

Проектирование обратноходового импульсного источника питания на основе микросхем CoolSet Infineon

Coolset — это высоковольтный силовой полевой транзистор, выполненный по технологии CoolMos, и схема аналогового и цифрового контроля в одном корпусе. Он используется для построения гальванически развязанного регулируемого преобразователя напряжения со всем комплексом необходимых защит (защита по току, защита от перегрева, защита от пониженного и повышенного напряжения питания). При этом необходим минимум внешне устанавливаемых компонентов. Рабочая частота схемы 67 и 100 кГц. Схема Coolset может применяться как для DC/DC, так и для AC/DC преобразователей напряжения мощностью до 120Вт при переменном (50 Гц) входном напряжении 85—265В, или до 240Вт при напряжении 195—265В. Работа от более низкого входного напряжения возможна при снижении мощности источника питания.

Схема обратноходового преобразователя напряжения с использованием Coolset представлена на Рис. 1

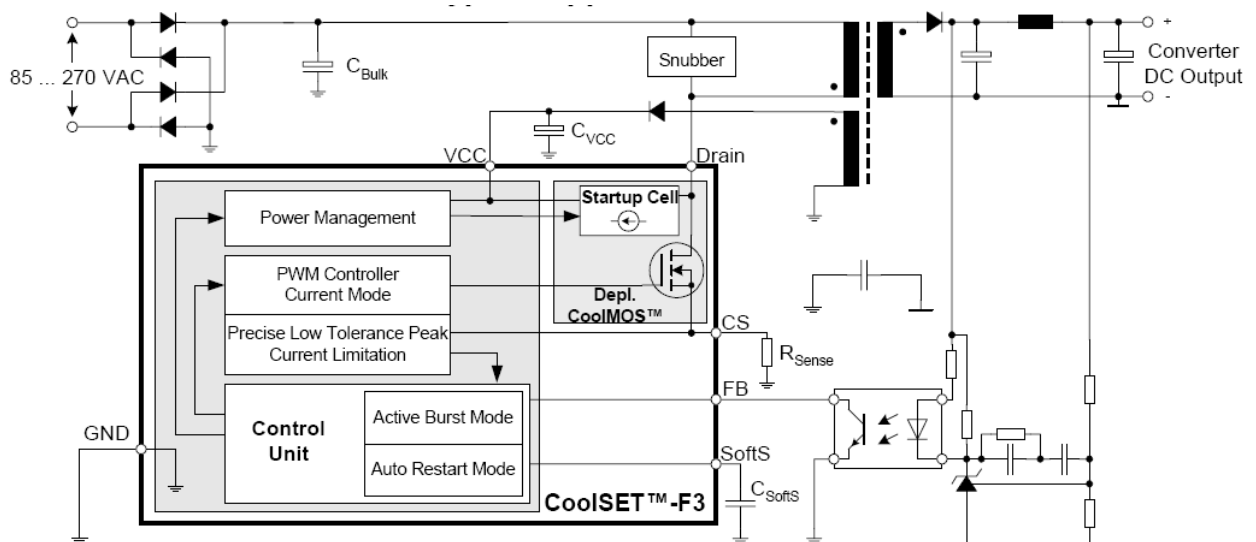


Рис.1 Схема AC/DC источника питания на основе CoolSet

Для построения источника питания по схеме, показанной на Рис.1, необходимо в первую очередь решить следующие вопросы:

- Определить основные параметры источника питания.
- Подобрать CoolSet, наиболее оптимальный для решения поставленной задачи.
- Для выбранного CoolSet спроектировать силовой трансформатор.
- Рассчитать оставшиеся Рис. 1 элементы схемы.

• Определение основных параметров $U_{AC\max}$, $U_{AC\min}$, $f_{сет}$, f_K , $U_{вых}$, $P_{вых}$, η . $U_{AC\max}$, $U_{AC\min}$ — максимальное и минимальное сетевое входное напряжение соответственно. $f_{сет}$ — частота сети 50 или 60 Гц. f_K — коммутационная рабочая частота преобразования. $U_{вых}$, $P_{вых}$ — выходное напряжение и выходная мощность, η — коэффициент полезного действия. Для CoolSet возможно несколько вариантов входного напряжения: 195-265В и универсальный вход 85-265В.

- Выбор CoolSet сводится к выбору из Таблицы 12 (Микросхемы управления AC/DC источником питания со встроенным ключом CoolSet Infineon), исходя из рекомендаций выходной мощности (при заданном входном диапазоне напряжений). При конечном выборе CoolSet в случае, если необходимо повысить эффективность преобразователя, выбирается прибор с меньшим сопротивлением R_{Dson} ключа.

