

### 1 Введение

В мощных серверных приложениях, чтобы соответствовать высокой эффективности и зеленым стандартам, некоторые разработчики источников питания считают, что проще использовать фазосдвигающий мостовой преобразователь. Это справедливо потому, что в фазосдвигающем мостовом преобразователе можно получить переключения при нулевом напряжении на первичной стороне преобразователя, что позволяет снизить потери переключения и EMI и увеличить общую эффективность. Цель этого доклада является обзор дизайна 600 W фазосдвигающего мостового преобразователя для одной из этих энергетических систем, с использованием нового фазосдвигающего контроллера моста типа UCC28950 от компании TI. В проекте значения могут быть изменены для реальных условий. Надеемся, эта информация поможет другим разработчикам источников питания в их усилиях по созданию эффективного фазосдвигающего мостового преобразователя. Также обратите внимание, есть MathCAD Tool Design (TI литература номер SLUC210), который идет вместе с этим руководством по применению.

Таблица 1. Характеристики проекта

Описание	MIN	TYP	MAX
Входное напряжение	370 V ( $V_{INMIN}$ )	390 V ( $V_{IN}$ )	410 V ( $V_{INMAX}$ )
Выходное напряжение	11.4 V	12 V ( $V_{OUT}$ )	12.6 V
Допустимый переход выходного напряжения			600 mV ( $V_{TRAN}$ )
Шаг нагрузки, 90%			
Выходная мощность			600 W ( $P_{OUT}$ )
Эффективность при полной нагрузке	93% ( $\eta$ )		
Частота переключения дросселя ( $L_{OUT}$ )		200 kHz ( $f_s$ )	

### 2 Функциональная схема

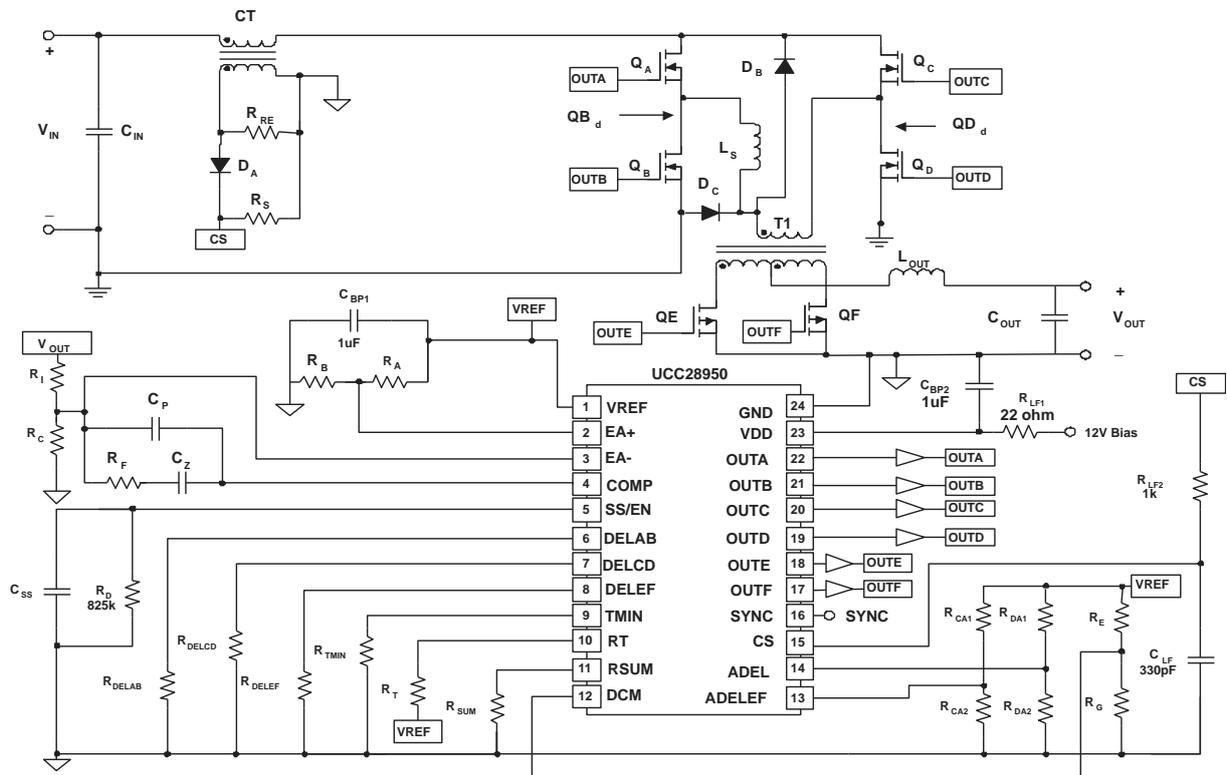


Рис. 1. Функциональная схема мостового фазосдвигающего преобразователя на UCC28950

### 3 Запас мощности

Для достижения необходимой эффективности, необходимо установить запас мощности.

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

#### 4 Предварительный расчет трансформатора (Т1)

Коэффициент трансформации (a1):

$$a1 = \frac{N_p}{N_s} \quad (2)$$

Расчетное падение напряжения на транзисторе (VRDSON):

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

Выберите витки трансформатора, основываясь на 70% заполнении цикла ( $D_{MAX}$ ) при минимальном указанном входном напряжении. Это даст определенные возможности для отсева, если используется PFC.

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

Коэффициент трансформации округляется до ближайшего целого.

$$a1 = 21 \quad (6)$$

Расчитаем типовое заполнение цикла ( $D_{TYP}$ ) основываясь на среднем входном напряжении.

$$D_{TYP} = \frac{(V_{OUT} + V_{RDSON}) \times a}{(V_{IN} - 2 \times V_{RDSON})} \approx 0.66 \quad (7)$$

Пulsацию тока в выходном дросселе установим на уровне в 20% от выходного тока.

$$\Delta I_{L_{OUT}} = \frac{P_{OUT} \times 0.2}{V_{OUT}} = 10A \quad (8)$$

Необходимо позаботиться в выборе трансформатора с правильной величиной индуктивности намагничивания ( $L_{MAG}$ ). Следующие уравнения вычисляет минимальную индуктивность намагничивания первичной обмотки трансформатора (Т1) для обеспечения преобразователю работу в режиме управления током. Если  $L_{MAG}$  слишком мала, ток намагничивания может вызвать работу преобразователя в режиме управления напряжением вместо режима управления пиковым током. Это потому, что ток намагничивания получается слишком большой, он будет действовать как пилообразный сигнал ШИМ заваливая сигнал тока через RS.

$$L_{MAG} \geq \frac{V_{IN} \times (1 - D_{TYP})}{\frac{\Delta I_{L_{OUT}} \times 0.5}{a1} \times f_s} \approx 2.76mH \quad (9)$$

На рис. 2 показан первичный ток Т1 ( $I_{PRIMARY}$ ) и токи синхронных выпрямителей QE ( $I_{QE}$ ) и КП ( $I_{QF}$ ) по отношению к токам драйвера затвора синхронного выпрямителя. Обратите внимание, что  $I_{QE}$  и  $I_{QF}$  также являются токами вторичной обмотки Т1. Переменная D является заполнением цикла преобразователя. Рассчитаем вторичный RMS ток Т1 ( $I_{SRMS}$ ):

$$I_{PS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} + \frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{2} \approx 55A \quad (10)$$

$$I_{MS} = \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} - \frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{2} \approx 45A \quad (11)$$

$$I_{MS2} = I_{PS} - \frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{2} \approx 50A \quad (12)$$

Вторичный RMS ток ( $I_{SRMS1}$ ), когда энергия доставляется во вторичную:

$$I_{SRMS1} = \sqrt{\left(\frac{D_{MAX}}{2}\right) \left[ I_{PS} \times I_{MS} + \frac{(I_{PS} - I_{MS})^2}{3} \right]} \approx 29.6A \quad (13)$$

Вторичный RMS ток ( $I_{SRMS2}$ ), когда ток циркулирует через трансформатор при обоих замкнутых QE и QF.

$$I_{SRMS2} = \sqrt{\left(\frac{1 - D_{MAX}}{2}\right) \left[ I_{PS} \times I_{MS2} + \frac{(I_{PS} - I_{MS2})^2}{3} \right]} \approx 20.3A \quad (14)$$

Вторичный RMS ток ( $I_{SRMS3}$ ), вызванный отрицательным током в противоположной обмотке в период свободного движения (пожалуйста, обратитесь к рис. 2).

$$I_{SRMS3} = \frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{2} \sqrt{\left(\frac{1 - D_{MAX}}{2 \times 3}\right)} \approx 1.1A \quad (15)$$

