

# AN-6104

## Расчёт резонансного LLC преобразователя с использованием FAN7688

### Введение

Среди многих резонансных преобразователей, резонансный LLC преобразователи являются самой популярной топологией для приложений с высокой плотностью мощности, поскольку эта топология имеет много преимуществ по сравнению с другими резонансными топологиями; она может регулировать выход по всему диапазону изменения нагрузки с относительно малым изменением частоты коммутации, она может достичь нулевого напряжения переключения (ZVS) для первичных переключателей и нулевого тока переключения (ZCS) для вторичных выпрямителей, а резонансная катушка индуктивности может быть интегрирована в трансформатор. FAN7688 является расширенным контроллером с частотно импульсной модуляцией (PFM) для LLC резонансных преобразователей с синхронным выпрямителем (SR), который предлагает лучшую в классе эффективность для изолированных DC/DC преобразователей. По сравнению с обычными контроллерами PFM, присутствующими на рынке, FAN7688 предлагает несколько уникальных особенностей, которые могут максимизировать эффективность, надежность и производительность.

**1. Управление зарядом тока:** Режим управления по напряжению обычно используется для резонансного LLC преобразователя, где выходное напряжение усилителя ошибки напрямую контролирует частоту переключения. Тем не менее, расчёт схемы компенсации резонансного LLC преобразователя является относительно сложным, так как частотная характеристика резонансного LLC преобразователя с управлением режимом напряжения имеет очень сложные характеристики с четырьмя полюсами, где расположение полюсов меняется с изменением входного напряжения и условий нагрузки. FAN7688 использует технику токового метода управления режимом на основе управления зарядом, что обеспечивает лучшую функцию передачи управление-выход каскада мощности и упрощает конструкцию петли обратной связи, позволяя истинное ограничение входной мощности и возможности присущие линии прямой связи.

**2. Управление с отслеживанием обоих фронтов SR:** FAN7688 использует метод адаптации с отслеживанием обоих фронтов, который предвосхищает момент пересечения нуля током SR по сравнению к двум различным ссылкам времени. Эта методика не только сводит к минимуму время простоя во время нормальной работы, но и обеспечивает стабильную SR контроль при любом переходном режиме и изменения.

Это приложение записке представлены конструктивные соображения резонансного LLC полумостового преобразователя с использованием FAN7688. Оно включает в себя объяснение принципа действия резонансного LLC преобразователя, проектирование трансформатора, резонансной цепи и выбора компонентов. Процедура проектирования шаг за шагом объясняется примерами расчёта, помогающими проектировать LLC резонансный преобразователь.

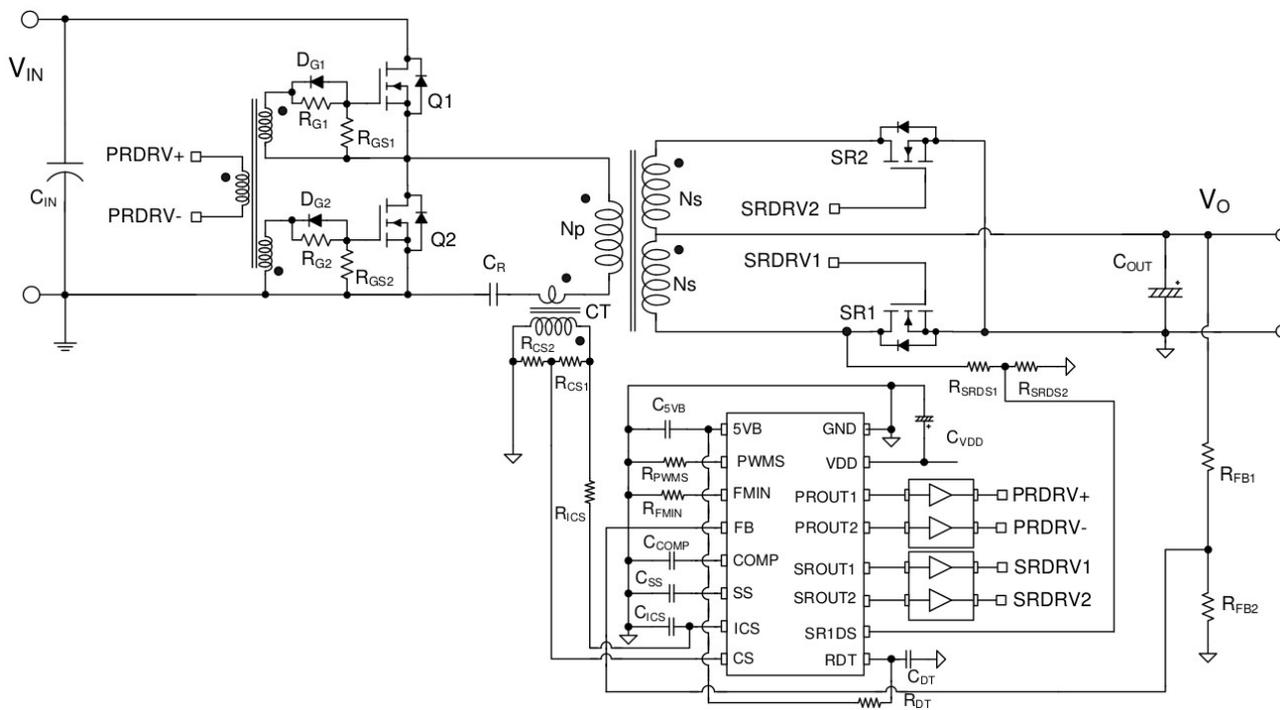


Рис.1. Схема полумостового резонансного LLC преобразователя

## Резонансный LLC конвертер и основные приближения

На рис.2 показана упрощенная схема с полумостового резонансного LLC преобразователя, где  $L_m$  является индуктивностью намагничивания, которая выступает в качестве шунта индуктора,  $L_r$  является последовательной резонансной индуктивностью и  $C_r$  является резонансным конденсатором. На рис.3 показаны типичные формы сигналов резонансного LLC преобразователя. Предполагается, что рабочая частота совпадает с резонансной частотой, определяемой резонансом между  $L_r$  и  $C_r$ . Так как индуктивность намагничивания относительно невелика, существует значительное количество тока намагничивания ( $I_m$ ), который свободно циркулирует в первичной обмотке, не будучи вовлеченным в передачу электроэнергии. Ток первичной обмотки ( $I_p$ ) является суммой тока намагничивания и тока вторичной обмотки, отраженного в первичную через коэффициент трансформации.

В общем случае, резонансная LLC топология состоит из трех ступеней, показанных на рис.2; Генератор прямоугольного напряжения, резонансная схема и схема выпрямителя.

1. Генератор прямоугольного напряжения производит прямоугольное напряжение  $V_d$  управляя переключателями  $Q_1$  и  $Q_2$  попеременно с 50% рабочим циклом для каждого ключа. Маленький мертвое время обычно вводится между последовательными переходами. Генератор прямоугольного напряжения может быть построен на основе полного моста или полумоста.
2. Резонансная цепь состоит из конденсатора, индуктивности рассеяния и индуктивности намагничивания трансформатора. Резонансная цепь фильтрует высшие гармоники токов. По существу, только синусоидальный ток может протекать через резонансную цепь, даже если квадратная волна напряжения применяется к резонансной цепи. Ток ( $I_p$ ) отстает от напряжения, приложенного к резонансной цепи (то есть, основной составляющей прямоугольной волны напряжения ( $V_d$ ), примененного к полумостовой двухтактной схеме), которая позволяет MOSFET-ам быть включенным с нулевым напряжением. Как показано на рис. 3, MOSFET включается в то время как напряжение на нем равно нулю при протекании тока через анти-параллельный диод.
3. Цепь выпрямителя производит напряжение постоянного тока путем выпрямления тока переменного тока с диодами и конденсатором. Выпрямитель может быть реализован в виде двухполупериодного моста или конфигурации с отводом от средней точки обмотки и емкостным выходным фильтром.

### Square Wave Generator

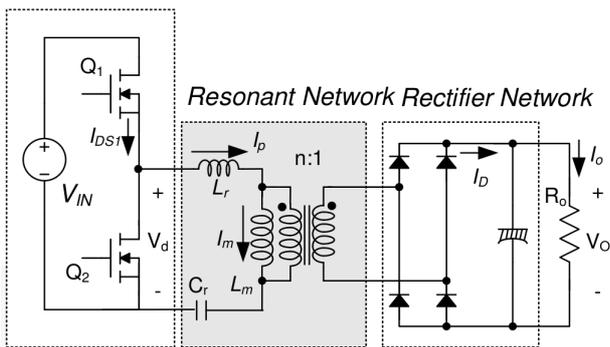


Рис.2. Схема полумостовой резонансного LLC преобразователя

Фильтрующее действие резонансной сети позволяет использовать фундаментальные приближения для получения коэффициента передачи напряжения резонансного преобразователя, которые предполагают, что только основная составляющая входного напряжения прямоугольных импульсов к резонансной сети способствует передаче мощности к выходу. Поскольку схема выпрямителя на вторичной стороне действует как трансформатор сопротивления, сопротивление эквивалентной нагрузки отличается от фактического сопротивления нагрузки. На рис. 4 показано, как происходит это эквивалентное сопротивление нагрузки. Первичной стороны цепи заменяется источником синусоидального тока  $I_{ac}$  и прямоугольного напряжения  $V_{RI}$ , появляющегося на входе выпрямителя. Так как в среднем значение  $|I_{ac}|$  является выходным током,  $I_O$ ,  $I_{ac}$ , получается как:

$$I_{ac} = \frac{\pi \cdot I_O}{2} \sin(\omega t) \quad (1)$$

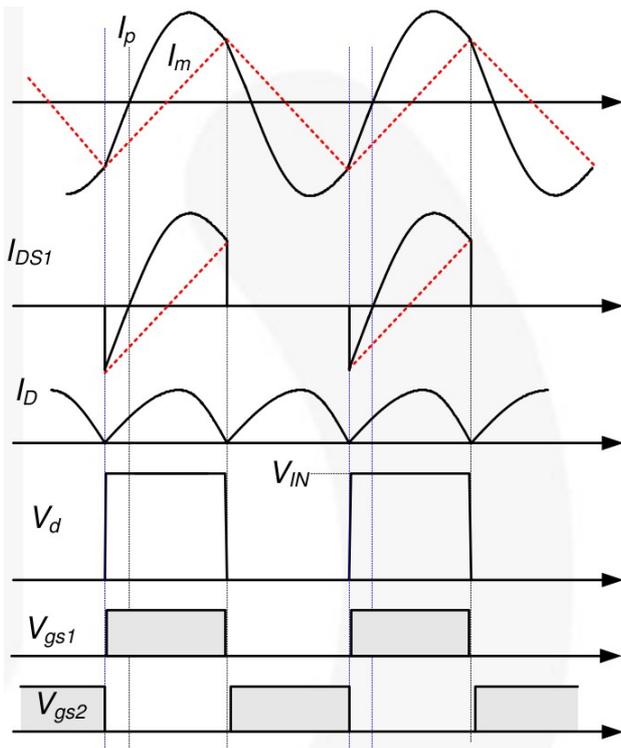
и  $V_{RI}$  определяется как:

$$\begin{aligned} V_{RI} &= +V_O & \text{if } \sin(\omega t) > 0 \\ V_{RI} &= -V_O & \text{if } \sin(\omega t) < 0 \end{aligned} \quad (2)$$

где  $V_O$  выходное напряжение.

Фундаментальный компонент  $V_{RI}$  определяется как:

$$V_{RI}^F = \frac{4V_O}{\pi} \sin(\omega t) \quad (3)$$



**Рис.3. Типичные осциллограммы полумостового резонансного LLC преобразователя**

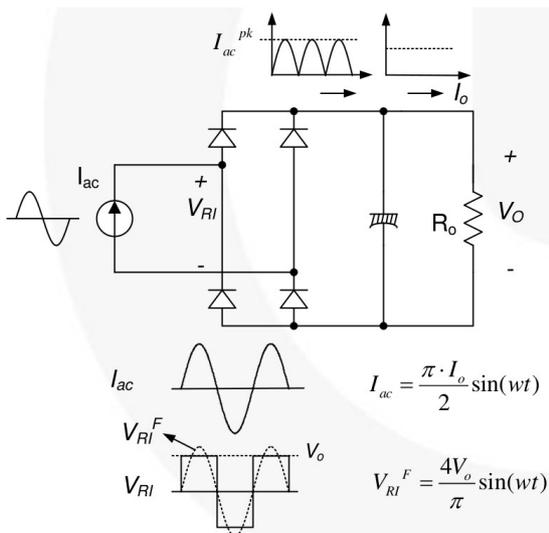
Так как гармонические составляющие  $V_{RI}$  не участвуют в передаче мощности, сопротивление эквивалентной нагрузки переменного тока может быть рассчитано путем деления  $V_{RI}^F$  на  $I_{ac}$  как:

$$V_{RI}^F = \frac{4V_O}{\pi} \sin(\omega t) \quad (4)$$

Принимая во внимание коэффициент трансформации ( $n = N_p / N_s$ ), эквивалентное сопротивление нагрузки приведенное к первичной обмотке получается как:

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_O \quad (5)$$

Используя эквивалентное сопротивление нагрузки, эквивалентная схема переменного тока получается, как показанная на рис.5, где  $V_d^F$  и  $V_{RO}^F$  являются основными компонентами приводного напряжения  $V_d$  и отраженного выходного напряжения  $V_{RO}$  ( $nV_{RI}$ ) соответственно.