- Определение входной емкости C_{bulk} , минимального постоянного входного напряжения U_{min} и коэффициента пульсаций. Входная ёмкость C_{bulk} фильтрует пульсации 100-120 Гц. Значение входной ёмкости влияет на минимальное входное постоянное напряжение и на коэффициент пульсаций. В среднем при входном напряжении $\sim 230\text{ В} \pm 15\%$ необходимо 1мкФ на 1 Вт, при входном напряжении $\sim 115\text{ В} \pm 15\%$ — 2 мкФ на 1 Вт выходной мощности. Значение U_{min} для заданной C_{bulk}

$$U_{min} = \sqrt{2U_{ACmin}^2 - \frac{2P_{Вых} \cdot \left(\frac{1}{2f_{сему}} - t_c \right)}{\eta \cdot C_{Bulk}}} \quad \text{где } t_c \text{ (время когда открыт выпрямитель) —}$$

2-3мс.

Коэффициент пульсаций входного напряжения

$$K_{puls} = \frac{2 \cdot (\sqrt{2}U_{ACmin} - U_{min})}{\sqrt{2}U_{ACmin} + U_{min}}$$

- Расчет трансформатора. Источник питания может работать как в режиме разрывных токов, так и в прерывистом режиме. Последний используется редко из-за неустойчивости. Рассмотрим прерывистый режим.

Пиковый ток через первичную обмотку равен

$$I_{pik} = \frac{V_{in} \cdot T_{on}}{L_{pri}}, \quad \text{где } T_{on} = \frac{\partial_{max}}{f_K}, \quad \text{где } \partial_{max} = 0,5 \text{ (50\%)} \text{ — максимальный рабочий цикл.}$$

Имеем $L_{pri} = \frac{U_{min} \cdot \partial_{max}}{I_{pik} \cdot f_K}$ проверяем выполнение условия $\frac{L_{pri} I_{pik}^2}{2} \cdot f_K > P_{вых}$.

Рассчитаем зазор

$$l_{gap} = \frac{0,4\pi L_{pri} I_{pik}^2}{A_C B_{max}^2}, \quad \text{где } A_C \text{ - площадь поперечного сечения сердечника } \text{м}^2, B_{max} \text{ —}$$

максимальная индукция (до 100кГц – 0,2-0,25Тл; до 500кГц – 0,1Тл; до 1МГц – 0,05Тл).

Выберем сердечник из ряда типов Epcos исходя из A_C , зазор l_{gap} исходя из допустимых

излучаемых помех должен быть минимален: не более 1-1.5мм. Рассчитаем количество витков в трансформаторе

$$N_{pri} = \sqrt{\frac{L_{pri}}{A_L}}, \quad \text{где } A_L \text{ - индуктивность на один виток (приводится производителем на}$$

феррит при заданном зазоре нГ/вит). Рассчитаем число витков во вторичной обмотке

$$N_{sec} = \frac{N_{pri} (U_{вых} + U_{fwd})}{U_{min}} \cdot \frac{1 - \partial_{max}}{\partial_{max}}, \quad \text{где } U_{fwd} \text{ - прямое падение на диоде.}$$

Коэффициент трансформации равен

$$K_{mp} = \frac{N_{pri}}{N_{sec}}$$

- Выбор схемы снаббера. Возможно применение двух вариантов – RCD снаббер и D+TVS (диод + TVS диод), последняя схема требует особого внимания и тщательного выбора напряжения срабатывания стабилитрона, так как неправильный выбор может привести к его выходу из строя. Определим максимальное напряжение на ключе

$$U_{DS} = \sqrt{2}U_{ACmax} + K_{mp} \cdot U_{вых}$$

Также к этому напряжению добавляется напряжение «шпильки», связанное с выбросом на индуктивности рассеяния. Напряжения на снаббере равно $K_{mp} \cdot U_{вых}$. При проектировании снаббера с использованием TVS диода

необходимо, чтобы его пробивное напряжение было больше чем напряжение на снаббере, так как напряжение пробоя нестабильно и сильно зависит от температуры. В случае, если напряжение пробоя сравняется с $K_{mp} \cdot U_{вых}$, TVS диод выйдет из строя. Также

необходимо следить, чтобы $U_{DS} = \sqrt{2}U_{ACmax} + K_{mp} \cdot U_{вых} + \text{«шпилька»}$ не превысили максимально допустимого значения $U_{dsmax} = 650V$. При использовании RCD снаббера желательно использовать диод с малым временем прямого включения (это позволит снизить уровень «шпильки» в момент включения диода), однако это приведёт к небольшому нагреву диода.