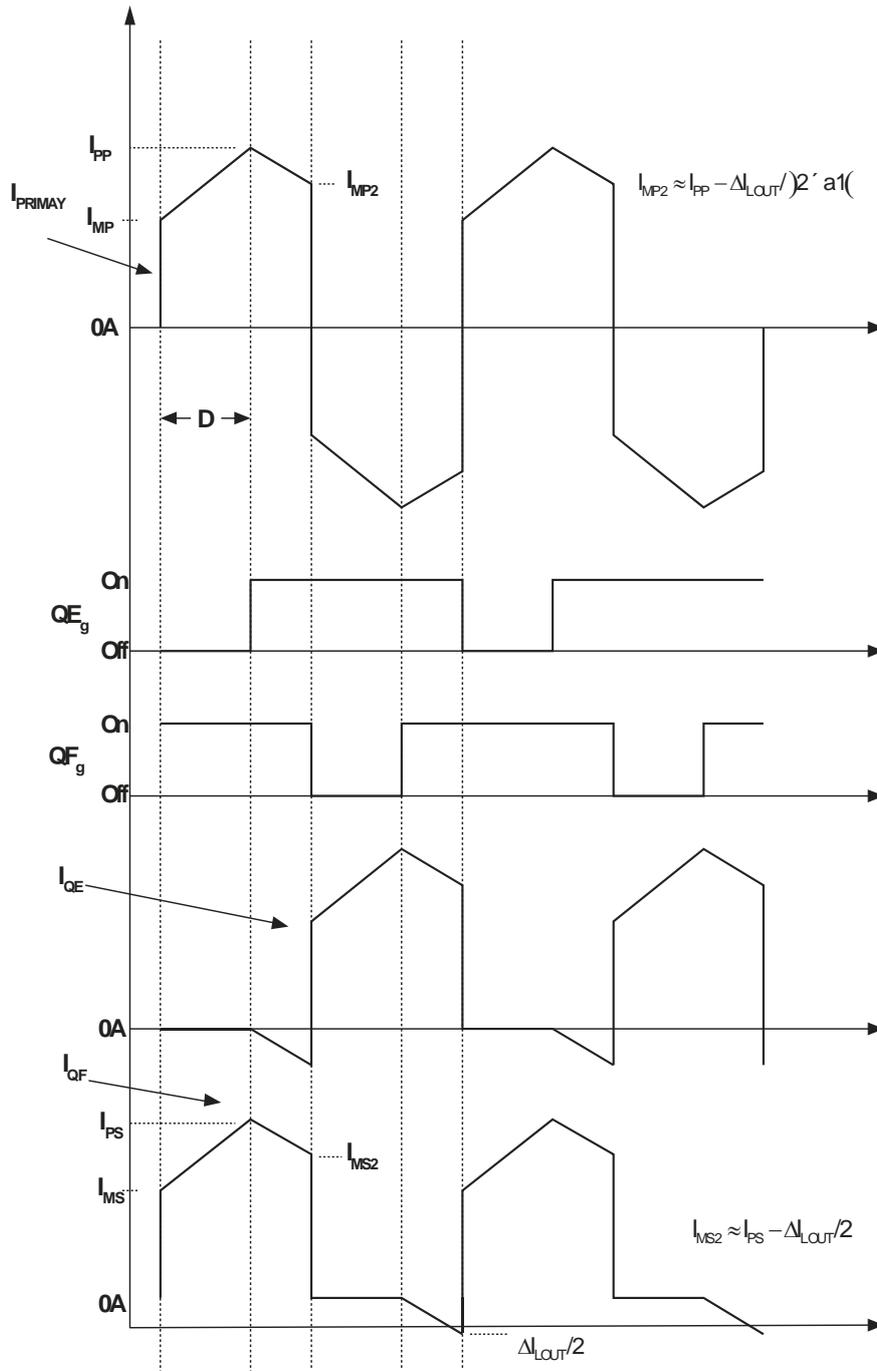


Рис. 2. Ток первичной обмотки T1, а также токи FET QE и QF

Общий вторичный RMS ток ( $I_{SRMS}$ ):

$$I_{SRMS} = \sqrt{I_{SRMS1}^2 + I_{SRMS2}^2 + I_{SRMS3}^2} \approx 36A \quad (16)$$

Рассчитаем первичный RMS ток T1 ( $I_{PRMS}$ ):

$$\Delta I_{LMAG} = \frac{V_{INMIN} \times D_{MAX}}{L_{MAG} \times f_s} \approx 0.47A \quad (17)$$

$$I_{PP} = \left( \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times \eta} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) \frac{1}{a1} + \Delta I_{LMAG} \approx 3.3A \quad (18)$$

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

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

Первичный RMS ток T1 ( $I_{PRMS1}$ ), когда энергия доставляется во вторичную.

$$I_{PRMS1} = \sqrt{(D_{MAX}) \left[ I_{PP} \times I_{MP} + \frac{(I_{PP} - I_{MP})^2}{3} \right]} \approx 2.5A \quad (21)$$

Первичный RMS ток T1 ( $I_{PRMS2}$ ), во время свободного хода преобразователя.

$$I_{PRMS2} = \sqrt{(1 - D_{MAX}) \left[ I_{PP} \times I_{MP} + \frac{(I_{PP} - I_{MP})^2}{3} \right]} \approx 1.7A \quad (22)$$

Общий первичный RMS ток T1 ( $I_{PRMS}$ )

$$I_{PRMS} = \sqrt{I_{PRMS1}^2 + I_{PRMS2}^2} \approx 3.1A \quad (23)$$

Для этой конструкции был выбран Vites трансформатор номер 75PR8107, имеющий следующие характеристики.

$$a1 = 21 \quad (24)$$

$$L_{MAG} = 2.8mH \quad (25)$$

Измеренная индуктивность рассеяния первичной обмотки:

$$L_{LK} = 4\mu H \quad (26)$$

Сопротивление первичной обмотки трансформатора по постоянному току:

$$DCR_p = 0.215\Omega \quad (27)$$

Сопротивление вторичной обмотки трансформатора по постоянному току:

$$DCR_s = 0.58m\Omega \quad (28)$$

Расчетные потери трансформатора ( $P_{T1}$ ) есть двойные потери в меди.

**Примечание:** Это всего лишь оценка и общие потери могут меняться в зависимости от магнитного дизайна.

$$P_{T1} \approx 2 \times (I_{PRMS}^2 \times DCR_p + 2 \times I_{SRMS}^2 \times DCR_s) \approx 7.0W \quad (29)$$

Рассчитать оставшийся запас мощности:

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - P_{T1} \approx 39.1W \quad (30)$$

## 5 Выбор транзисторов QA, QB, QC, QD

В этой конструкции, для удовлетворения требованиям эффективности и напряжения, в качестве QA..QD выберем 20A, 650 V, CoolMOS полевые транзисторы от Infineon.

Сопротивление канала сток-исток транзистора в открытом состоянии:

$$R_{DS(on)QA} = 0.22\Omega \quad (31)$$

Выходная ёмкость транзистора  $C_{OSS}$ :

$$C_{OSS\_QA\_SPEC} = 780pF \quad (32)$$

Напряжение сток-исток ( $V_{dsQA}$ ), при котором  $C_{OSS}$  измерен, согласно справочного листа:

$$V_{dsQA} = 25V \quad (33)$$

Рассчитаем среднее значение  $C_{OSS}$  [2]:

$$C_{OSS\_QA\_AVG} = C_{OSS\_QA\_SPEC} \sqrt{\frac{V_{dsQA}}{V_{INMAX}}} \approx 193pF \quad (34)$$

Заряд затвора FET QA:

$$QA_G = 15nC \quad (35)$$

Напряжение, приложенное к затвору FET для его активации:

$$V_g = 12V \quad (36)$$

Рассчитаем потери QA ( $P_{QA}$ ) основываясь на  $R_{ds(on)QA}$  и заряде затвора ( $QA_g$ ):

$$P_{QA} = I_{PRMS}^2 \times R_{ds(on)QA} + 2 \times QA_g \times V_g \times \frac{f_s}{2} \approx 2.1W \quad (37)$$

Пересчитаем запас мощности:

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - 4 \times P_{QA} \approx 29.7W \quad (38)$$

## 6 Выбор $L_S$

Расчет дополнительной индуктивности ( $L_S$ ) основан на количестве энергии, необходимой для достижения нулевого напряжения переключения. Эта индуктивность должна быть в состоянии исчерпать энергию паразитной емкости на узле коммутации. Следующее уравнение выбирает  $L_S$  для достижения ZVS при нагрузке от 100% до 50%, основываясь на средней общей ёмкости  $C_{OSS}$  коммутационного узла.