**Рис.4. Вывод эквивалентного сопротивления нагрузки  $R_{ac}$**

С эквивалентным сопротивлением нагрузки, полученном в уравнении 5, могут быть получены характеристики резонансного LLC преобразователя. Использование эквивалентной схемы переменного тока, изображенной на рис.5, коэффициент передачи напряжения  $M$  получается как:

$$M = \frac{V_{RO}^F}{V_D^F} = \frac{n \cdot V_{RI}^F}{V_d^F} = \frac{\frac{4n \cdot V_O}{\pi} \sin(\omega t)}{\frac{4}{\pi} \frac{V_{in}}{2} \sin(\omega t)} = \frac{2n \cdot V_O}{V_{in}} \quad (6)$$

$$= \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_O}\right)^2 (m-1)}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_P^2} - 1\right) + j \frac{\omega}{\omega_O} \left(\frac{\omega^2}{\omega_O^2} - 1\right) (m-1) Q} \right|$$

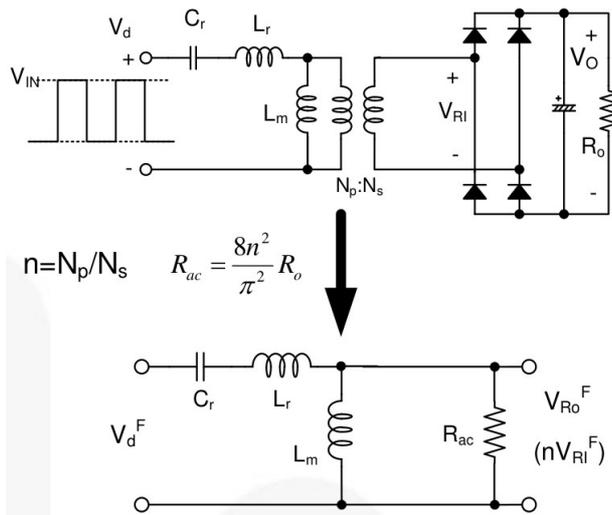
где:

$$L_p = L_M + L_r, \quad R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o, \quad m = \frac{L_p}{L_r}, \quad Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r} \frac{1}{R_{ac}}}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}}$$

Как можно видеть в уравнении (6), существуют две резонансные частоты. Одна определяется  $L_r$  и  $C_r$ , в то время как другая определяется  $L_p$  и  $C_r$ .

Уравнение (6) показывает единичный коэффициент передачи на резонансной частоте ( $\omega_o$ ), независимо от изменения нагрузки, которая дается как:

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{in}} = \frac{(m-1) \cdot \omega_p^2}{\omega_o^2 - \omega_p^2} = 1 \quad \text{при} \quad \omega = \omega_o \quad (7)$$



**Рис.5. Эквивалентная схема переменного тока для резонансного LLC преобразователя**

Коэффициент передачи в уравнении (6) показан на рис.6 для различных значений  $Q$  с  $m = 3$ ,  $f_o = 100$  кГц и  $f_p = 57$  кГц. Как было отмечено на рис.6, Резонансный LLC преобразователь показывает коэффициент передачи, который практически не зависит от нагрузки, когда частота переключения находится в районе резонансной частоты  $f_o$ . Это явное преимущество резонансного преобразователя LLC типа по сравнению с обычным последовательным резонансным преобразователем. Поэтому обычно преобразователь работает в районе резонансной частоты, что сводит к минимуму изменение частоты переключения.

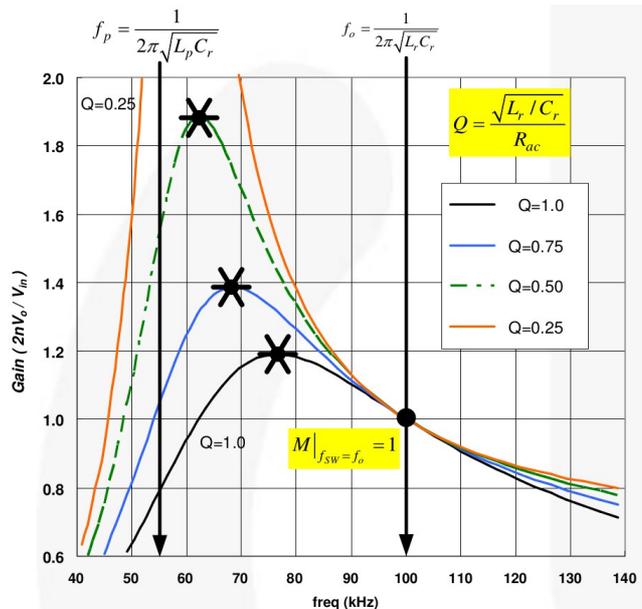
Рабочий диапазон резонансного LLC преобразователя ограничен пиковым коэффициентом передачи (достижимый максимум коэффициента передачи),

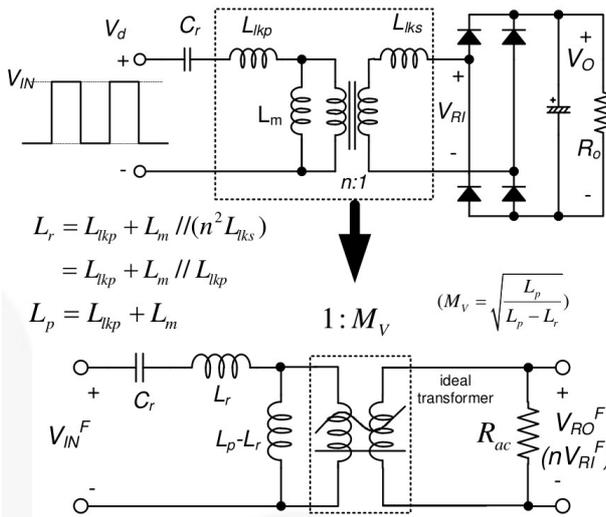
который обозначается символом '\*' на рис.6. Следует отметить, что пиковый коэффициент передачи имеет место не на  $f_o$  или  $f_p$ . Пиковый коэффициент передачи существует между  $f_o$  и  $f_p$ , как показано на рис.6. По мере уменьшения  $Q$  (при уменьшении нагрузки), пиковая частота передачи смещается к  $f_p$  и получается более высокое значение пикового коэффициента передачи. Между тем, при увеличении  $Q$  (по мере увеличения нагрузки), частота пикового коэффициента передачи смещается к  $f_o$  и пиковый коэффициент передачи уменьшается; таким образом, полное состояние нагрузки должно быть худшим случаем для расчёта резонансной цепи.

**Рис.6. Типичные кривые коэффициента передачи резонансного LLC преобразователя ( $m = 3$ )**

### Обсуждение интегрированного трансформатора

Для практического дизайна, он является общим для реализации магнитных компонентов (последовательной и шунтирующей индуктивностей), используя интегрированный трансформатор; где индуктивность рассеяния используется в качестве последовательной индуктивности, в то время как индуктивность намагничивания используется в качестве шунтирующей индуктивности. Когда магнитный компонент строится таким образом, эквивалентная схема на рис.5 должна быть модифицирована, как показано на рис.7, так как индуктивность рассеяния существует не только в первичной, но также и во вторичной обмотке. Отсутствие учёта индуктивности рассеяния во вторичной обмотке трансформатора, как правило, приводит к неправильной конструкции.





**Рис.7. Модифицированная эквивалентная схема для размещения индуктивности рассеяния вторички**

На рис.8, эффективный последовательный ( $L_p$ ) и шунтирующий индуктор ( $L_p - L_r$ ) получены в предположении, что  $n L_{iks} = L_{ikp}$  и ссылка индуктивности рассеяния вторичной обмотки в первичную:

$$L_p = L_m + L_{ikp} \quad (8)$$

$$L_r = L_{ikp} + L_m \parallel (n^2 L_{iks}) = L_{ikp} + L_m \parallel L_{ikp}$$

При манипулировании с актуальным трансформатором, эквивалентная схема с  $L_p$  и  $L_r$  является предпочтительной, так как эти значения могут быть легко измерены с данного трансформатора. В реальном трансформаторе,  $L_p$  и  $L_r$  могут быть измерены со стороны первичной обмотки при разомкнутой и замкнутой накоротко вторичной, соответственно.

На рис.8, обратите внимание, что вводится виртуальный

коэффициент передачи  $M_v$ , которое вызывается индуктивностью рассеяния вторичной обмотки. Регулируя коэффициент передачи уравнения (6) с использованием модифицированной эквивалентной схемы на фиг.8, получаем уравнение коэффициента передачи для интегрированного трансформатора:

$$M = \frac{2n \cdot V_o}{V_{IN}} = \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 \cdot (m-1) \cdot M_v}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j \frac{\omega}{\omega_o} \left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1\right) (m-1) Q^e} \right| \quad (9)$$

$$= \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 \sqrt{m(m-1)}}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j \frac{\omega}{\omega_o} \left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1\right) (m-1) Q^e} \right|$$

где:

$$R_{ac}^e = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2 M_v^2}, \quad m = \frac{L_p}{L_r}, \quad Q^e = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}}, \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}}$$

Коэффициент передачи на резонансной частоте ( $\omega_o$ ) фиксирован независимо от изменения нагрузки, которая дается как:

$$M = M_v = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad \text{при} \quad \omega = \omega_o \quad (10)$$

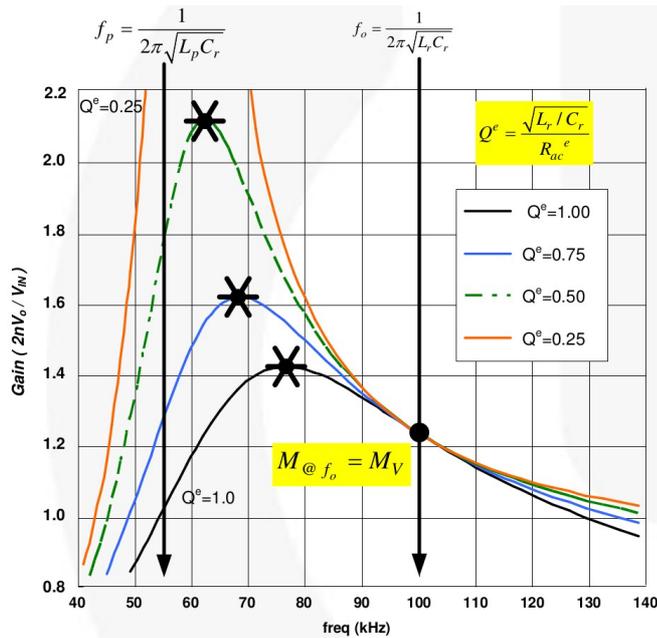
Коэффициент передачи на резонансной частоте ( $\omega_o$ ) равен единице при использовании индивидуального сердечника для последовательной индуктивности, как показано в уравнении (7). Тем не менее, при внедрении магнитных компонентов с интегрированным трансформатором, коэффициент передачи на резонансной частоте ( $\omega_o$ ) больше единицы из-за виртуального усиления, вызванного индуктивностью рассеяния во вторичной обмотке трансформатора.

Коэффициент передачи в уравнении (9), изображен на рис.8 при различных значениях  $Q^e$  с  $m = 3$ ,  $f_o = 100$  кГц и  $f_p = 57$  кГц. Как было отмечено на рис.8, резонансный LLC преобразователь показывает характеристики коэффициента передачи практически не зависящие от нагрузки, когда частота переключения находится в районе резонансной частоты,  $f_o$ .

### Достижимый Максимальный коэффициент передачи

Даже несмотря на то пиковый коэффициент передачи при заданном условии, может быть получена с помощью коэффициента передачи в уравнении (6), то затрудняет выражение пикового коэффициента передачи в явном виде. Для упрощения анализа и проектирования, пиковые коэффициенты передачи получены с помощью инструментов моделирования и показаны на рис.9, который показывает, как пиковый коэффициент передачи (достижимый максимум коэффициента передачи) зависит от  $Q$  для различных значений  $m$ . Оказывается, что более высокий пиковый коэффициент передачи может быть получен за счет уменьшения значений  $m$  или  $Q$ . При заданной резонансной частоте ( $f_o$ ) и значении  $Q$ , уменьшение  $m$  означает уменьшение индуктивности

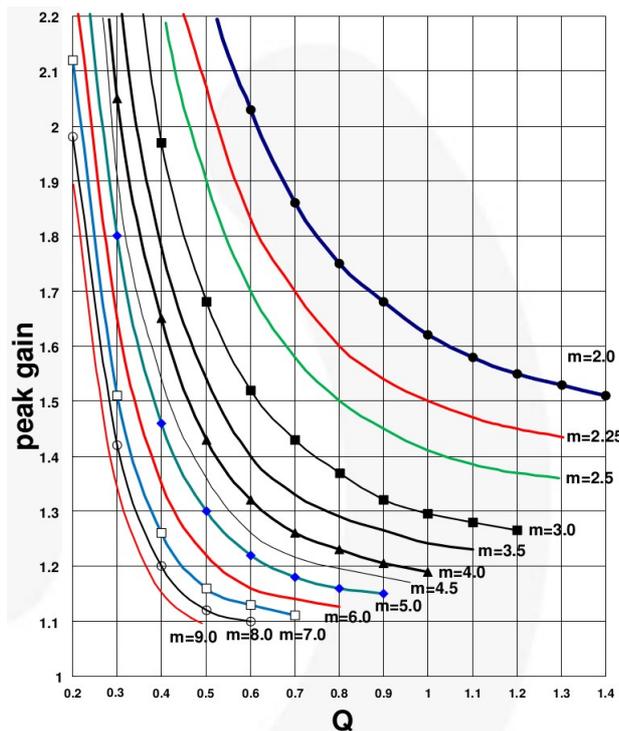
намагничивания, что приводит к увеличению циркулирующего тока. Соответственно, существует компромисс между доступным диапазоном коэффициента передачи и потерь проводимости.



