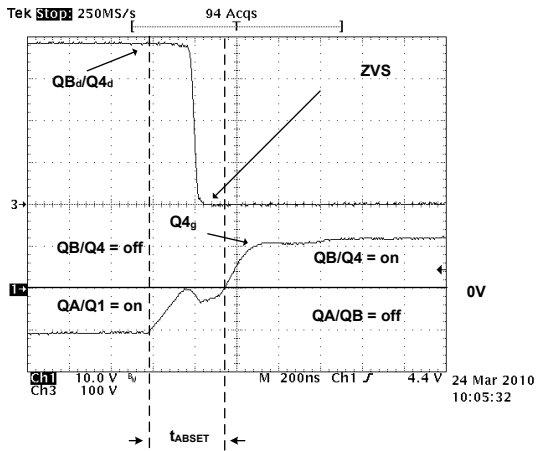
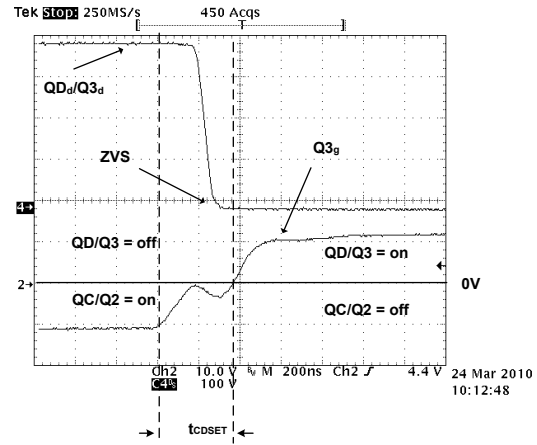


图 15-9. Q_{3g} Q_{3d} , $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$

备注

当转换器在 25A 下运行时，这两个开关节点都在零电压开关 (ZVS) 下运行。此外值得一提的是，在栅极驱动器开关期间，并没有出现栅极米勒平坦区的迹象。这很有道理，因为在栅极驱动器转换之前，跨 FET QA 至 QD 的漏极和源极的电压已经转换。

$V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 50A$ 时的全桥栅极驱动器和开关节点

图 15-10. $Q4_g$ $Q4_d$, $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$ 图 15-11. $Q3_g$ $Q3_d$, $V_{IN} = 390V$, $I_{OUT} = 25A$

备注

ZVS 保持在 50% 到 100% 的输出功率。

16 参考文献

1. Bill Andreyca, 相移、零电压转换设计注意事项和 UC3875 PWM 控制器 [Unitrode 应用手册 SLUA107](#), 1999 年 9 月 5 日
2. Lazlo Balogh, [高速 Mosfet 栅极驱动器的设计 and 应用指南](#), Unitrode 电源设计研讨会, 主题 2, 2001 年
3. Colin Gillmore, [做出正确选择: UCC28950-Q1 还是 UCC28951-Q1](#), 应用手册 SLUA853, 2017 年 12 月, 主题 2, 2001 年
4. 德州仪器 (TI), [具有同步整流控制功能的 UCC28950 绿色环保相移全桥控制器](#), 数据表
5. 德州仪器 (TI), [具有同步整流控制功能的 UCC28951 绿色环保相移全桥控制器](#), 数据表

17 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

Changes from Revision C (June 2011) to Revision D (March 2022)

Page

- 更新了内容, 以包括 UCC28951, 并在整个出版物中将公式更新为新的 TI 格式..... 1

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