**Примечание:** Реальная ёмкость коммутационного узла может оказаться больше и поэтому  $L_S$ , возможно, придется скорректировать исходя из фактического паразитной емкости в окончательном проекте.

$$L_S \geq (2 \times C_{OSS\_QA\_AVG}) \frac{V_{INMAX}^2}{\left(\frac{I_{PP}}{2} - \frac{\Delta I_{L_{OUT}}}{2 \times a1}\right)^2} - L_{LK} \approx 26 \mu H \quad (39)$$

Для этой конструкции была выбрана индуктивность 26-мкГн Vitec, номер 60PR964. Дополнительная индуктивность имеет следующие характеристики.

$$L_S = 26 \mu H \quad (40)$$

Сопротивление постоянному току  $L_S$  :

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

Оценим потери мощности в  $L_S$  ( $P_{L_S}$ ) и скорректируем оставшийся запас мощности:

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

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

## 7 Выбор выходной индуктивности ( $L_{OUT}$ )

Индуктивность  $L_{OUT}$  была рассчитана для 20% пульсации тока ( $\Delta I_{L_{OUT}}$ ):

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

$$L_{OUT} = \frac{V_{OUT} \times (1 - D_{TYP})}{\Delta I_{L_{OUT}} \times f_S} \approx 2 \mu H \quad (45)$$

Рассчитаем RMS ток выходной индуктивности ( $I_{L_{OUT\_RMS}}$ ):

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

Для этого проекта выбираем индуктивность 2 мкГн Vitec Electronics Corporation, номер 75PR108. Индуктивность имеет следующие характеристики.

$$L_{OUT} = 2 \mu H \quad (47)$$

Сопротивление по постоянному току выходной индуктивности:

$$DCR_{L_{OUT}} = 750 \mu \Omega \quad (48)$$

Оценим потери ( $P_{L_{OUT}}$ ) выходной индуктивности и пересчитаем запас мощности. Имейте в виду, что  $P_{L_{OUT}}$  представляет собой оценочную величину потерь в индуктивности, которые в два раза больше потерь в меди. Это значение может варьироваться в зависимости от производителя.

$$P_{L_{OUT}} = 2 \times I_{L_{OUT\_RMS}}^2 \times DCR_{L_{OUT}} \approx 3.8 W \quad (49)$$

$$P_{BUDGET} = P_{BUDGET} - P_{L_{OUT}} \approx 25.4 W \quad (50)$$

## 8 Выходная емкость ( $C_{OUT}$ )

Выходной конденсатор выбирается в зависимости от задержки и переходных ( $V_{TRAN}$ ) требований нагрузки.

Время, которое требуется  $L_{OUT}$  изменить 90% ее полного тока нагрузки:

$$t_{HU} = \frac{L_{OUT} \times P_{OUT} \times 0.9}{V_{OUT}} = 7.5 \mu s \quad (51)$$

Во время переходного процесса нагрузки большая часть тока будет сразу же идти через эквивалентное последовательное сопротивление конденсаторов ( $ESR_{C_{OUT}}$ ). Следующие уравнения используются для выбора  $ESR_{C_{OUT}}$  и  $C_{OUT}$ , основываясь на 90% шаге нагрузки тока.  $ESR$  выбрано для 90% допустимого переходного напряжения ( $V_{TRAN}$ ), пока выходная емкость ( $C_{OUT}$ ) выбрана для 10%  $V_{TRAN}$ .

$$ESR_{COUT} \leq \frac{V_{TRAN} \times 0.9}{\frac{P_{OUT} \times 0.9}{V_{OUT}}} = 12m\Omega \quad (52)$$

$$C_{OUT} \geq \frac{\frac{P_{OUT} \times 0.9 \times t_{HU}}{V_{OUT}}}{V_{TRAN} \times 0.1} \approx 5.6mF \quad (53)$$

Перед выбором выходной емкости, так же необходимо рассчитать RMS ток ( $I_{COUT\_RMS}$ ) выходного конденсатора.

$$I_{COUT\_RMS} = \frac{\Delta I_{LOUT}}{\sqrt{3}} = 5.8A \quad (54)$$

В соответствии с требованиями расчёта, потребуется пять алюминиевых электролитических конденсаторов ёмкостью по 1500 мкФ, от United Chemi-Con, номер EKY-160ELL152MJ30S. Эти конденсаторы имеют ESR 31 мОм.

Количество выходных конденсаторов:

$$n = 5 \quad (55)$$

Общая выходная емкость:

$$C_{OUT} = 1500\mu F \times n \approx 7500\mu F \quad (56)$$

Эффективная ESR выходного конденсатора:

$$ESR_{COUT} = \frac{31m\Omega}{n} = 6.2m\Omega \quad (57)$$

Рассчитаем потери в выходном конденсаторе ( $P_{COUT}$ ):

$$P_{COUT} = I_{COUT\_RMS}^2 \times ESR_{COUT} \approx 0.21W \quad (58)$$

Пересчитаем оставшийся запас мощности:

$$P_{BUDGET} = P_{BDGET} - P_{COUT} \approx 25.2W \quad (59)$$

## 9 Выбор полевых транзисторов QE и QF

Выбор полевых транзисторов для проекта является всегда проб и ошибок. Чтобы удовлетворить требования к питанию данной конструкции, мы выбрали полевые транзисторы на 75В и 120А типа FDP032N08 от Fairchild. Эти полевые транзисторы имеют следующие характеристики.

$$QE_g = 152nC \quad (60)$$

$$R_{ds(on)QE} = 3.2m\Omega \quad (61)$$

Рассчитаем среднюю выходную ёмкость транзистора  $C_{OSS}$  ( $C_{OSS\_QE\_AVG}$ ), основываясь на справочных данных для  $C_{OSS}$  ( $C_{OSS\_QE\_AVG}$ ) и напряжении сток-исток, для которого измеряли  $C_{OSS\_SPEC}$  ( $V_{ds\_spec}$ ), и максимальном напряжении сток-исток в конструкции ( $V_{dsQE}$ ), которое будет применяться к транзистору в приложении.

Напряжение на полевых транзисторах QE и QF в выключенном состоянии:

$$V_{dsQE} = \frac{V_{INMAX}}{a1} \approx 19.5V \quad (62)$$

Напряжение, для которого  $C_{OSS}$  транзистора указано в справочных данных:

$$V_{ds\_spec} = 25V \quad (63)$$

Выходная емкость транзистора, указанная в справочнике:

$$C_{OSS\_SPEC} = 1810pF \quad (64)$$

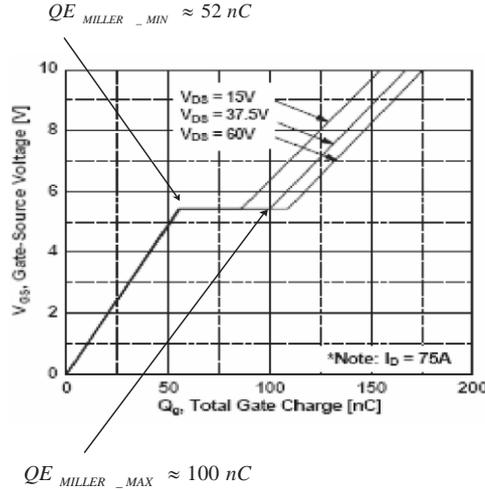
Средняя ёмкость  $C_{OSS}$  для QE и QF [2]:

$$C_{OSS\_QE\_AVG} = C_{OSS\_SPEC} \sqrt{\frac{V_{dsQE}}{V_{ds\_spec}}} \approx 1.6nF \quad (65)$$

RMS ток для QE и QF:

$$I_{QE\_RMS} = I_{SRMS} = 36.0A \quad (66)$$

Для оценки потерь переключения транзистора, необходимо изучить кривую зависимости  $V_g$  от  $Q_g$ . Сначала заряд затвора в начале полки миллера необходимо определить ( $QE_{MILLER\_MIN}$ ) и заряда затвора в конце полки миллера ( $QE_{MILLER\_MAX}$ ) для данного  $V_{DS}$ .



**Рис. 3.** Vg от Qg для полевых транзисторов QE и QF

Максимальный заряд затвора в конце полки миллера:

$$QE_{MILLER\_MAX} \approx 100 \text{ nC} \quad (67)$$

Минимальный заряд затвора в начале полки миллера:

$$QE_{MILLER\_MIN} \approx 52 \text{ nC} \quad (68)$$

**Примечание:** Полевые транзисторы в этой конструкции управляются при помощи драйвера UCC27324, который обеспечивает затворный ток  $I_p = 4 \text{ A}$ .