**Рис.8. Типичные кривые коэффициента передачи резонансного LLC преобразователя ( $m = 3$ ) использующего интегрированный трансформатор**

Выше частоты пикового коэффициента передачи, входное сопротивление резонансной цепи является индуктивным и входной ток резонансной цепи ( $I_p$ ) отстает по фазе от напряжения, приложенного к резонансной цепи ( $V_d$ ). Это позволяет MOSFET-ам включаться с нулевым напряжением (ZVS), как это показано на рис.10. В то же время, входное сопротивление резонансной цепи становится емкостным и  $I_p$  приводит  $V_d$  ниже частоты пикового коэффициента передачи. При работе в емкостной области, встроенный диод MOSFET обратно восстанавливается при переходе переключения, что приводит к серьезному шуму. Еще одна проблема вхождения в емкостную область является то, что выходное напряжение становится неконтролируемым, так как наклон коэффициента передачи меняется. Минимальная частота переключения должна быть

ограничены выше частоты пикового коэффициента передачи.



**Рис.9. Пиковый коэффициент передачи (достижимый максимум Gain) в зависимости от Q для различных значений m**

### Особенности FAN7688

FAN7688 является передовым контроллером с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) для резонансных LLC преобразователей с синхронным выпрямителем (SR), который предлагает лучшую в классе эффективность для изолированных DC/DC преобразователей. Он использует технологию токового режима основанный на управлении зарядом, где треугольная форма от генератора в сочетании с встроенным переключателем текущей информации для определения частоты переключения. Это обеспечивает лучшую передаточную функцию управление-выход каскада мощности, упрощает конструкцию петли обратной связи, позволяя истинную предельную мощность возможности ввода. Замкнутый контур плавного пуска предотвращает насыщение усилителя ошибки и позволяет монотонное повышение выходного напряжения независимо от состояния нагрузки. Двойной край отслеживания адаптивного управления мертвого времени минимизирует время проводимости диода тело, таким образом увеличивая

эффективность.

В таблице 1 показано описание подключения контактов FAN7688 и на рис. 11 показана типичная схема приложения резонансного LLC преобразователя с использованием FAN7688.

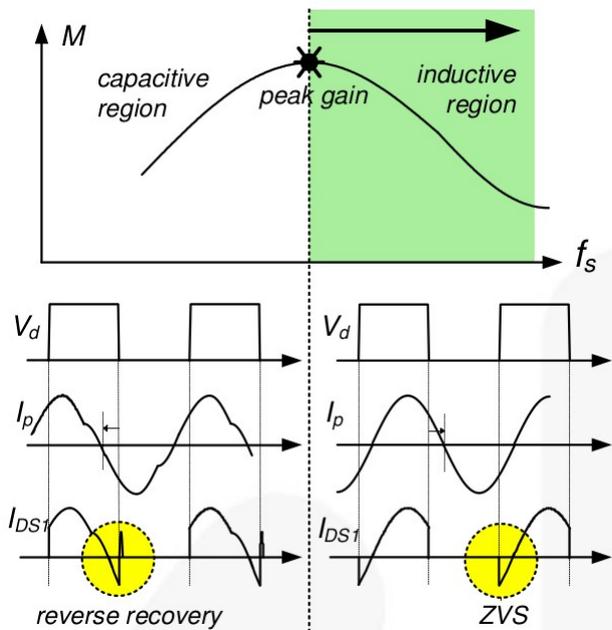


Рис.10. Рабочие осциллограммы для емкостных и индуктивных регионов

Таблица 1. Описание ножек FAN7688

Pin#	Name	Pin Description
1	5VB	5 V REF
2	PWMS	PWM mode entry level setting
3	FMIN	Minimum frequency setting pin
4	FB	Output voltage sensing for feedback control
5	COMP	Output of error amplifier
6	SS	Soft-start time programming pin
7	ICS	Current information integration pin for current mode control
8	CS	Current sensing for over-current protection
9	RDT	Dead time programming pin for the primary side switches and secondary side SR switches
10	SR1DS	SR1 Drain-to-source voltage detection
11	SROUT2	Gate drive output for the secondary side SR MOSFET 2
12	SROUT1	Gate drive output for the secondary side SR MOSFET 1
13	PROUT2	Gate drive output 2 for the primary side switch
14	PROUT1	Gate drive output 1 for the primary side switch
15	VDD	IC Supply voltage
16	GND	Ground



## Методика расчета

Представленная в этом разделе методика расчета использует схему на рис. 11 в качестве эталона, где резонансная катушка индуктивности реализуется с использованием индуктивности рассеяния. DC-DC преобразователь с выходом 250 Вт/12.5 В был выбран в качестве примера проектирования. Спецификации дизайна перечислены ниже:

- Номинальное входное напряжение: 400 В постоянного тока (выход ступени ККМ)
- Выход: 12,5 В / 20 А (250 Вт)
- Требуемое время удержания: 20 мс
- Конденсатор на выходе ККМ: 150 мкФ

### [Шаг-1] Определение спецификаций системы

В качестве первого шага, определим следующие спецификации.

**Расчетная эффективность ( $E_{ff}$ ):** Эффективность преобразования должна быть оценена, чтобы вычислить максимальную входную мощность при заданной максимальной выходной мощности. С предполагаемой эффективностью, максимальная входная мощность определяется как:

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{E_{ff}} \quad (11)$$

**Минимальное входное напряжение во время удержания:** Максимальное входное напряжение должно быть номинальным выходным напряжением ККМ (PFC), как:

$$V_{IN}^{max} = V_{O.PFC} \quad (12)$$

Несмотря на то, что ККМ поддерживает входное напряжение постоянным, оно падает во время удержания.

Минимальное входное напряжение с учетом требований времени удержания задается как:

$$V_{IN}^{min} = \sqrt{V_{O.PFC}^2 - \frac{2 P_{IN} T_{HLD}}{C_{BLK}}} \quad (13)$$

где  $V_{O.PFC}$  номинальное выходное напряжение ККМ,  $T_{HLD}$  время удержания и  $C_{BLK}$  конденсатор на входной шине постоянного тока.

**(Пример расчёта)** Предполагая, что эффективность составляет 96%,

$$P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{E_{ff}} = \frac{250}{0.96} = 260.4 \text{ Вт}$$

$$V_{IN}^{max} = V_{O.PFC} = 400 \text{ В}$$

Для времени удержания 20мс, получаем минимальное входное напряжение как:

$$V_{IN}^{min} = \sqrt{V_{O.PFC}^2 - \frac{2 P_{IN} T_{HLD}}{C_{BLK}}} = 301 \text{ В}$$

### [Шаг-2] Определить коэффициент передачи напряжения резонансной цепи

После того, как минимальное и максимальное входные напряжения резонансного LLC преобразователя определены в [Шаг-1], минимальный и максимальный коэффициент передачи может быть определен.

Минимальный коэффициент передачи требуется для номинального входного напряжения. Чтобы свести к минимуму изменение частоты переключения с нагрузкой, это характерно для работы резонансного LLC преобразователя вокруг резонансной частоты. Коэффициент усиления ( $2nV_o/V_{IN}$ ) на резонансной частоте получается как:

$$M_V = \left. \frac{2nV_o}{V_{IN}} \right|_{f_{sw}=f_0} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} \quad (14)$$

В течении времени удержания, выходное напряжение ККМ (входное напряжение резонансного LLC преобразователя) падает, и более высокий коэффициент передачи напряжения необходим для регулирования выходного напряжения. Максимальный коэффициент усиления по напряжению определяется как:

$$M^{max} = \frac{V_{IN}^{max}}{V_{IN}^{min}} M^{min} \quad (15)$$

Пик усиления может быть получен с небольшим значением  $m$ ; слишком малое значение  $m$  приводит к плохой связи трансформатора и ухудшает эффективность. Обычно значение  $m$  принимается от 3 до 7.

**(Пример расчёта)** Коэффициент ( $m$ ) между  $L_p$  и  $L_r$  выбран 4.75. Минимальное значение усиления получается, как:

$$M_{@f_o} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{4.75}{4.75-1}} = 1.13$$

Минимальный коэффициент усиления при максимальном входном напряжении выбран 1.1. Тогда, максимальный коэффициент усиления для минимального входного напряжения получается как:

$$M^{max} = \frac{V_{IN}^{max}}{V_{IN}^{min}} M^{min} = \frac{400}{300} \cdot 1.1 = 1.46$$

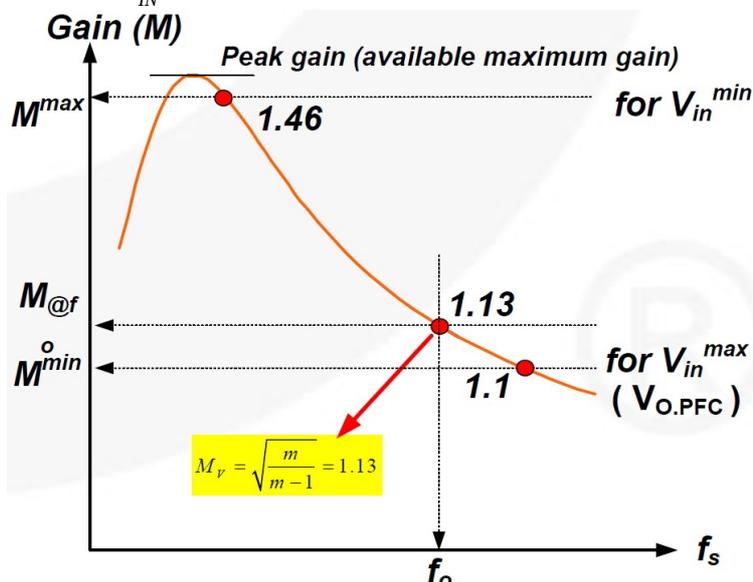


Рис.12. Отношения максимального коэффициента передачи к минимальному

### [Шаг-3] Определить коэффициент трансформации трансформатора ( $n = N_p/N_s$ )

С минимальным усилением ( $M^{min}$ ), полученным на шаге-2, коэффициент трансформации определяется как:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{IN}^{max}}{2(V_O + V_F)} \cdot M^{min} \quad (16)$$

где  $V_F$  является падение напряжения на диоде выпрямителя, на вторичной стороне.

**(Пример расчёта)** Так как SR используется в выпрямителе, то предполагается, что  $V_F$  равно 0 В с SR MOSFET, имеющим низкое  $R_{DS,ON}$ . Тогда получаем следующий коэффициент трансформации:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{IN}^{max}}{2(V_O + V_F)} \cdot M^{min} = 17.6$$

### [Шаг-4] Вычисление эквивалентного сопротивления нагрузки

Зная коэффициент трансформации, мы можем рассчитать эквивалентное сопротивление нагрузки:

$$R_{ac} = 8 \frac{n^2 V_O^2}{\pi^2 P_O} \quad (17)$$

**(Пример расчёта)**

$$R_{ac} = 8 \frac{n^2 V_O^2}{\pi^2 P_O} = 157 \text{ Ом}$$

## [Шаг-5] Проектирование резонансной цепи

С значением  $m$ , выбранным в шаге 2, прочитайте соответствующее значение  $Q$  из кривых пикового коэффициента передачи на рис. 9, которые позволяют требуемый максимальный коэффициент. Так как кривая пикового коэффициента передачи генерируется с использованием фундаментального приближения, фактический коэффициент передачи в поле ниже резонанса составляет на 10 ~ 15% выше, чем прогнозируется с использованием фундаментального приближения.