$$C_{Clamp} = \frac{I_{pik}^2 L_{LK}}{(K_{mp} \cdot U_{вых} + V_{Clamp}) V_{Clamp}} \quad \text{где } V_{Clamp} = 650V - \sqrt{2}U_{ACMAX} - K_{mp} \cdot U_{вых}$$

L_{LK} - индуктивность рассеяния трансформатора

$$R_{Clamp} = \frac{(V_{Clamp} + K_{mp} \cdot U_{вых})^2 - (K_{mp} \cdot U_{вых})^2}{0,5 L_{LK} I_{pik}^2 f_K}$$

- Расчет схемы защиты от короткого замыкания и схемы поциклового ограничения тока заключается в расчете резистора- датчика тока R_{sense}

$$R_{sense} = \frac{U_{озп}}{1,1 I_{pik}} U_{озп}$$

- напряжение компаратора, при котором начинается ограничение тока – 1В, 1,1 – коэффициент запаса, который исключает ограничение выходной мощности в номинальном режиме.

- Расчет схемы мягкого старта

$$t_{SoftStart} = 0,79 \cdot C_{SStart} \cdot R_{SStart} \quad \text{где } R_{SStart} = 50k\Omega$$

- Расчёт схемы выходного выпрямителя

Максимальное допустимое обратное напряжение, которое должен выдерживать выходной диод

$$V_{RDiode} = U_{вых} + \sqrt{2}V_{ACMAX} / K_{mp}$$

Пиковый ток, который должен выдерживать диод

$$I_{SDiode} = I_{pik} \cdot K_{mp}$$

Средний ток через выходной диод

$$I_{SRMS} = I_{SDiode} \sqrt{\frac{\Delta_{max}}{3}}$$

Минимальное значение выходной ёмкости равно

$$C_{out\ min} = \frac{I_{вых_max} \Delta_{max}}{V_{puls}} \text{ где } V_{puls} - \text{напряжение пульсаций на выходе, } I_{вых_max} -$$

максимальный ток нагрузки

Ток пульсаций, который должен выдерживать конденсатор —

$$I_{Ripple} = \sqrt{I_{SRMS}^2 - I_{вых_max}^2} \text{ где } I_{вых_max} = \frac{P_{вых}}{U_{вых}}$$

- Расчет схемы собственного питания преобразователя

В микросхеме имеется собственный источник тока, соединённый через стоковую цепь силового транзистора с конденсатором питания. В момент, когда напряжение на конденсаторе C_{VCC} достигнет 5В, включается цифровая часть, при достижении напряжения питания 15В включается схема управления выходным транзистором

Ёмкость C_{VCC} равна $\frac{I_{VCCSup2} t_{softStart}}{V_{start}}$ где V_{start} — напряжение, при котором происходит

запуск микросхемы, $I_{VCCSup2}$ — ток потребления микросхемы в рабочем режиме 8мА,

$t_{softStart}$ — время запуска. При проектировании необходимо рассчитывать так обмотку для

собственного питания микросхемы, чтобы при минимальном входном напряжении

напряжение на выходе всегда было больше чем $V_{VCC-ON} + V_F$, где V_{VCC-ON} —

напряжение запуска микросхемы 15,8В, V_F - прямое падение на диоде. Также

необходимо ввести в схему дополнительный параметрический стабилизатор, который будет ограничивать максимальное напряжение питания на уровне допустимого — 22В

К диоду схемы собственного питания не предъявляется особых требований, по

напряжению рассчитывается как и для выходного напряжения, ток потребления до 10мА.

- Расчет схемы обратной связи

Возможны различные схемы построения обратной связи по напряжению от самых простых - с использованием оптопары и стабилитрона (применяется там, где не предъявляется особых требований к стабильности выходного напряжения) до схемы на основе интегрального прецизионного источника опорного напряжения LMV431 (NSC). Эта схема обладает высокой точностью регулировки выходного напряжения и применима для любой мощности и любого выходного напряжения.

$$\text{Для LMV431 (NSC). } V_{REF} = 2,5\text{В } I_{KAMIN} = 1\text{мА } I_{FMAX} = 20\text{мА}$$

Оптопару к примеру возьмём Vishay SFH617-3 $G_c = 1 \dots 2$ и $CTR = 100\% \dots 200\%$ $V_{FD} = 1,2\text{В}$

Максимальный ток через транзистор оптопары, когда она полностью открыта

$$I_{FBMAX} = 1,75\text{мА}, \text{ минимальный ток } I_{FBMIN} = 0,5\text{мА}$$

Эти токи заданы внутренними элементами микросхемы

Делитель рассчитывается

$$R_1 = R_2 \cdot \left(\frac{U_{вых}}{V_{REF}} - 1 \right) \text{ где } R_1 + R_2 \gg R_{нагр} \quad R_2 < R_{BX_LMV431}$$