Рассчитаем время нарастания и спада  $V_{ds}$ :

$$t_r \approx t_f = \frac{100 \text{ nC} - 52 \text{ nC}}{\frac{I_p}{2}} = \frac{48 \text{ nC}}{\frac{4 \text{ A}}{2}} \approx 24 \text{ ns} \quad (70)$$

Оценка потерь транзисторов QE и QF ( $P_{QE}$ ):

$$P_{QE} = I_{QE\_RMS}^2 \times R_{ds(on)QE} + \frac{P_{OUT}}{V_{OUT}} \times V_{dsQE} (t_r + t_f) \frac{f_s}{2} + 2 \times C_{OSS\_QE\_AVG} \times V_{dsQE}^2 \frac{f_s}{2} + 2 \times Q_{gQE} \times V_{gQE} \frac{f_s}{2} \quad (71)$$

$$P_{QE} \approx 9.3 \text{ W} \quad (72)$$

Пересчитаем запас мощности:

$$P_{BUDGET} = P_{BDGET} - 2 \times P_{QE} \approx 6.5 \text{ W} \quad (73)$$

### 10 входная емкость ( $C_{IN}$ )

Если этот преобразователь разрабатывается для входного напряжения 390 В, который, как правило, подается с выхода ККМ повышающего типа. Входная емкость, как правило, выбирается в зависимости от требований задержки и пульсации.

**Примечание:** Время задержки, необходимое для достижения ZVS может действовать как фиксированное заполнения цикла ( $D_{CLAMP}$ ).

Рассчитаем резонансную частоту:

$$f_R = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_S \times (2 \times C_{OSS\_QA\_AVG})}} \quad (74)$$

Расчетное время задержки:

$$t_{DELAY} = \frac{2}{f_R \times 4} \approx 314 \text{ ns} \quad (75)$$

Эффективное фиксированное заполнение цикла ( $D_{CLAMP}$ ):

$$D_{CLAMP} = \left( \frac{1}{f_S} - t_{DELAY} \right) \times f_S = 94\% \quad (76)$$

$V_{DROP}$  есть минимальное входное напряжение, где преобразователь всё ещё может поддерживать стабилизацию выходного напряжения. Входного напряжения преобразователя опускается до такого низкого уровня в течение частичного затемнения или состояния просадки линии, если этот преобразователь следует после ККМ.

$$V_{DROP} = \left( \frac{2 \times D_{CLAMP} \times V_{RDSON} + a1 \times (V_{OUT} + V_{RDSON})}{D_{CLAMP}} \right) = 276.2V \quad (77)$$

$C_{IN}$  был рассчитан основываясь на однофазном цикле задержки:

$$C_{IN} \geq \frac{2 \times P_{OUT} \times \frac{1}{60Hz}}{(V_{IN}^2 - V_{DROP}^2)} \approx 364\mu F \quad (78)$$

Рассчитаем высокочастотный RMS ток входного конденсатора ( $I_{CINRMS}$ ).

$$I_{CINRMS} = \sqrt{I_{PRMS1}^2 - \left( \frac{P_{OUT}}{V_{INMIN} \times a1} \right)^2} = 1.8A \quad (79)$$

Для удовлетворения требований входной емкости и RMS тока для этого проекта мы выбрали конденсатор 330-мкФ типа EETHC2W331EA от Panasonic.

$$C_{IN} = 330\mu F \quad (80)$$

Этот конденсатор имеет высокочастотный ( $ESR_{CIN}$ ) 150 мОм измеренный анализатором импеданса на частотах 120 и 200 кГц.

$$ESR_{CIN} = 0.15\Omega \quad (81)$$

Оценим мощность потерь  $C_{IN}$  ( $P_{CIN}$ ):

$$P_{CIN} = I_{CINRMS}^2 \times ESR_{CIN} = 0.5W \quad (82)$$

Пересчитаем запас мощности:

$$P_{BUDGET} = P_{BDGET} - P_{CIN} \approx 6.0W \quad (83)$$

В запасе остаётся примерно 6,0 Вт необходимые для цепи измерения сетевого тока и питания цепей управления устройства.

## 11 Настройка цепи измерения тока ( $CT$ , $R_S$ , $R_{RE}$ , $D_A$ )

СТ выбранный для этого проекта имеет коэффициент трансформации ( $a2$ ) 100:1

$$a2 = \frac{I_P}{I_S} = 100 \quad (84)$$

Рассчитаем номинальный пиковый ток ( $I_{P1}$ ) при  $V_{INMIN}$ :

Пиковый первичный ток:

$$I_{P1} = \left( \frac{P_{OUT}}{V_{OUT} \times \eta} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) \frac{1}{a1} + \frac{V_{INMAX} \times D_{MAX}}{L_{MAG} \times f_s} \approx 3.3A \quad (85)$$

Напряжение, где предельный пиковый ток будет падать.

$$V_P = 2V \quad (86)$$

Рассчитаем шунт ( $R_S$ ) и оставим 200 мВ для компенсации наклона:

$$R_S = \frac{V_P - 0.2V}{\frac{I_{PEAK}}{a2} \times 1.1} \approx 49.9\Omega \quad (87)$$

Выберем стандартный резистор для  $R_S$ :

$$R_S = 48.7\Omega \quad (88)$$

Оценка потерь мощности для  $R_S$ :

$$P_{RS} = \left( \frac{I_{PRMS1}}{a2} \right)^2 \times R_S \approx 0.03W \quad (89)$$

Рассчитайте максимальное обратное напряжение ( $V_{DA}$ ) на  $D_A$ :

$$V_{DA} = V_P \frac{D_{CLAMP}}{1 - D_{CLAMP}} \approx 29.8V \quad (90)$$

Оценка потери мощности на  $D_A$  ( $P_{DA}$ ):

$$P_{DA} = \frac{P_{OUT} \times 0.6V}{V_{INMIN} \times \eta \times a2} \approx 0.01W \quad (91)$$

Рассчитать  $R_S$  резистор сброса  $R_{RE}$ :

Резистор  $R_{RE}$  используется для сброса трансформатор тока СТ.

$$R_{RE} = 100 \times R_S = 4.87k\Omega \quad (92)$$

Резистор  $R_{LF}$  и конденсатор  $C_{LF}$  формируют фильтр нижних частот для сигнала датчика тока (ножка 15). Для этой конструкции мы выбрали следующие значения. Этот фильтр имеет низкую частоту полюса ( $f_{LFP}$ ) на 482 кГц. Это должно работать для большинства приложений, но может быть скорректирована с учетом индивидуальных макетов и ЕМИ присутствует в дизайне.

$$R_{LF} = 1k\Omega \quad (93)$$

$$C_{LF} = 330pF \quad (94)$$

$$f_{LFP} = \frac{1}{2\pi f \times R_{LF} \times C_{LF}} = 482kHz \quad (95)$$

Выход VREF UCC28950 (ножка 1) требует высокочастотного конденсатора для фильтрации высокочастотных помех. К этой ножке нужно подключить по крайней мере высокочастотный конденсатор ёмкостью 1 мкФ ( $C_{BP1}$ ). Пожалуйста, обратитесь к рис. 1 для его правильного размещения.

$$C_{BP1} = 1\mu F \quad (96)$$

Опорное напряжение UCC28950:

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

Опорное напряжение для усилителя (ножка 2, EA+) может быть установлено с помощью делителя напряжения ( $R_A$ ,  $R_B$ ). Для этого проекта мы устанавливаем опорное напряжение усилителя ошибки (V1) равное 2,5 В.

Установим опорное напряжение усилителя:

$$V_1 = 2.5V \quad (98)$$

Выберем стандартный резистор  $R_B$ , а затем рассчитаем резистор  $R_A$ .

$$R_B = 2.37k\Omega \quad (99)$$

$$R_A = \frac{R_B \times (V_{REF} - V_1)}{V_1} = 2.37k\Omega \quad (100)$$

Делитель напряжения, образованный резистором  $R_C$  и  $R_I$  используется для установки постоянного выходного напряжения ( $V_{OUT}$ ) на ножке 3 (EA-).

Выберем стандартный резистор для  $R_C$ :

$$R_C = 2.37k\Omega \quad (101)$$

Рассчитаем  $R_I$ :

$$R_I = \frac{R_C \times (V_{OUT} - V_1)}{V_1} \approx 9k\Omega \quad (102)$$

Затем выберем стандартный резистор  $R_I$ :

$$R_I = 9.09k\Omega \quad (103)$$

## 12 Компенсация обратной связи

Компенсация обратной связи может быть достигнуто путем соответствующего выбора компонентов обратной связи ( $R_F$ ,  $C_Z$  и  $C_F$ ). Эти компоненты, на сколько это возможно, расположены как можно ближе к ножкам 3 и 4 UCC28950.