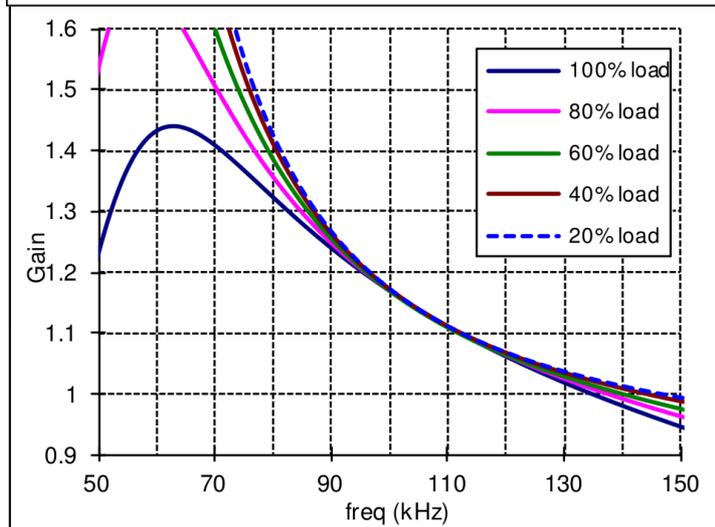
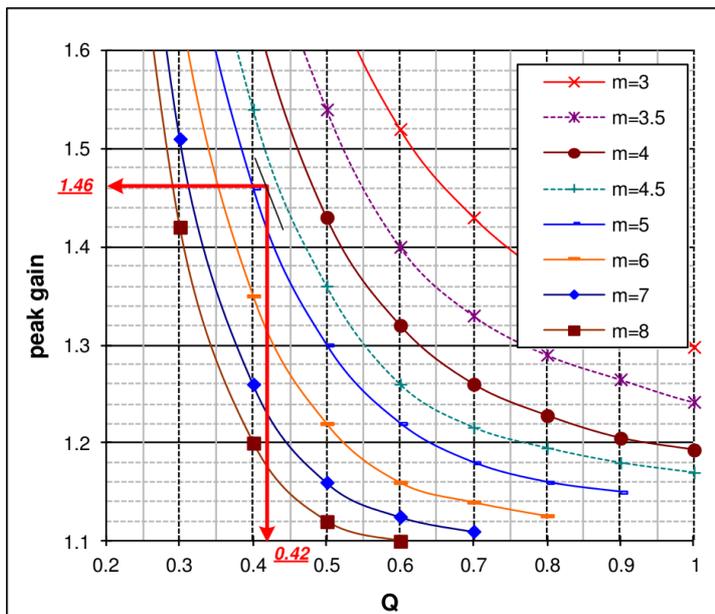
После того, как значение  $Q$  определено, рассчитаем параметры резонансной цепи:

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} \quad (18)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} \quad (19)$$

$$L_p = m \cdot L_r \quad (20)$$

### (Пример расчёта)



**Рис.13. Расчёт резонансной цепи с использованием пикового коэффициента передачи (достижимый максимум коэффициента передачи Gain)**

Так как рассчитанный в шаге-2, коэффициент передачи ( $M^{\max}$ ) для минимального входного напряжения ( $V_{IN}^{\min}$ ) равен 1.46,  $m$  был выбран как 4.75 в шаге-2 и  $Q$  получается как 0.42 из кривых пикового коэффициента передачи на рис. 13.

При выборе резонансной частоты 106 кГц, резонансные компоненты определяются как:

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} = 22.8 \text{ нФ},$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = 99 \text{ мкГн},$$

$$L_p = m \cdot L_r = 471 \text{ мкГн}$$

При построении трансформатора, фактические параметры корректируются, как показано ниже, чтобы приспособить стандартные значения компонентов,  $C_r = 22 \text{ нФ}$ ,  $L_r = 100 \text{ мкГн}$ ,  $L_p = 475 \text{ мкГн}$  и  $f_o = 107 \text{ кГц}$ .

Кривая коэффициента передачи конечной резонансной цепи получается, используя фундаментальное приближение, как показано ниже.

Так как фундаментальное приближение дает меньший пиковый коэффициент передачи, чем фактический на 10 ~ 15% при работе ниже резонанса, SIMPLIS моделирование было проведено, как показано ниже, чтобы проверить фактический коэффициент передачи. Результаты моделирования показывают, что требуемый максимальный

коэффициент передачи получается при входном напряжении 300 В и частоте 75 кГц. Моделирование также показывает, что частота переключения при номинальном входном напряжении и полной нагрузке составляет 110 кГц.

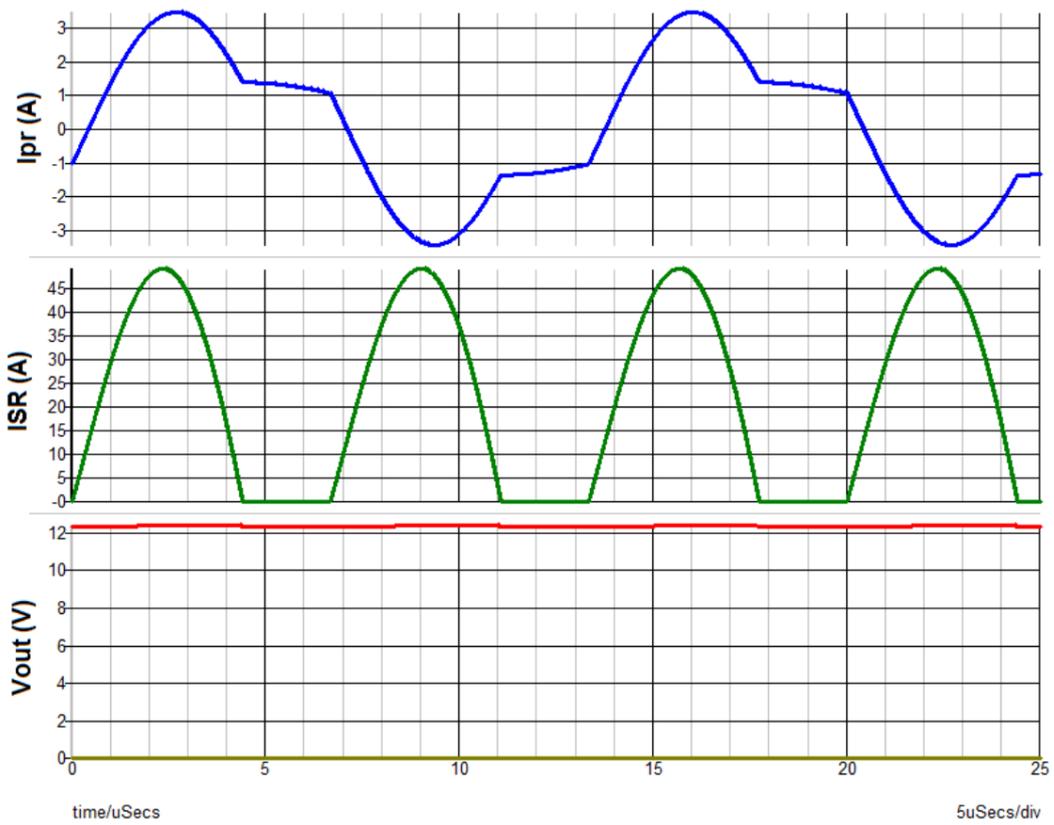


Рис.14. Моделирование для  $V_{IN} = 300$  В,  $F_S = 75$  кГц,  $P_O = 250$  Вт

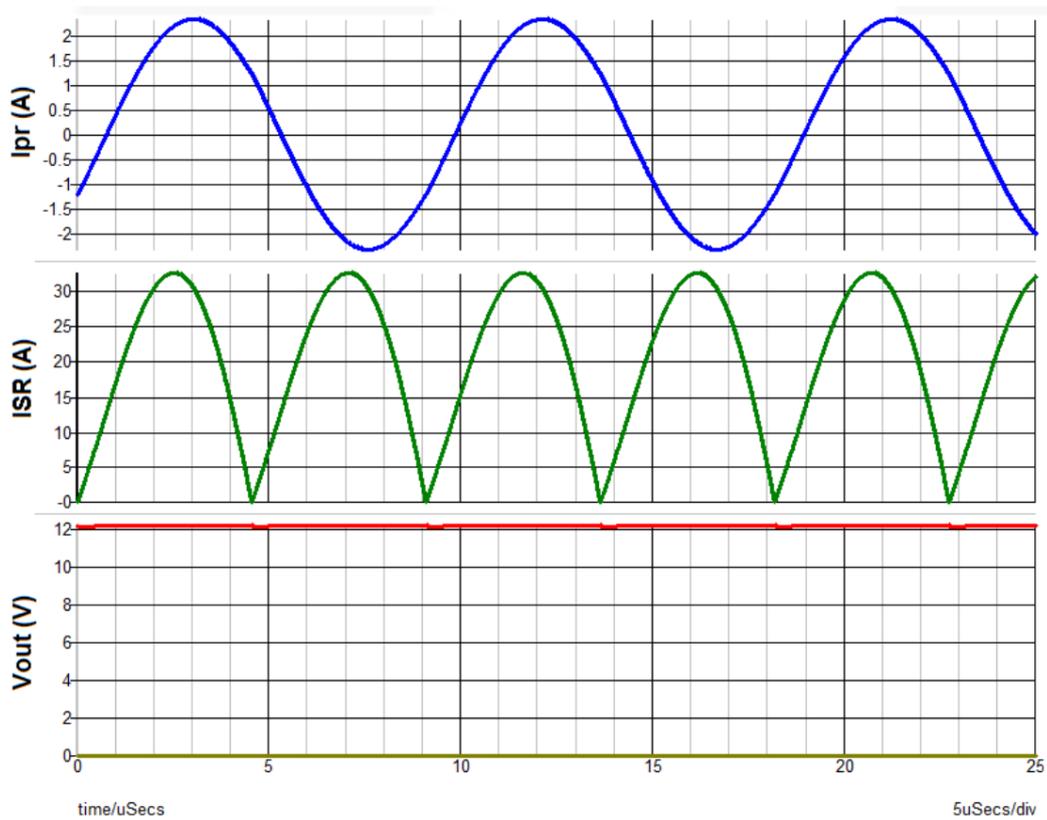


Рис.15. Моделирование для  $V_{IN} = 400$  В,  $F_S = 110$  кГц,  $P_O = 250$  Вт

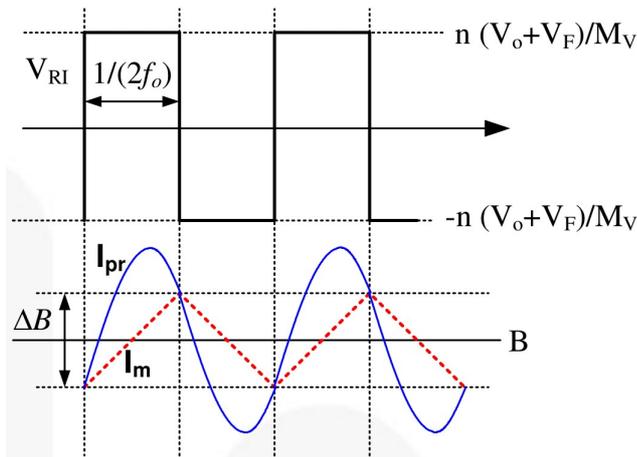
### [Шаг-6] Расчёт трансформатора

На рис.16 показан ток намагничивания трансформатора в резонансного LLC преобразователе. Требуемое минимальное количество витков первичной обмотки, ограничивающее максимальную индукцию ниже  $B_{max}$  получается как:

$$N_P^{min} = \frac{n(V_O + V_F)}{4f_O \cdot M_V \cdot B_{max} \cdot A_e} \quad (21)$$

где  $A_e$  площадь поперечного сечения сердечника трансформатора в  $m^2$  и  $\Delta B$  максимальный размах индукции в Теслах, как показано на рис.16. Если нет справочных данных, то используйте  $\Delta B = 0,2 \sim 0,3T$  для снижения потерь в сердечнике. Обратите внимание на то, что виртуальный коэффициент передачи  $M_V$  введён, который вызывается индуктивностью рассеяния на вторичной стороне (см. рис.8).

**Рис.16. Колебание индукции**



Выберите нужное количество витков вторичной обмотки, которые, через коэффициент трансформации, определяют количество витков первичной обмотки больше чем  $N_P^{min}$ :

$$N_P = n \cdot N_S > N_P^{min} \quad (22)$$

Сортамент проводов первичной и вторичной обмотки должны быть определены на основании RMS токов при номинальном входном напряжении, которые определяются как:

$$I_{PR}^{RMS} \approx \sqrt{\left[ \frac{\pi I_O}{2\sqrt{2}n} \right]^2 + \left[ \frac{n(V_O + V_F)}{4\sqrt{2}f_O M_V (L_P - L_r)} \right]^2} \quad (23)$$

$$I_{SEC}^{RMS} \approx \frac{\pi I_O}{4} \quad (\text{каждая обмотка}) \quad (24)$$

**(Пример расчёта)** Сердечник ETD44 ( $A_e = 172mm^2$ ) выбран для трансформатора. Максимальная индукция  $B_{max}$  выбрана 0.1Т для снижения потерь в сердечнике трансформатора. Минимальное количество витков первичной обмотки трансформатора определяется как:

$$N_P^{min} = \frac{n(V_O + V_F)}{4f_O \cdot M_V \cdot B_{max} \cdot A_e} = 26.2 \text{ витков}$$

$$N_P = n \cdot N_S = 2 \times 17.5 = 35 > N_P^{min}$$

Действующие токи обмоток трансформатора при номинальном входном напряжении получаются как:

$$I_{PR}^{RMS} \approx \sqrt{\left[ \frac{\pi I_O}{2\sqrt{2}n} \right]^2 + \left[ \frac{n(V_O + V_F)}{4\sqrt{2}f_O M_V (L_P - L_r)} \right]^2} = 1.53 \text{ А}$$

$$I_{SEC}^{RMS} \approx \frac{\pi I_O}{4} = 15.7 \text{ А}$$

### [Шаг-7] Выбор резонансного конденсатора

На рис.17 показана форма тока ток первичной обмотки (ток резонансного конденсатора) для различных условий эксплуатации. При выборе резонансного конденсатора, номинальный ток следует рассматривать, так как значительное количество тока через конденсатор. Действующий ток, протекающий через резонансный конденсатор при номинальном входном напряжении рассчитывается при помощи уравнения (23).