Резистор $R_3 \geq \frac{(U_{\text{вых}} - (V_{FD} + V_{REF}))}{I_{FMAX}}$ (включённый последовательно с оптопарой)

ограничивает максимальный ток через LMV431

$$R_3 \geq \frac{(U_{\text{вых}} - (V_{FD} + V_{REF}))}{I_{FMAX}}$$

Резистор (включённый параллельно оптопаре и R3) задаёт начальный ток через LMV431

Коэффициент передачи усилителя ошибки и оптопары равен $K_{FB} = \frac{Gc \cdot 3700\text{ohm}}{R_3}$

Коэффициент передачи делителя равен $K_{VD} = \frac{V_{REF}}{U_{\text{вых}}}$

Коэффициент нестабильности равен $\alpha = \frac{1}{K_{VD} \cdot K_{FB} \cdot K_{LMV431}} \cdot 100\%$

Где $K_{LMV431} = \frac{R_5}{R_3 // R_4}$ — коэффициент передачи по переменному току LMV431

Коэффициент передачи K_{LMV431} задаётся исходя из требуемой нестабильности. Также от обратной связи требуется быстродействие. Граничная частота усиления LMV431

определяется как $f = \frac{1}{2\pi R_5 C_2}$ (выбирается по графику исходя из коэффициента

передачи).

Цепь C_1, R_5 компенсирует наклон АЧХ петли обратной связи $f = \frac{1}{2\pi R_{\text{нагр}} C_{\text{вых}}}$

- Выбор входного диодного моста

Максимально допустимое напряжение которое должен выдерживать диодный мост

$$U_R \geq 1,2 \cdot \sqrt{2} U_{AC \text{ max}}$$

Допустимый ток

$$I_F = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta U_{ACMIN} \cdot \varphi} \text{ где коэффициент мощности } \varphi = 0,5-0,7$$

- Рекомендации по проектированию трансформатора

Потери связанные с паразитными параметрами складываются из:

Потерь в снаббере, связанных с индуктивностью рассеяния $P1 \sim P_{\text{вых}} \cdot L_{LK}$

Потерь, связанных с межобмоточной и межвитковой ёмкостью $P2 \sim \Sigma C(U_{in} - U_{out})^2 \cdot f_k$
 $P = P1 + P2$

Потери, связанные с межвитковой и межобмоточной ёмкостью, выделяются в виде дополнительной мощности, которая выделяется на транзисторе (IC – CoolSet, Topswich, Viper).

Потери, связанные с индуктивностью рассеяния, выделяются в виде тепла в снаббере

1. Необходимо стремиться уменьшить индуктивность рассеяния трансформатора! Это достигается за счёт улучшения магнитной связи между первичной и вторичной обмотками. Например, можно разбить первичную и вторичную обмотки на несколько

частей и намотку выполнить чередуя – «первичная-вторичная-первичная». Предпочтительнее эти части обмоток соединять последовательно! (Из-за того, что в разных слоях намотки различается магнитная связь, ЭДС будет немного отличаться, и могут возникнуть дополнительные потери в виде дополнительного нагрева в проводе).

2. Необходимо стремиться уменьшить межвитковую и межобмоточную ёмкость трансформатора! Межвитковая ёмкость уменьшается за счёт правильного алгоритма укладки провода. Межобмоточная ёмкость уменьшается за счёт увеличения толщины изоляции, уменьшения площади намотки и за счёт правильного выведения начала и конца обмотки.

Пункт 1. и Пункт 2. противоречат друг другу! При уменьшении индуктивности рассеяния за счёт улучшения магнитной связи обмоток увеличивается паразитная ёмкость! Необходимо оптимизировать индуктивность рассеяния трансформатора и паразитную ёмкость. Оптимизация проводится в каждом конкретном случае в зависимости от мощности SMPS.

В случае, когда микросхема управления, интегрированная с ключом, выполнена в корпусе DIP или SOIC (мощность SMPS < 50-60Вт), и мощность рассеяния микросхемы < 1W, необходимо уменьшать P2 (потери, связанные с паразитными емкостями) — то есть уменьшать паразитные ёмкости!

В случае, когда микросхема управления, интегрированная с ключом, выполнена в корпусе TO220, TO247 (мощность SMPS > 50-60Вт), и мощность которую может рассеять микросхема, достаточно большая (ограничена радиатором), необходимо уменьшать P1 (потери, связанные с индуктивностью рассеяния) — то есть уменьшать индуктивность рассеяния!