Рассчитать сопротивление нагрузки при 10% нагрузке ( $R_{LOAD}$ ):

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

Приближенная выходная передаточная функция управления ( $G_{CO}(F)$ ) как функция от частоты:

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

Частота двойного полюса передаточной функции  $G_{CO}(F)$ :

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

Угловая частота:

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

Компенсируем обратную связь по напряжению при помощи цепи 2-го типа. Следующая передаточная функция является коэффициентом усиления компенсации, как функции от частоты ( $G_C(f)$ ).

$$G_C(f) = \frac{\Delta V_C}{\Delta V_{OUT}} = \frac{2\pi j \times f \times R_F \times C_Z + 1}{2\pi j \times f \times (C_Z + C_P) R_1 \left( \frac{2\pi j \times f \times C_Z \times C_P \times R_F + 1}{C_Z + C_P} \right)} \quad (108)$$

Пожалуйста, обратитесь к рис.1 для размещения компонентов.

Рассчитаем резистор обратной связи по напряжению ( $R_F$ ), основываясь на том, что частота пересечения  $f_C$  обратной связи в 10 раз меньше частоты двойного полюса ( $f_{PP}$ ).

$$f_C = \frac{f_{PP}}{10} = 5\text{kHz} \quad (109)$$

$$R_F = \frac{R_1}{G_{CO}\left(\frac{f_{PP}}{10}\right)} \approx 27.9\text{k}\Omega \quad (110)$$

Выберем стандартный резистор  $R_F$ .

$$R_F \approx 27.4\text{k}\Omega \quad (111)$$

Рассчитать конденсатора обратной связи ( $C_Z$ ), чтобы дать запас фазы на частоте пересечения.

$$C_Z = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times \frac{f_C}{5}} \approx 5.8\text{nF} \quad (112)$$

Выберем стандартное значение емкости для данной конструкции.

$$C_Z = 5.6\text{nF} \quad (113)$$

Положим полюс в удвоенной  $f_C$ .

$$C_P = \frac{1}{2 \times \pi \times R_F \times f_C \times 2} \approx 580\text{pF} \quad (114)$$

Выберем стандартное значение емкости для данной конструкции.

$$C_P = 560\text{pF} \quad (115)$$

Петлевое усиление как функция частоты ( $T_V(a)$ ) в дБ.

$$T_V\text{dB}(f) = 20\log\left(G_C(f) \times G_{CO}(f)\right) \quad (116)$$

Теоретический график петлевого усиления и фазы для графического проверки устойчивости контура (рис. 4). Теоретический график петлевого усиления пересекает 0-ой уровень при частоте примерно 3,7 кГц с запасом по фазе более 90 градусов.

**Примечание:** Имеет смысл проверить стабильность вашего окончательного дизайна с помощью теста переходного процесса и/или анализатора сети и корректировать компенсацию ( $G_C(a)$ ) обратной связи по мере необходимости.

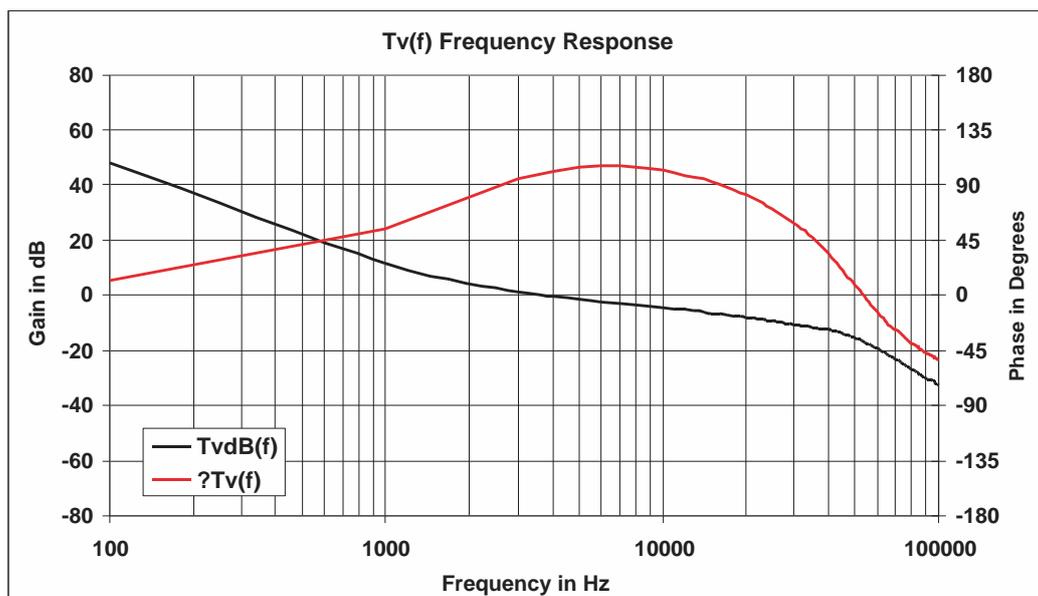


Рис.4. Петлевое усиление ( $T_V\text{dB}(f)$ ), петлевая фаза ( $\theta T_V(f)$ )

Для ограничения перегрузки во время включения питания, UCC28950 имеет функцию мягкого старта (SS, Pin 5), которая в этом приложении была установлена для времени мягкого старта 15 мс ( $T_{SS}$ ).

$$t_{SS} = 15ms \quad (117)$$

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} \times 25\mu A}{V1 + 0.55} \approx 123nF \quad (118)$$

Выберем стандартный конденсатор.

$$C_{SS} = 150nF \quad (119)$$

В этом документе представлен подход по достижению фиксированной задержки ZVS от 100% нагрузки до 50% нагрузки. Когда преобразователь работает снагрузкой меньшей 50% , преобразователь будет работать в долине переключения. С целью достижения нулевого напряжения включения коммутационного узла  $Q_{Bd}$ , задержка включения ( $t_{ABSET}$ ) полевых транзисторов QA и QB должна быть изначально настроена на основе взаимодействия  $L_S$  и теоретической емкости узлов ключа. Следующие уравнения используются для установки  $t_{ABSET}$  на начальном этапе.

Приравниваем прокладку индуктивности к двум временам емкость  $C_{OSS}$ :

$$2\pi \times f_R L_S = \frac{1}{2\pi \times f_R \times (2 \times C_{OSS\_QA\_AWG})} \quad (120)$$

Рассчитаем частоту контура:

$$f_R = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_S \times (2 \times C_{OSS\_QA\_AWG})}} \quad (121)$$

Установим начальную задержку времени  $t_{ABSET}$  и при необходимости отрегулируем.

---

**Примечание:** Коэффициент 2.25 уравнения  $t_{ABSET}$  был получен из экспериментальных данных испытаний и может варьироваться в зависимости от индивидуальных особенностей дизайна.

---

$$t_{ABSET} = \frac{2.25}{f_R \times 4} \approx 346ns \quad (122)$$

Резистивный делитель, образованный  $R_{DA1}$  и  $R_{DA2}$ , программирует диапазон задержки  $t_{ABSET}$ ,  $t_{CDSET}$  м/сх UCC28950.

Выберем стандартное значение резистора  $R_{DA1}$ .

---

**Примечание:**  $t_{ABSET}$  можно запрограммировать от 30 до 1000 нс.

---

$$R_{DA1} = 8.25k\Omega \quad (123)$$

Напряжение на входе ADEL м/сх UCC28950 ( $V_{ADEL}$ ) должен быть установлен с помощью  $R_{DA2}$ , основываясь на следующих условиях.

Если  $t_{ABSET} > 155$  нс, установить  $V_{ADEL} = 0,2$  В,  $t_{ABSET}$  можно запрограммировать между 155 нс и 1000 нс:

Если  $t_{ABSET} \leq 155$  нс установить  $V_{ADEL} = 1.8$  В,  $t_{ABSET}$  можно запрограммировать между 29 нс и 155 нс:

На основе выбранного  $V_{ADEL}$ , рассчитаем  $R_{DA2}$ :

$$R_{DA2} = \frac{R_{DA1} \times V_{ADEL}}{5V - V_{ADEL}} \approx 344\Omega \quad (124)$$

Выберите ближайшего стандартное значение резистора для  $R_{DA2}$ :

$$R_{DA2} = 348\Omega \quad (125)$$

Пересчитаем  $V_{ADEL}$  основываясь на выбранных резисторах делителя:

$$V_{ADEL} = \frac{5V \times R_{DA2}}{R_{DA1} + R_{DA2}} = 0.202V \quad (126)$$

Резистор  $R_{DELAB}$  программирует  $t_{ABSET}$ :

$$R_{DELAB} = \frac{(t_{ABSET} - 5ns)}{ns} \times \frac{(0.15V + V_{ADEL} \times 1.46) \times 10^3}{5} \times \frac{1}{1A} \approx 30.4k\Omega \quad (127)$$

Выберем стандартное значение резистора:

$$R_{DELAB} = 30.1k\Omega \quad (128)$$

---

**Примечание:** Если у вас есть работающий прототип, рекомендуем произвести тонкую настройку  $t_{ABSET}$  при незначительной нагрузке на пик и долину резонанса между  $L_S$  и емкости ключа. В этой конструкции задержка была установлена на уровне 10% нагрузки. Пожалуйста, см. Рис. 5.