Максимальное напряжение на резонансном конденсаторе при номинальном входном напряжении и номинальной нагрузке определяется как:

$$V_{CR.NRM}^{max} \approx \frac{V_{IN}^{max}}{2} + \frac{I_O}{4f_{SW}n \cdot C_R} \quad (25)$$

Номинальное напряжение резонансного конденсатора должна быть определено на основе максимального значения напряжения для каждого угла состояния.

Максимальное напряжение на резонансном конденсаторе при номинальном входном напряжении и выходной перегрузке по току определяется как:

$$V_{CR.OPC}^{max} \approx \frac{V_{IN}^{max}}{2} + \frac{I_{O.OPC}}{4f_{SW}n \cdot C_R} \quad (26)$$

Максимальное резонансное напряжение на конденсаторе при минимальном входном напряжении и номинальной нагрузке определяется как:

$$V_{CR.VINMIN}^{max} \approx \frac{V_{IN}^{max}}{2} + \left[ \frac{I_O}{4f_{SW}n} + n \frac{(V_O + V_F)}{4M_V L_m f_O} \left( \frac{1}{2f_{SW}} - \frac{1}{2f_O} \right) \right] \frac{1}{C_R} \quad (27)$$

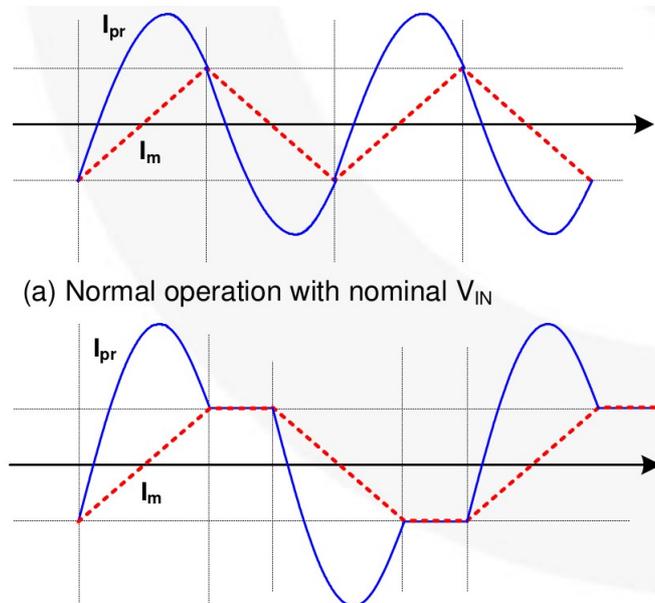


Рис.17. Форма первичного тока резонансного LLC преобразователя для различных режимов работы

#### (Пример расчета)

В [Шаг-7] действующий ток резонансного конденсатора рассчитывается как  $I_{PR}^{RMS} = 1.53 \text{ A}$ .

Максимальное напряжение на резонансном конденсаторе при номинальном входном напряжении и номинальной нагрузке определяется по формуле:

$$V_{CR.NRM}^{max} \approx \frac{V_{IN}^{max}}{2} + \frac{I_O}{4f_{SW}n \cdot C_R} = 317 \text{ В}$$

Установив уровень ОСП при 150% от номинального выходного тока, максимальное резонансное напряжение на конденсаторе при номинальном входном напряжении и перегрузке по току на выходе определяется как:

$$V_{CR.OPC}^{max} \approx \frac{V_{IN}^{max}}{2} + \frac{I_{O.OPC}}{4f_{SW}n \cdot C_R} = 376 \text{ В}$$

Установив минимальную частоту 75 кГц, максимальное резонансное напряжение на конденсаторе при минимальном входном напряжении и номинальной нагрузке определяется как:

$$V_{CR.VINMIN}^{max} \approx \frac{V_{IN}^{max}}{2} + \left[ \frac{I_O}{4f_{sw}n} + n \frac{(V_O + V_F)}{4M_V L_m f_O} \cdot \left( \frac{1}{2f_{sw}} - \frac{1}{2f_O} \right) \right] \frac{1}{C_R} = 434 \text{ В}$$

Выберем пленочный конденсатор с низким ESR и номинальным напряжением 800VDC.

### [Шаг-8] Расчёт выпрямителя

Когда используется вторичная обмотка трансформатора со средним выводом, напряжение диода в два раза превышает выходное напряжение и выражается следующим образом:

$$V_D = 2(V_O + V_F) \quad (28)$$

Среднеквадратичное значение тока, протекающего через каждый диод выпрямителя определяется как:

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_O \quad (29)$$

В то же время, пульсирующий ток, протекающий через выходной конденсатор определяется как:

$$I_{Co}^{RMS} = \sqrt{\left( \frac{\pi I_O}{2\sqrt{2}} \right)^2 - I_O^2} = \sqrt{\frac{\pi-8}{8}} I_O \quad (30)$$

Напряжение пульсации на выходном конденсаторе получается как:

$$\Delta V_O \approx \frac{\pi}{2} I_O \cdot R_C + \frac{\frac{\pi}{2} I_O}{f_{sw} C_O} \times 0.067 \quad (31)$$

где  $R_C$  является эффективным последовательным сопротивлением (ESR) выходного конденсатора и определяет мощность рассеиваемую на выходном конденсаторе.

**(Пример расчёта)** Максимальное напряжение и ток выпрямительного диода:

$$V_{DS.SR} = 2(V_O + V_F) = 25 \text{ В}$$

$$I_{DS.SR}^{RMS} = \frac{\pi}{4} I_O = 15.7 \text{ А}$$

100 В / 20 А диод Шоттки выбран для выпрямителя с учетом дополнительного перенапряжения, вызванного паразитной индуктивностью.

Действующий ток выходного конденсатора:

$$I_{Co}^{RMS} = \sqrt{\left( \frac{\pi I_O}{2\sqrt{2}} \right)^2 - I_O^2} = \sqrt{\frac{\pi-8}{8}} I_O = 9.64 \text{ А}$$

Используем четыре конденсатора 1800 мкФ включенных параллельно для выходного конденсатора.

Максимальный ток и ESR для каждого конденсатора составляют 3.1Arms и 9 мОм.

Пульсация напряжения на выходном конденсаторе рассчитывается следующим образом:

$$\Delta V_O \approx \frac{\pi}{2} I_O \cdot R_C + \frac{\frac{\pi}{2} I_O}{f_{sw} C_O} \times 0.067 = 73 \text{ мВ}$$

### [Шаг-9] Конфигурация схемы измерения тока

FAN7688 измеряет мгновенный ток переключения и интеграл тока выключателя, как показано на рис.18. Так как FAN7688 расположен на вторичной стороне, для измерения тока на первичной стороне обычно используется трансформатор тока. Пока PROUT1 низкий, ножка ICS обнуляется внутренним MOSFET сброса. С другой стороны, в то время как PROUT1 высокий, ножка ICS не заземлена и интегральный конденсатор ( $C_{ICS}$ ) заряжается и разряжается за счет разности напряжений на резисторе  $R_{ICS}$ . Поскольку FAN7688 использует квази-интеграл с использованием RC фильтра, токоизмерительный резистор и коэффициент трансформации трансформатора тока должны быть выбраны таким образом, что напряжение на токоизмерительном резисторе ( $V_{SENSE}$ ) всегда больше, чем  $V_{ICS}$ , чтобы гарантировать монотонное повышение  $V_{ICS}$ , как показано на рис.19. Рис.21 показывает, как ошибка квази-интегральной схемы изменяется в зависимости от соотношения между пиковым напряжением  $V_{ICS}$  и  $V_{SENSE}$  по заднему фронту PROUT1 ( $V_{CM}$ ). Чтобы получить точный интеграл, ток зарядки  $C_{ICS}$  должен быть пропорционален  $V_{SENSE}$ , что возможно, когда  $V_{SENSE}$  гораздо больше, чем  $V_{ICS}$  и всё напряжение  $V_{SENSE}$  прикладывается к  $R_{ICS}$ . Как можно видеть, более точный интеграл получается как отношение между пиковым напряжением  $V_{ICS}$  и  $V_{SENSE}$  по заднему фронту PROUT1 ( $V_{CM}$ ) меньше.

Когда соотношение между пиковым напряжением  $V_{ICS}$  и  $V_{CM}$  меньше, чем 0.5, квази-интеграл с приемлемой погрешностью (около 10%) получается. Поскольку пиковое значение напряжения  $V_{ICS}$  ниже 1.2 В в нормальном режиме работы,  $R_{CS1}$  и  $R_{CS2}$  должны быть выбраны таким образом, что  $V_{CM}$  был больше чем 2.4 В, как:

$$V_{CM} = \frac{n(V_O + V_F)}{M_V(L_P - L_r)} \cdot \frac{1}{4f_o} \cdot \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT}} > 2.4 \text{ В} \quad (32)$$

Пиковое значение первичного тока при номинальном входном напряжении и полной нагрузке получается как:

$$I_{PR}^{PK} \approx \sqrt{2} I_{PR}^{RMS} \quad (33)$$

Отношение между  $R_{CS1}$  и  $R_{CS2}$  могут быть выбраны в соответствии с точкой срабатывания защиты от перегрузки по току (ОСР) первичной стороны.

$$I_{PR.OCP} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times R_{CS1} = 3.5 \text{ В} \quad (34)$$

Предполагая идеальное интегрирование, пиковое напряжение  $V_{ICS}$  выше резонанса получается как:

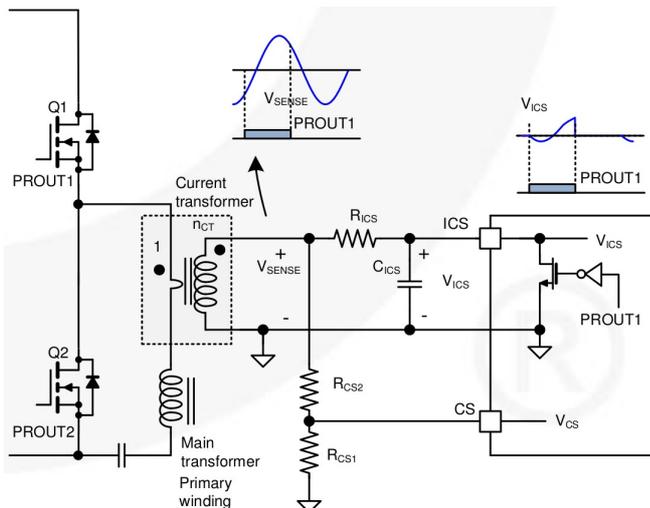
$$V_{ICS}^{PK} = \left[ \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{I_O}{2f_{SW}} \right] \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT} \cdot R_{ICS}} \cdot \frac{1}{C_{ICS}} \quad (f_{SW} \geq f_o) \quad (35)$$

Предполагая идеальное интегрирование, пиковое напряжения  $V_{ICS}$  ниже резонанса получается как:

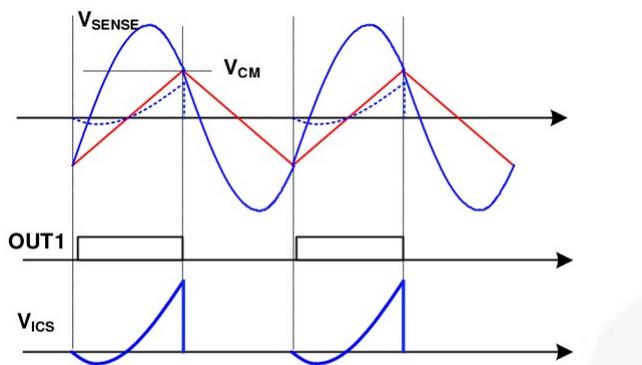
$$V_{ICS}^{PK} = \left[ \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{I_O}{2f_{SW}} + n \cdot \frac{(V_O + V_F)}{4M_V L_m f_o} \cdot \left( \frac{1}{2f_{SW}} - \frac{1}{2f_o} \right) \right] \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT} \cdot R_{ICS}} \cdot \frac{1}{C_{ICS}} \quad \text{если } f_{SW} \leq f_o \quad (36)$$

Принимая во внимание внутренний разрядный транзистор ножки ICS, типичное значение  $C_{ICS}$  1 нФ. Для точного интегрирования, рекомендуется конденсатор с допуском 1%.

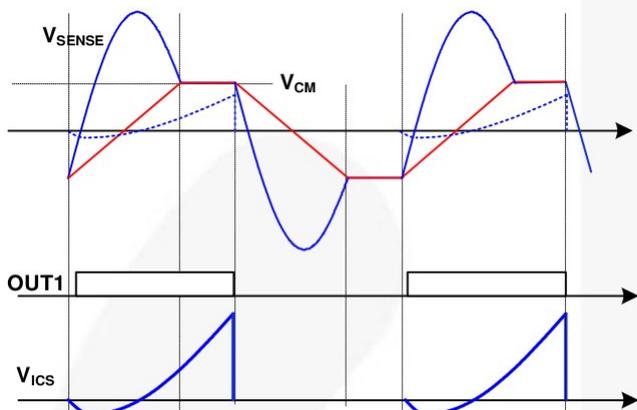
Когда соотношение между пиковым напряжением  $V_{ICS}$  и  $V_{CM}$  не меньше достаточного, коэффициент ослабления рис.21 следует рассматривать в уравнениях (35) и (36).



**Рис.18. Типовая конфигурация измерения тока**

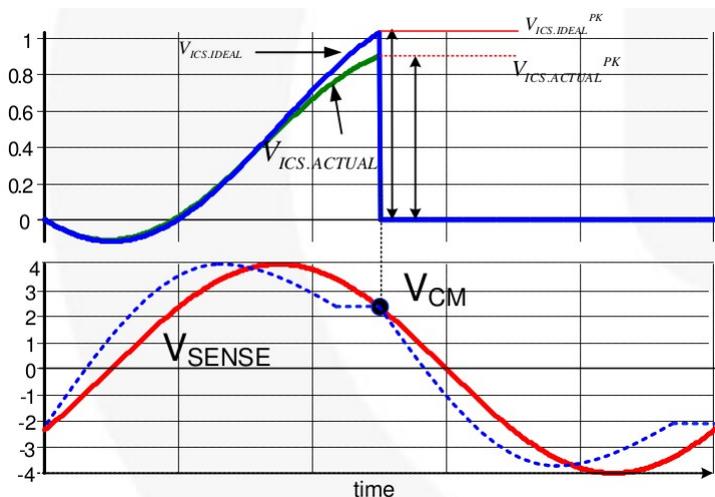


(a) Normal operation with nominal  $V_{IN}$



(b) Below resonance operation with lower  $V_{IN}$

**Рис.19. Осциллограммы на ножке ICS**



**Рис.20. Определение  $V_{ICS.IDEAL}^{PK}$  и  $V_{ICS.ACTUAL}^{PK}$**

Пиковое значение интеграла напряжения измерения тока ( $V_{ICS}$ ) пропорционально среднему входному току резонансного LLC преобразователя, как показано на рис.22. Таким образом, условие нагрузки для SR включения/отключения определяется как процент от полной состояние нагрузки в соответствии с которым доля номинальной мощности соответствует порогового значения тока предельного входного сигнала. Как правило, 120% от номинальной нагрузки используется для точки предела срабатывания перегрузки по току; SR включается и выключается на 15% и 7,5% от номинальной нагрузки, соответственно. Если 140% от номинальной нагрузке используется для точки предела отключения перегрузки по току, SR включается и выключается на 17,5% и 8,75% от номинальной нагрузки, соответственно. Дополнительный слоп на напряжении ножки ICS может применяться для получения более высокого предела перегрузки по току без увеличения точек включения / выключения SR. Этот метод обычно используется в течение более длительного

времени удержания. При данном резисторе слоп-компенсации, дополнительный наклон добавленный в напряжение ножки ICS определяется как:

$$V_{ICS.SLP} = \frac{5V}{R_{SLP} C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2f_{SW}} \quad (37)$$

$$K_{ATTN} = \frac{V_{ICS.ACTUAL}^{PK}}{V_{ICS.IDEAL}^{PK}}$$

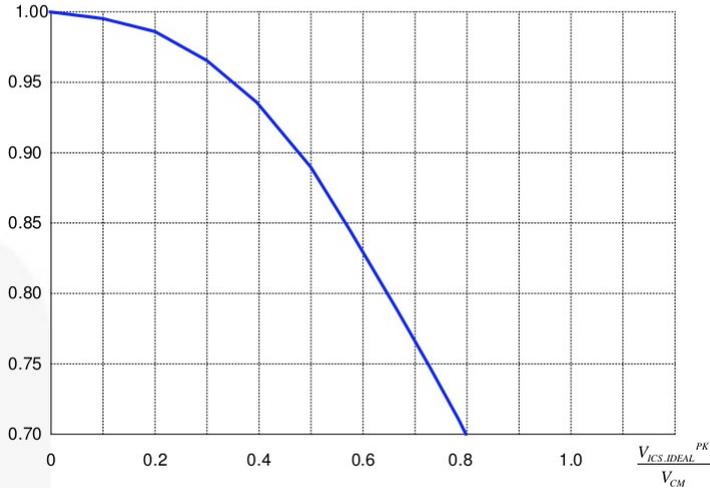


Рис.21. Ослабление напряжения ножки ICS против  $V_{ICS.IDEAL}^{PK} / V_{CM}$

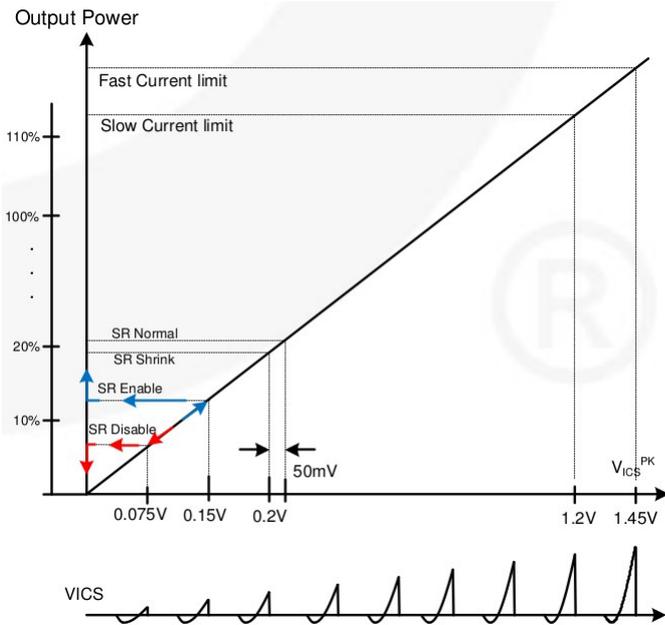


Рис.22. Состояние нагрузки и напряжение ножки ICS

(Пример расчёта) С трансформатором тока, имеющим коэффициент трансформации 50 (псТ), рекомендуемое минимальное значение суммы  $R_{CS1}$  и  $R_{CS2}$  задается как

$$R_{CS1} + R_{CS2} > \frac{2.4 \cdot M_V (L_P - L_r) \cdot 4f_O n_{CT}}{n(V_O + V_F)} = 99 \text{ Ом}$$

Таким образом, сумма  $R_{CS1}$  и  $R_{CS2}$  выбрана равной 100 Ом.

Пик значение первичного тока при номинальном входном напряжении и полной нагрузке дается как

$$I_{PR}^{PK} \approx \sqrt{2} I_{PR}^{RMS} = 2.16 \text{ А}$$

Установим уровень ОСП первичной стороны на уровне 5.5 А,

$$R_{CS1} = 3.5V \frac{n_{CT}}{I_{PR.OCF}} = 31.8 \text{ Ом}$$

С резистором слоп-компенсации 200 кОм, дополнительный наклон добавленный к напряжению ножки ICS составляет:

$$V_{ICS.SLP} = \frac{5V}{R_{SLP} C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2f_{SW}} = 0.11 \text{ В}$$

Если предположить, что коэффициент ослабления  $V_{ICS}$  при 1.2 В составляет 0.9 (читаем из рис.21 при  $x = 1.2 / 2.43$ ), правильный  $R_{ICS}$  резистор имеющий 30 А защиту от перегрузки при номинальном входном напряжении является:

$$R_{ICS} = \left[ \frac{N_S \cdot I_{O.OLP}}{N_P \cdot 2f_{SW}} \right] \times \frac{(R_{CS1} + R_{CS2}) \cdot 0.90}{n_{CT} \cdot (1.2 - V_{ICS.SLP}) C_{ICS}} = 12.8 \text{ кОм}$$

Если предположить, что коэффициент ослабления  $V_{ICS}$  при 1.45 В есть 0.82 (чтение оси у при  $x = 1.45 / 2.43 = 0.588$  из рис. 21), пиковое напряжение  $V_{ICS}$  при минимальном входном напряжении во время удержания определяется как:

$$V_{ICS}^{PK} = \left[ \frac{N_S \cdot I_O}{N_P \cdot 2f_{SW}} + n \frac{(V_O + V_F)}{4M_V L_m f_O} \cdot \left( \frac{1}{2f_{SW}} - \frac{1}{2f_O} \right) \right] \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{n_{CT} \cdot R_{ICS}} \frac{0.82}{C_{ICS}} + \frac{5V}{R_{SLP} C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2f_{SW}} = 1.45 \text{ В}$$

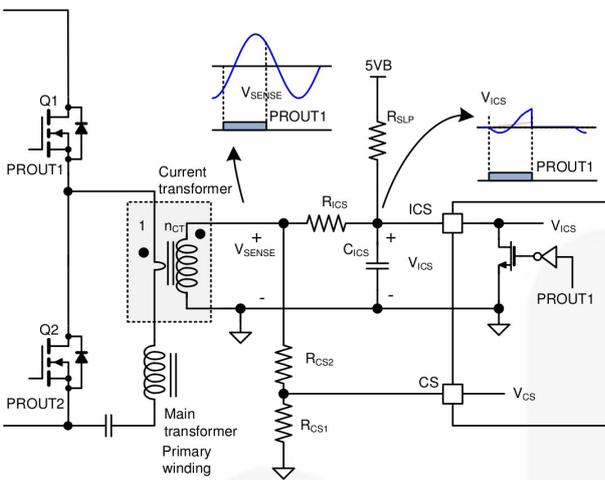


Рис.23. Конфигурация измерения тока со слоп-компенсацией

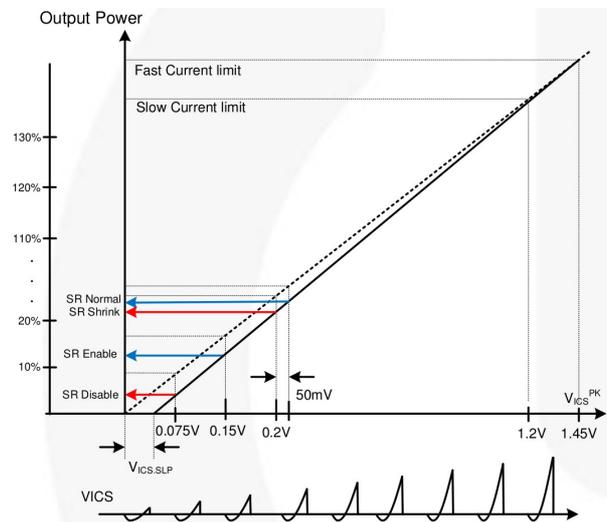


Рис.24. Состояние нагрузки и напряжение ножки ICS при добавлении слоп-компенсации

### [Шаг-10] Конденсатор мягкого старта

Время плавного старта может быть запрограммировано с помощью конденсатора мягкого старта, как:

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} \quad (38)$$

Слишком малое время плавного пуска заставляет резонансный LLC преобразователь привлекать слишком большой ток от источника входного напряжения, что может привести к срабатыванию защиты от перегрузки во время запуска. Таким образом, время плавного пуска должно быть хорошо согласовано с имеющимся временем нарастания напряжения выходного конденсатора, как:

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} > \frac{C_{OUT} \cdot V_O}{I_{O.OLP} - I_O} \quad (39)$$

**(Пример расчёта)** Выходной конденсатор имеет ёмкость 7200 мкФ. Тогда время мягкого старта должно быть:

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} > \frac{C_{OUT} \cdot V_O}{I_{O.OLP} - I_O} = 9 \text{ мс}$$

Если выбрать время мягкого старта 50 мс, конденсатор плавного пуска получается как:

$$C_{SS} = \frac{T_{SS} I_{SS}}{2.4} = 833 \text{ нФ}$$

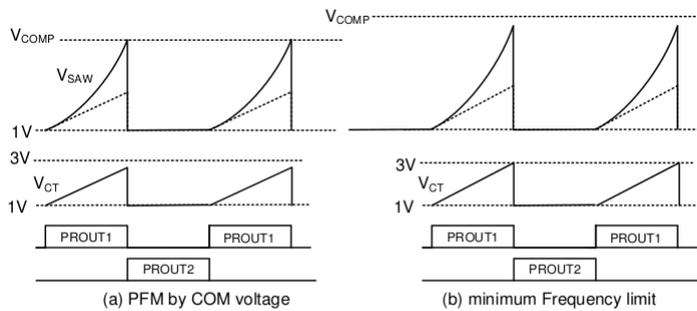
Выберем стандартное значение ёмкости 820 нФ для окончательной конструкции.

### [Шаг-11] Установка минимальной частоты

Минимальная частота коммутации ограничивается путем сравнения напряжения на времязадающем конденсаторе ( $V_{CT}$ ) с внутренним источником опорного напряжения 3 В, как показано на рис.25. Так как скорость нарастания напряжения на времязадающем конденсатора определяется сопротивлением ( $R_{FMIN}$ ), подключенным к ножке  $F_{MIN}$ , минимальная частота переключения определяется как:

$$f_{SW.MIN} = 100 \text{ kHz} \times \frac{10 \text{ k}\Omega}{R_{FMIN}} \quad (40)$$

Минимальное программируемое частота коммутации ограничена цифровым счетчиком, работающим от внутреннего генератора 40 МГц. Так как используется 10-битный счетчик, минимальная частота коммутации задаваемая цифровым генератором равна 39 кГц ( $40 \text{ МГц} / 1024 = 39 \text{ кГц}$ ). Таким образом, максимально допустимое значение для  $R_{FMIN}$  составляет 25.5 кОм.