---

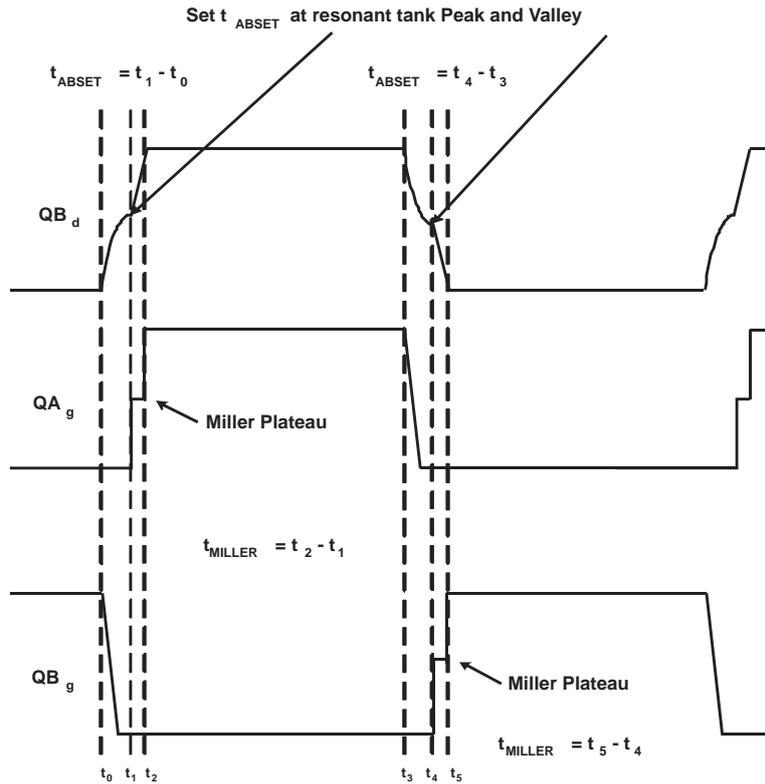


Рис. 5.  $t_{ABSET}$  для достижения долины переключения при малых нагрузках

Начальная стартовая точка для задержек включения ( $t_{CDSET}$ ) QC и QB должна быть изначально настроена для той же задержки, как задержки включения QA и QB (Pin 6). Следующие уравнения программируют задержки включения QC и QB ( $t_{CDSET}$ ) путем соответствующего выбора резистора  $R_{DELCD}$  (Pin 7).

$$t_{ABSET} = t_{CDSET} \quad (129)$$

Резистор  $R_{DELCD}$  программирует  $t_{CDSET}$ :

$$R_{DELCD} = \frac{(t_{ABSET} - 5ns)}{ns} \times \frac{(0.15V + V_{ADEL} \times 1.46) \times 10^3}{5} \times \frac{1}{1A} \approx 30.4k\Omega \quad (130)$$

Выберем стандартный резистор:

$$R_{DELCD} = 30.1k\Omega \quad (131)$$

---

**Примечание:** Если у вас есть работающий прототип, рекомендуется тонкая настройка  $t_{CDSET}$  при незначительной нагрузке. В этой конструкции CD узел был установлен в долине переключения при уровне примерно 10% нагрузки. Пожалуйста, обратитесь к рис. 6. Получение ZVS при легкой нагрузке с коммутационного узла QD<sub>d</sub> легче из-за отраженного выходного тока присутствующего в первичной обмотке трансформатора при включении/выключении QD и QC. Это потому, что было больше пикового тока доступно для активизации LS перед этим переходом, по сравнению с включением/выключением QA и QB.

---

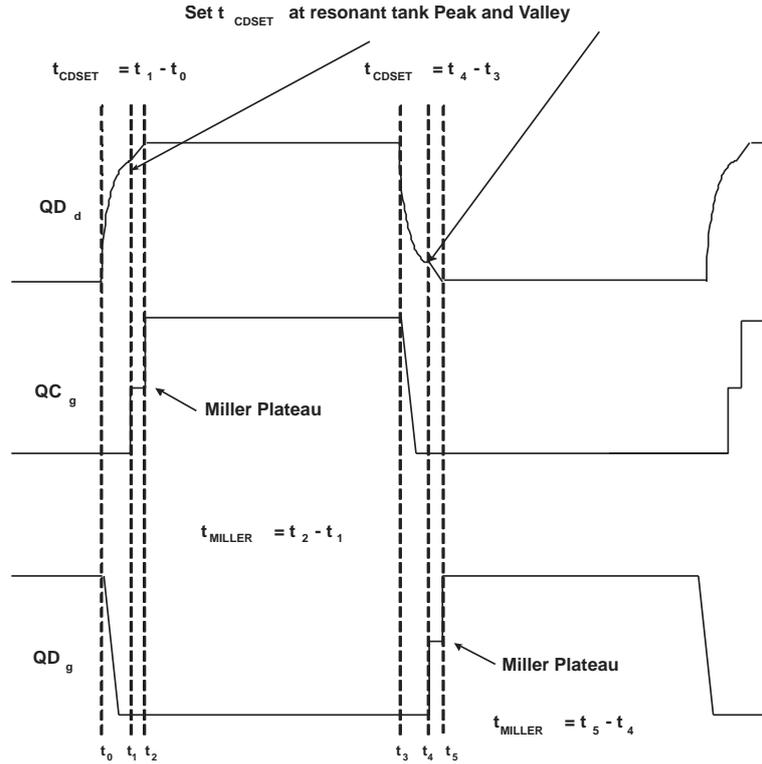


Рис. 6.  $t_{CDSET}$  для достижения долины переключения при малых нагрузках

Существует программируемая задержка для выключения полевого транзиста QF после выключения QA ( $t_{AFSET}$ ) и выключение полевого транзистора QE после выключения QB ( $t_{BESET}$ ). Хорошее место, чтобы установить эти задержки на 50% от  $t_{ABSET}$ . Это гарантирует, что соответствующие синхронные выпрямители выключатся перед АВ переходом ZVS. Если задержка слишком велика, это вызовет не правильное перекрытие OUTE и OUTF, и это создаст избыток проводимости диода на полевые транзисторы QE и QF.

$$t_{AFSET} = t_{BESET} = t_{ABSET} \times 0.5 \quad (132)$$

Резистивный делитель, образованный  $R_{CA1}$  и  $R_{CA2}$ , программирует  $t_{AFSET}$  и  $t_{BESET}$  диапазон задержки UCC28950.

Выберем стандартное значение для резистора  $R_{CA1}$ .

**Примечание:**  $t_{AFSET}$  и  $t_{BESET}$  могут быть запрограммированы в пределах от 32 нс до 1100 нс.

$$R_{CA1} = 8.25k\Omega \quad (133)$$

Напряжения на ножке  $A_{DELEF}$  м/сх UCC28950 ( $V_{ADELEF}$ ) должно быть установлено при помощи  $R_{CA2}$ , основываясь на следующих условиях.

Если  $t_{AFSET} < 170$  нс, установить  $V_{ADEL} = 0.2$  В,  $t_{ABSET}$  может быть запрограммирована между 32 и 170 нс:

Если  $t_{ABSET} \geq 170$  нс, установить  $V_{ADEL} = 1.7$  В,  $t_{ABSET}$  может быть запрограммирована между 170 и 1100 нс:

На основе выбора  $V_{ADELEF}$ , рассчитаем  $R_{CA2}$ :

$$R_{CA2} = \frac{R_{CA1} \times V_{ADELEF}}{5V - V_{ADELEF}} \approx 4.25k\Omega \quad (134)$$

Выберем ближайшее стандартное значение резистора для  $R_{CA2}$ :

$$R_{CA2} = 4.22k\Omega \quad (135)$$

Пересчитаем  $V_{ADELEF}$ , основываясь на выбранном резисторе делителя:

$$V_{ADELEF} = \frac{5V \times R_{CA2}}{R_{CA1} + R_{CA2}} = 1.692V \quad (136)$$

Следующее уравнение используется для программирования  $t_{AFSET}$  и  $t_{BESET}$  путем соответствующего выбора резистора  $R_{DELEF}$ .

$$R_{DELEF} = \frac{(t_{AFSET} \times 0.5 - 4ns)}{ns} \times \frac{(2.65V - V_{ADELEF} \times 1.32) \times 10^3}{5} \times \frac{1}{1A} \approx 14.1k\Omega \quad (137)$$

Выбираем для дизайна стандартное сопротивление.

$$R_{DELEF} = 14k\Omega \quad (138)$$

Резистор  $R_{TMIN}$  программирует минимальное заполнение времени включения ( $t_{MIN}$ ), которое UCC28950 (ножка 9) может потребовать перед входом в пакетный режим. Если UCC28950 контроллер пытается требовать рабочий цикл времени включения меньший, чем  $t_{MIN}$ , источник питания войдет в пакетный режим работы. Пожалуйста, смотрите даташит UCC28950 для подробностей, касающихся пакетного режима. Для этой конструкции мы устанавливаем минимальное время 100 нс.

$$t_{MIN} = 100ns \quad (139)$$

Минимальное время включения устанавливается выбором  $R_{TMIN}$  по следующей формуле.

$$R_{TMIN} = \frac{(t_{MIN} - 15ns) \times 10^3}{6.6s} = 12.9k\Omega \quad (140)$$

Выбираем для дизайна стандартное сопротивление.

$$R_{TMIN} = 13k\Omega \quad (141)$$

Существует ножка, которая предназначена для настройки частоты переключения преобразователя (ножка 10). Частота может быть выбран путем корректировки резистора  $R_T$ .

$$R_T = \left( \frac{2.5 \times 10^6 \frac{\Omega Hz}{V}}{\frac{f_s}{2}} - \frac{\Omega}{V} \right) \times (V_{REF} - 2.5) \times 2.5 \times 10^3 \approx 60k\Omega \quad (142)$$

Выбираем для дизайна стандартное сопротивление.

$$R_T = 61.9k\Omega \quad (143)$$

UCC28950 также обеспечивает компенсацию наклона для режима управления по пиковому току (вывод 12). Это можно сделать, установив  $R_{SUM}$  со следующими уравнениями. Следующие уравнения рассчитают необходимое количество компенсации склона ( $V_{SLOPE}$ ), которое необходимо для стабильности цикла.

**Примечание:** изменение тока намагничивания на первичном  $dI_{LMAG}$  способствует компенсации склона

$$\Delta I_{LMAG} = \frac{V_{IN}(1 - D_{TYP})}{L_{MAG} \times f_s} = 234mA \quad (144)$$

Для повышения помехоустойчивости  $V_{SLOPE}$  установлен, имеющим общий наклон, который будет равняться 10% от максимального сигнала датчика тока (0,2 V) за один период переключения индуктора.

$$V_{SLOPE1} = 0.2V \times f_s = \frac{0.04V}{\mu S} \quad (145)$$

$$V_{SLOPE2} = \frac{\left( \frac{dI_{OUT}}{a1 \times 2} - dI_{LMAG} \right) \times R_s \times f_s}{a2 \times (1 - D_{TYP})} = \frac{1mV}{\mu S} \quad (146)$$

Если  $V_{SLOPE2} < V_{SLOPE1}$ , установить  $V_{SLOPE} = V_{SPOLE1}$

Если  $V_{SLOPE2} > V_{SLOPE1}$ , установить  $V_{SLOPE} = V_{SPOLE2}$

$$R_{SUM} = \frac{2.5V \times 10^3 \Omega}{V_{SLOPE} \times 0.5 \mu S} \approx 125.4k\Omega \quad (147)$$

Выберем стандартный резистор для  $R_{SUM}$ .

$$R_{SUM} = 127k\Omega \quad (148)$$

Для повышения эффективности на легкой нагрузке UCC28950 запрограммирована (ножка 12, DCM) при состоянии легкой нагрузки, чтобы выключить синхронные полевые транзисторы на вторичной стороне преобразователя (QE и QF). Этот порог программируется с резистивного делителя, образованного  $R_E$  и  $R_G$ . Этот DCM порог должен быть установлен на уровне перед тем как ток индуктора становится разрывным. Следующее уравнение устанавливает синхронные выпрямители в выключенное состояние при 15% токе нагрузки.

$$V_{RS} = \frac{\left( \frac{P_{OUT} \times 0.15}{V_{OUT}} + \frac{\Delta I_{LOUT}}{2} \right) \times R_s}{a1 \times a2} = 0.29V \quad (149)$$

Выберем для  $R_G$  стандартное значение резистора.

$$R_G = 1k\Omega \quad (150)$$

Рассчитаем резистор  $R_E$ .