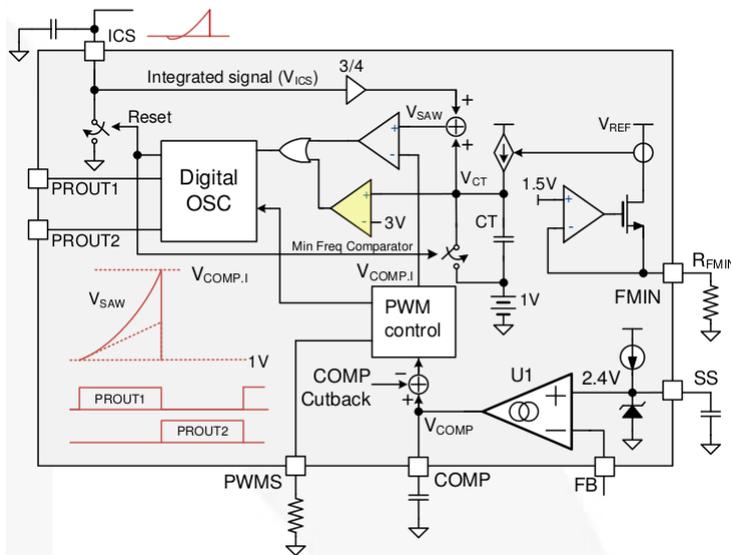


**Рис.25. Установка минимальной частоты переключения**

**(Пример расчёта)** По результатам моделирования в SIMPLIS на [Шаг-5], частота при минимальном входном напряжении и полной нагрузке во время удержания составляет 75 кГц. С некоторым запасом, в качестве минимальной для FAN7688, выбрана частота 67 кГц. Тогда  $R_{FMIN}$  получается как:

$$f_{SW.MIN} = 100 \text{ kHz} \times \frac{10 \text{ k}\Omega}{R_{FMIN}} = 14.9 \text{ кОм}$$

Для окончательной конструкции выбираем стандартное значение 15 кОм для этого резистора.



### [Шаг-12] Установка уровня включения режима ШИМ

FAN7688 использует гибридный контроль, где ЧИМ переключается в режим ШИМ (PWM) при малой нагрузке, как показано на рис.26. Когда напряжение усилителя ошибки ( $V_{COMP}$ ) находится ниже порога режима ШИМ, внутренний сигнал COMP фиксируется на пороговом уровне и работа PFM переключается в режим ШИМ. В режиме ШИМ, частота переключения неизменна и

определяется фиксированным внутренним напряжением COMP, а рабочий цикл определяется разностью между напряжением COMP и пороговым напряжением ШИМ. Таким образом, рабочий цикл уменьшается по мере падения  $V_{COMP}$  ниже порогового напряжения режима ШИМ, который ограничивает частоту переключения при легкой нагрузке, как показано на рис.26. Пороговый уровень режима ШИМ ( $V_{COMP.PWM}$ ) можно запрограммировать в диапазоне от 1.5 В до 1.9 В с помощью резистора на ножке PWMS.

После того, как пороговое напряжение режима ШИМ определяется, частота переключения в режиме ШИМ определяется как:

$$f_{SW.PWM} \approx \frac{2}{V_{COMP.PWM} - 1} \cdot f_{MIN} \quad (41)$$

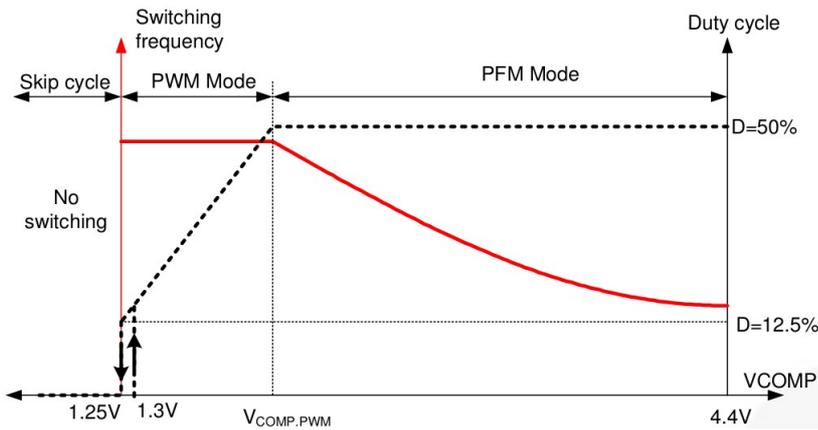


Рис.26. Изменение режима напряжением COMP

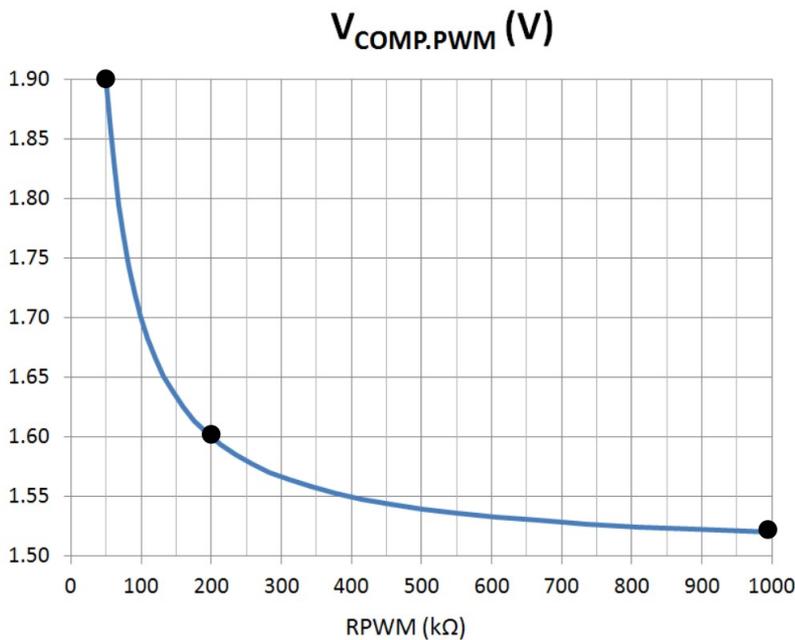


Рис.27. Настройка уровня включения ШИМ

(Пример расчёта) При  $V_{COMP.PWM} = 1.5 \text{ В}$ , частота переключения в режиме ШИМ задается как

$$f_{SW.PWM} \approx \frac{2}{V_{COMP.PWM} - 1} \cdot f_{MIN} = 268 \text{ кГц}$$

$R_{PWM}$  выбран 1Мом.

### [Шаг-13] Установка мертвого времени

При помощи одной ножки (RDT ножка), мертвые времена между сигналами затворов первичной стороны (PROUT1 и PROUT2) и между сигналами затворов вторичной стороны SR (SROUT1 и SROUT2) программируются с использованием коммутируемого источника тока, как показано на рис.28 и рис.29. После разрешения смещения 5 В, напряжение на ножке RDT подтягивается вверх. Когда напряжение на выводе RDT достигает 1.4 В, напряжение на  $C_{DT}$  затем разряжается до 1 В, от внутреннего источника тока  $I_{DT}$ .  $I_{DT}$  затем отключается, и напряжение ножки RDT заряжается вверх резистором RDT. Как показано на рис.29,  $1/64$  времени, необходимого ( $T_{SET1}$ ) для возрастания напряжения ножки RDT от 1 В до 3 В определяет мертвое время между драйверными сигналами вторичной стороны SR.

Переключаемый источник тока  $I_{DT}$  затем включен и напряжение ножки RDT разряжается.  $1/32$  времени, необходимого ( $T_{SET2}$ ) для напряжения ножки RDT снизится с 3 В до 1 В определяет мертвое время между сигналами драйверов затворов первичной стороны. После того, как напряжение RDT падает до 1 В, источник тока  $I_{DT}$  отключается во второй раз, что позволяет напряжению RDT зарядиться до 5 В.

В таблице 1 приведены запрограммированные мертвые времена для SROUT и PROUT с рекомендованными

значениями компонентов  $R_{DT}$  и  $C_{DT}$ . Поскольку время измеряется с помощью внутреннего тактового сигнала 40 МГц, разрешение установки мертвого времени составляет 25 нс. Минимальное и максимальное мертвое время ограничены значениями 75 нс и 375 нс соответственно. Для обеспечения стабильной работы SR, принимая во внимание допуск параметров схемы, мертвое время менее 75 нс не рекомендуется, особенно для мертвого времени SR.

Требуемое мертвое время для MOSFET первичной стороне может быть получено следующим образом:

$$T_{D.PROUT} > \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{IN}^{max} \cdot 2 C_{OSS}}{I_{CM}} \quad (42)$$

где  $C_{OSS}$  эффективная выходная емкость MOSFET первичной стороны, а  $I_{CM}$  есть пиковый ток намагничивания, который:

$$I_{CM} = \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_O + V_F}{(L_P - L_r)} \frac{1}{4 f_O} \quad (43)$$

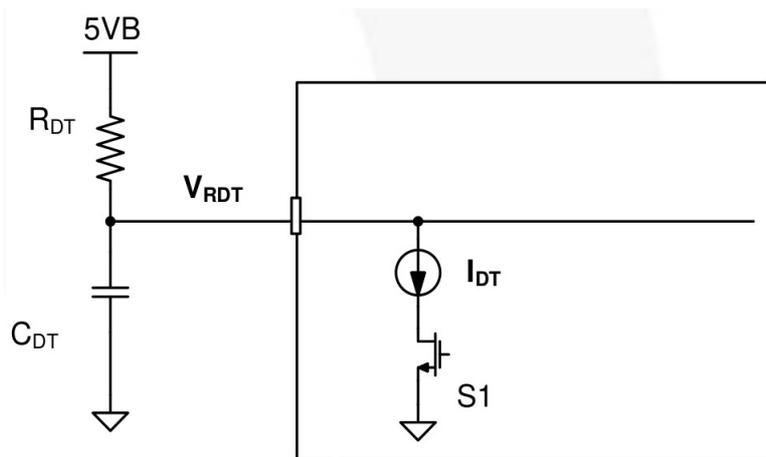


Рис.28. Внутренний источника тока для ножки RDT

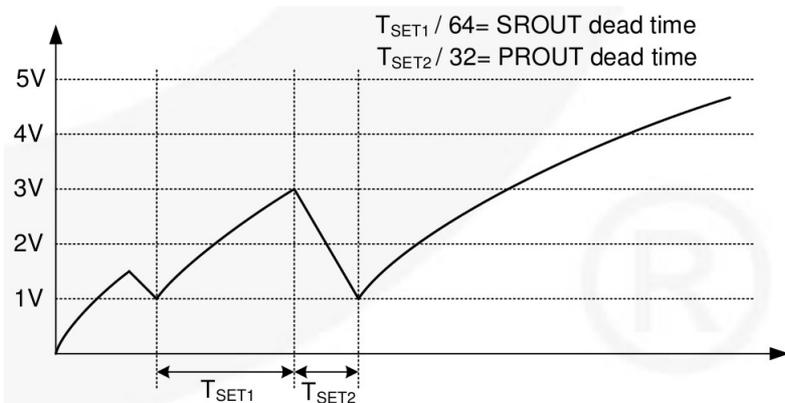


Рис.29. Многофункциональная работа ножки RDT

**(Пример расчёта)** Пиковый тока намагничивания получается как:

$$I_{CM} = \frac{N_P}{N_S} \cdot \frac{V_O + V_F}{(L_P - L_r) M_V} \frac{1}{4 f_O} = 1.21 \text{ A}$$

Предполагая что FCB20N60 используется в первичном контуре, эффективная выходная емкость составляет 165 пФ. Затем, минимальное мертвое время для MOSFET первичной стороны получается как:

$$T_{D.PROUT} > \frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{IN}^{max} \cdot 2 C_{OSS}}{I_{CM}} = 170 \text{ нс}$$

Для того, чтобы гарантировать стабильную работу ZVS от изменения нагрузки и паразитной емкости, 350 нс мертвое время выбрано для MOSFET первичной стороны.

Для вторичной стороны SR, выбрано мертвое время 200 нс.

Выбираем  $C_{DT} = 470$  пФ и резистор 43 кОм в качестве RDT.