$$R_E = \frac{R_G(V_{REF} - V_{RS})}{V_{RS}} \approx 16.3k\Omega \quad (151)$$

Выберем стандартное значение резистора

$$R_E = 16.9k\Omega \quad (152)$$

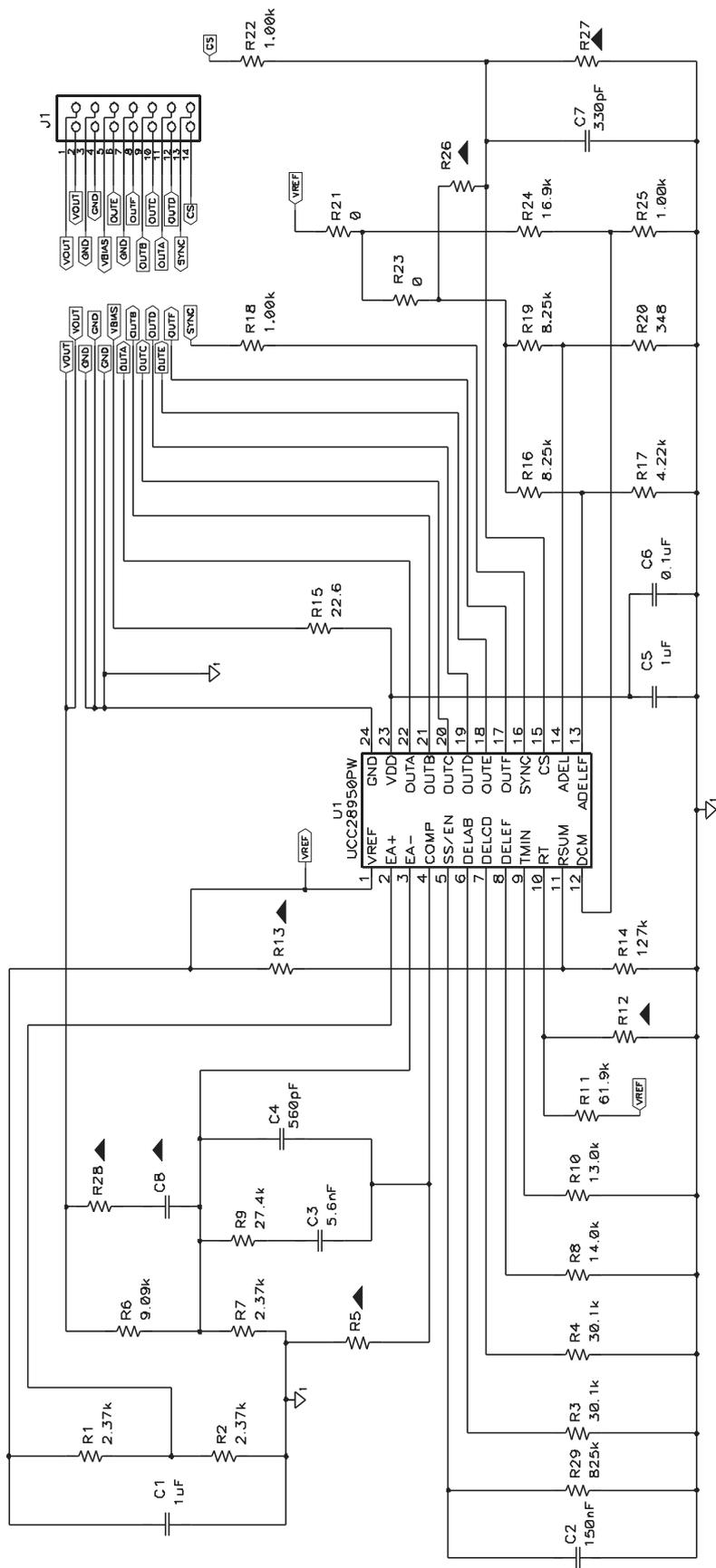


Рис. 7. Схема дочерней платы

**Примечание:** черные треугольники десигнаторов не заполнены.



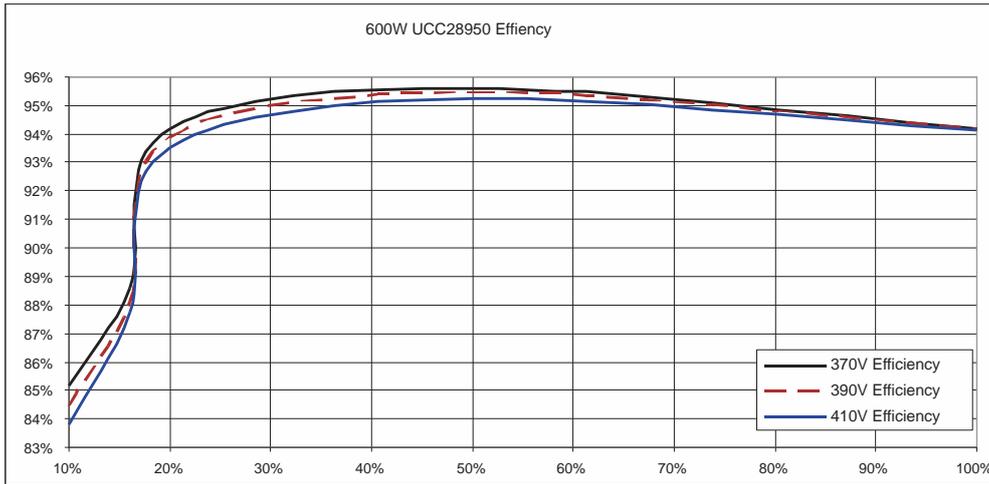


Рис. 9. Эффективность фазосдвигающего полного моста мощностью 600-Вт

Драйверы затвора полного моста и узлы первичных ключей ( $Q_{Bd}$  и  $Q_{Dd}$ ) при  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 5\text{ А}$ .

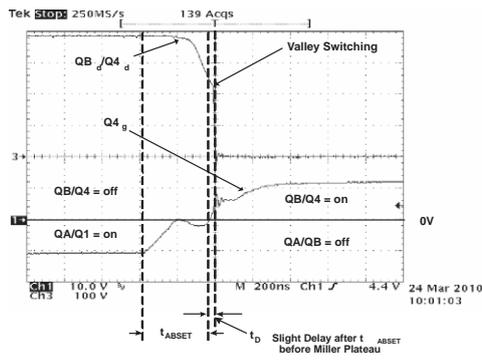


Рис. 10.  $Q_{4g}$   $Q_{4d}$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 5\text{ А}$

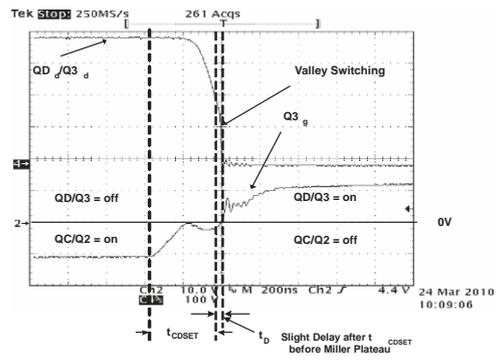


Рис. 11.  $Q_{3g}$   $Q_{3d}$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 5\text{ А}$

**Примечание:** Драйверы затвора выглядят несколько иначе, чем рис. 5 и 6. Это потому, что с ними были использованы затворные трансформаторы, имеющие коэффициент трансформации 1:2, а не 1:1. При 10% нагрузке первичных узлов ключей происходят долины переключения

Драйверы затвора полного моста и узлы ключей при  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 10\text{ А}$

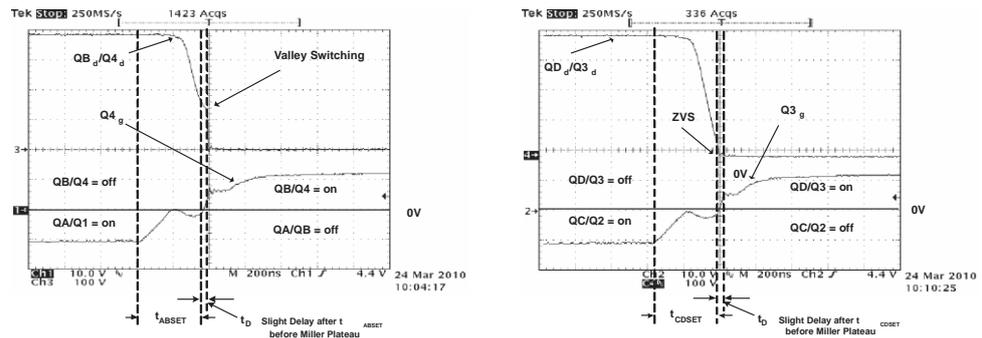


Рис. 12.  $Q4_g$   $Q4_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 10\text{ А}$  Рис. 13.  $Q3_g$   $Q3_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 10\text{ А}$

**Примечание:** Узел коммутации  $QB_d/Q4_d$  является долина коммутации и узел  $QD_d/Q3_d$  добился ZVS. Пожалуйста, см. Рис. 12 и Рис. 13. Это не редкость для узла коммутации  $QD_d/Q3_d$  получить ZVS перед  $QB_d/Q4_d$ . Это потому, что в течении перехода напряжения узла коммутации  $QD_d/Q3_d$ , отраженный выходной ток обеспечивает мгновенную энергию для танкования LC резонанса при узле коммутации. Где при переходе узла коммутации  $QB_d/Q4_d$  первичка замкнута на стороне высокого или стороне низкого полевыми транзисторами в H мосте. Этот переход, зависит от энергии, запасенной в  $L_S$  и  $L_{LK}$ , чтобы обеспечить энергию для LC резонанса при узле коммутации  $QB_d/Q4_d$ , что делает это более продолжительным для достижения ZVS.

Драйверы затвора полного моста и узлы ключей при  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 25\text{ А}$

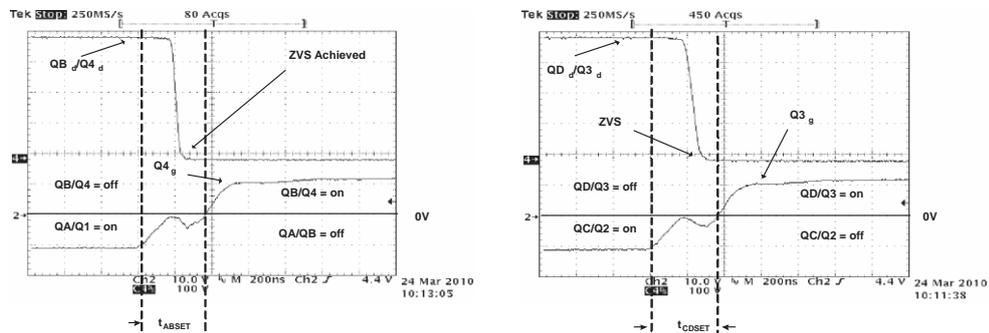


Рис. 14.  $Q4_g$   $Q4_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 25\text{ А}$

Рис. 15.  $Q3_g$   $Q3_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 25\text{ А}$

**ПРИМЕЧАНИЕ:** Если преобразователь работает на 25 и коммутационных узлов работают в нуль напряжения переключения (ZVS). Стоит также отметить, что нет никаких доказательств в ворота мельник плато при переключении водитель ворот. Это имеет смысл, потому что напряжение стока и истока полевых транзисторов QA через КТ уже переход перед воротами диски, которые перешли.

Full bridge gate drives and switch nodes at  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 50\text{ А}$

Figure 16.  $Q4_g$   $Q4_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 25\text{ А}$  Figure 17.  $Q3_g$   $Q3_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 25\text{ А}$

NOTE: ZVS was maintained from 50% to 100% output power.

12 References

1. Bill Andreycaк, "Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller" Unitrode Application Note SLUA107, 9/5/1999
2. Lazlo Balogh, "Design and Application Guide for High Speed MOSFET Gate Drive" Unitrode Power Supply Design Seminar 1400, Topic 2, 2001

Полный мост ворот приводов и коммутационных узлов при  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 50\text{ А}$

Рисунок 16.  $Q4_g$   $Q4_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 25\text{ А}$  Рисунок 17.  $Q3_g$   $Q3_d$ ,  $V_{IN} = 390\text{ В}$ ,  $I_{OUT} = 25\text{ А}$

ПРИМЕЧАНИЕ: ZVS поддерживалось с 50% до 100% мощности.

12 литература

1. Билл Andreusak ", сдвинутых по фазе, нулевое напряжение перехода Рассмотрение структуры и ШИМ UC3875

Контроллер "Unitrode применению SLUA107, 9/5/1999

2. Ласло Балог, "дизайн и руководство по применению для высокоскоростной MOSFET ворот Drive" Unitrode питания

Поставка Дизайн Семинар 1400, тема 2, 2001