**Таблица 2. Установка мертвого времени для PROUT и SROUT**

$R_{DT}$	$C_{DT}=180 \text{ pF}$		$C_{DT}=220 \text{ pF}$		$C_{DT}=270 \text{ pF}$		$C_{DT}=330 \text{ pF}$		$C_{DT}=390 \text{ pF}$		$C_{DT}=470 \text{ pF}$		$C_{DT}=560 \text{ pF}$	
	SROUT DT (ns)	PROUT DT (ns)												
28k	75	375	75	375	75	375	100	375	125	375	150	375	175	375
30k	75	250	75	325	100	375	100	375	125	375	150	375	175	375
33k	75	200	75	250	100	300	125	375	150	375	175	375	200	375
36k	75	175	75	200	100	250	125	325	150	375	175	375	225	375
40k	75	150	100	175	125	225	150	275	175	325	200	375	250	375
44k	75	125	100	150	125	200	150	250	175	300	225	350	275	375
48k	100	125	125	150	150	175	175	225	200	275	250	325	300	375
53k	100	100	125	125	150	175	200	200	225	250	275	300	325	375
58k	125	100	150	125	175	150	200	200	250	250	300	300	350	350
64k	125	100	150	125	175	150	225	200	275	225	325	275	375	325
71k	150	100	175	125	200	150	250	175	300	225	350	250	375	325
78k	150	100	175	100	225	150	275	175	325	200	375	250	375	300
86k	175	75	200	100	250	125	300	175	375	200	375	250	375	300
94k	175	75	225	100	275	125	325	175	375	200	375	225	375	275
104k	200	75	250	100	300	125	375	150	375	200	375	225	375	275
114k	225	75	275	100	325	125	375	150	375	175	375	225	375	275
126k	250	75	300	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	275
138k	275	75	325	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	250
152k	300	75	350	100	375	125	375	150	375	175	375	225	375	250

**[Шаг-14] Измерение напряжения стока SR**

Времена SR проводимости SR1 и SR2 для каждого цикла переключения измеряются с помощью одной ножки (SR1DS). Напряжение SR1DS и задержка сигнала, полученные через RC-цепочку с постоянной времени 100 нс, сравниваются, как это показано на рис.30. Когда SR проводит, напряжение SR1DS подключено либо к земле либо к шине высокого напряжения (удвоенное выходное напряжение), как показано на рис.31. В то время, напряжение SR1DS быстро изменяется, когда происходит переход переключения. Когда оба SR MOSFET выключены, напряжение SR1DS осциллирует. Когда напряжение SR1DS изменяется быстрее, чем 0.25 В / 100 нс по нарастающему фронту и 0.2 В / 100 нс по падающему фронту обнаруживается переход переключения состояния в SR проводимости. На основании обнаруженного коммутационного перехода, FAN7688 предсказывает SR момент перехода тока через ноль для следующего цикла переключения. Задержка детектора 100 нс, вызванное постоянной времени RC-цепочки компенсируется в цепи внутреннего обнаружения распределения временных интервалов для правильного управления затвором SR.

На рис.31 и рис.32 показаны типичные формы сигналов напряжения ножки SR1DS вместе с другими ключевыми формами волны. Так как номинальное напряжение ножки SR1DS 4 В, делитель напряжения должен быть надлежащим образом спроектирована таким образом, что превышения напряжения не применяется к этому выводу, как:

$$R_{DS2} > \left( \frac{2V_o}{4} - 1 \right) \cdot R_{DS1} \quad (44)$$

Дополнительный шунтирующий конденсатор ( $C_{DS}$ ) может быть подключен к ножке SR1DS, чтобы улучшить устойчивость к шумам. Тем не менее, эквивалентная постоянная времени генерируемая шунтовым конденсатором и сопротивлением делителя напряжения должен быть меньше постоянной времени RC-цепочки (100 нс) внутренней схемы обнаружения для надлежащего обнаружения перехода тока SR через ноль.

$$C_{DS} < \frac{100 \text{ ns}}{(R_{DS1} \parallel R_{DS2})} \quad (45)$$

**(Пример расчёта)** Выбрав 2.7 кОм для  $R_{DS1}$ , минимальный  $R_{DS2}$  получается как:

$$R_{DS2} > \left( \frac{2V_o}{4} - 1 \right) \cdot R_{DS1} = 14.2 \text{ кОм}$$

После выбора  $R_{DS2} = 15 \text{ кОм}$ , максимальная емкость фильтра на  $C_{DS}$  получается как:

$$C_{DS} < \frac{100 \text{ ns}}{(R_{DS1} \parallel R_{DS2})} = 44 \text{ пФ}$$

Таким образом, 33 пФ выбирается для  $C_{DS}$ .

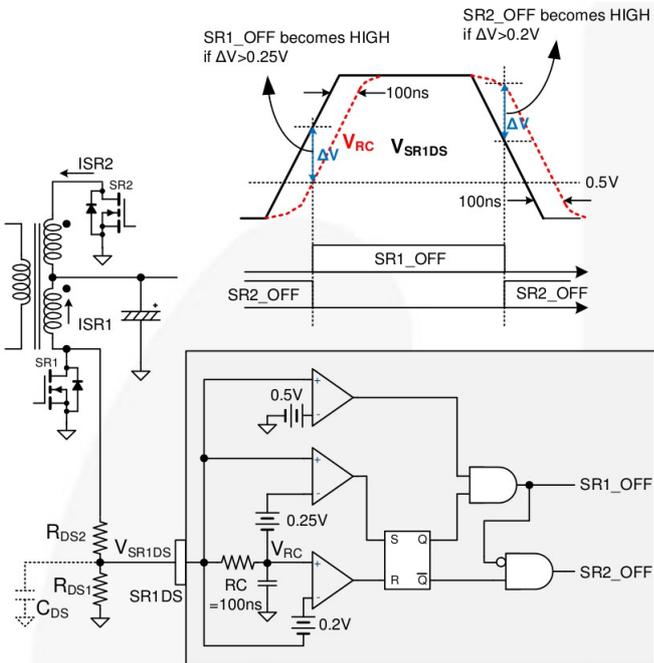


Рис.30. Обнаружение проводимости SR с одиночной ножкой (ножка SR1DS)

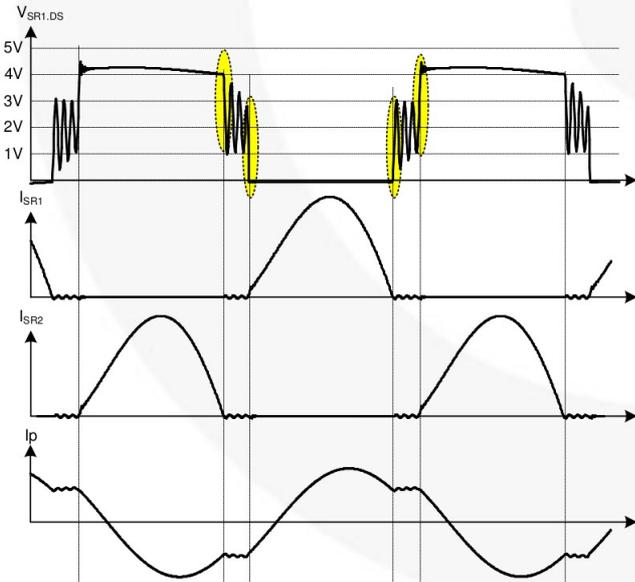
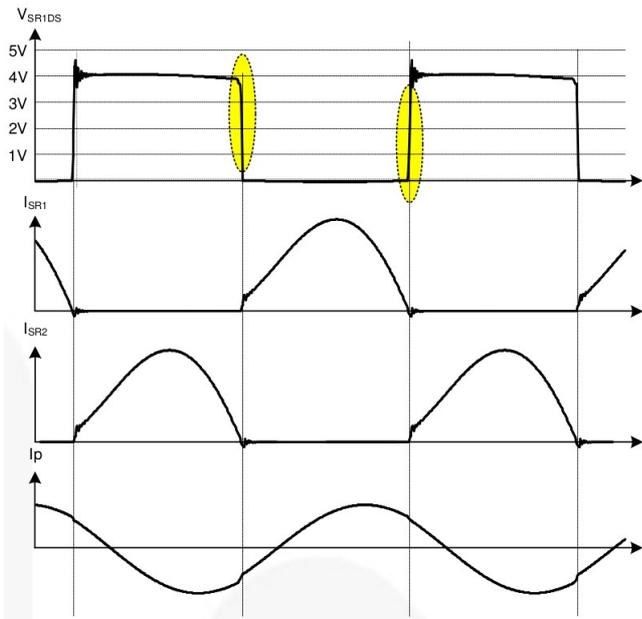


Рис.31. Осциллограмма обнаружение проводимости SR ниже частоты резонанса



**Рис.32. Осциллограмма обнаружение проводимости SR выше частоты резонанса**

## Итог расчёта

На рис.33 показана итоговая схема примера расчёта. Сердечник ETD44 используется для трансформатора и резонансной индуктивности, реализованной на основе индуктивности рассеяния.

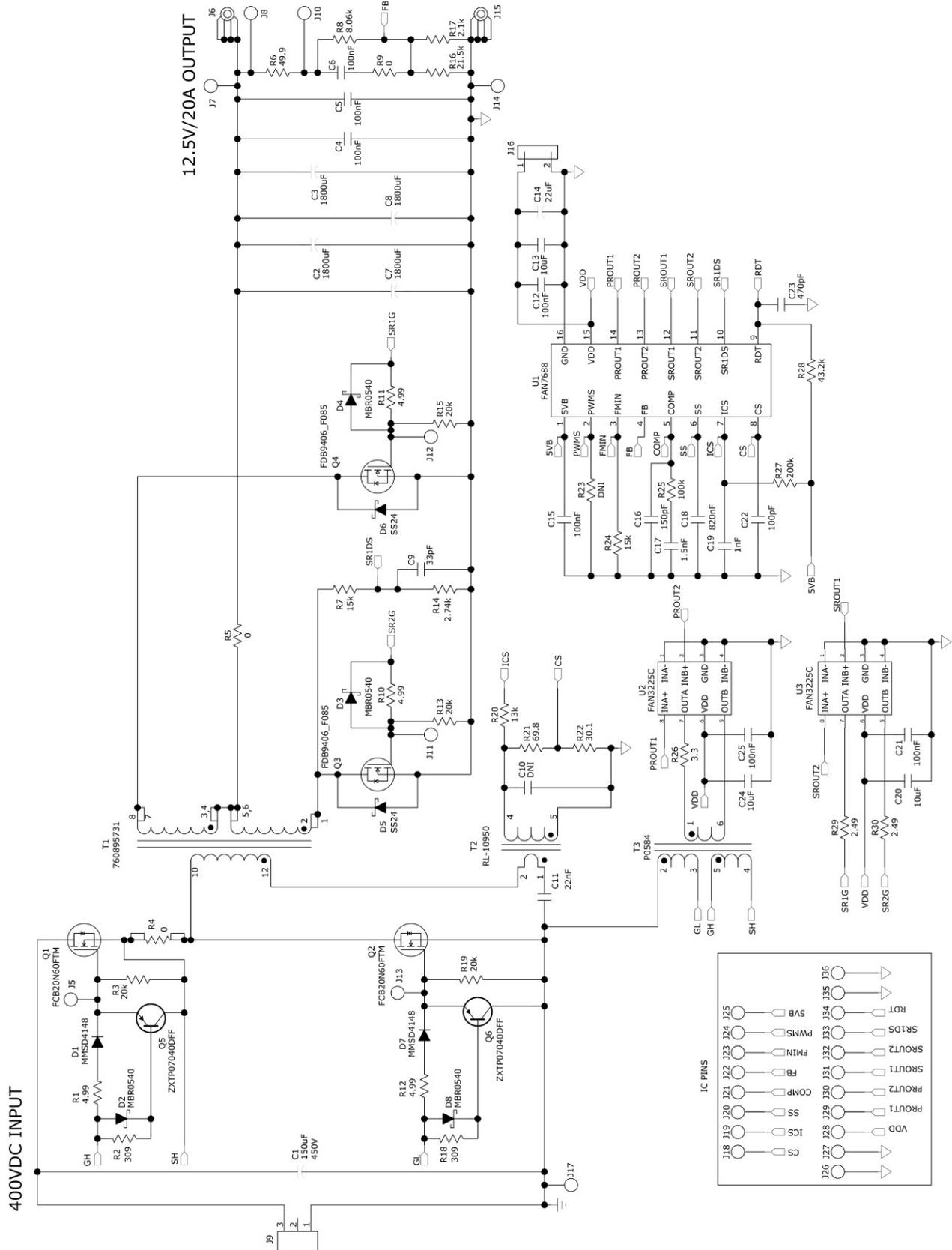


Рис.33. Финальная схема полумостового резонансного LLC преобразователя, использующего FAN7688

760895731 от Wurth Elektronik ([www.we-online.com](http://www.we-online.com)) является LLC трансформатором, который можно заказать на Digikey. Раздельный каркас используется для интеграции резонансной индуктивности (индуктивность рассеяния) и индуктивности намагничивания в один электромагнитный компонент.

- Сердечник: ETD44 ( $A_e = 172 \text{ мм}^2$ )
- Каркас: 16 Pin TH
- Индуктивность намагничивания:  $475 \text{ мкГн}, \pm 10\%$
- Индуктивность рассеяния:  $100 \text{ мкГн}, \pm 10\%$

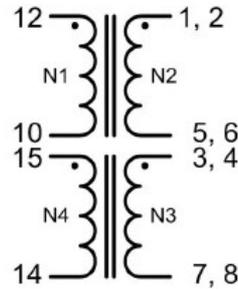


Рис.34. LLC силовой трансформатор (Т1) в оценочной плате

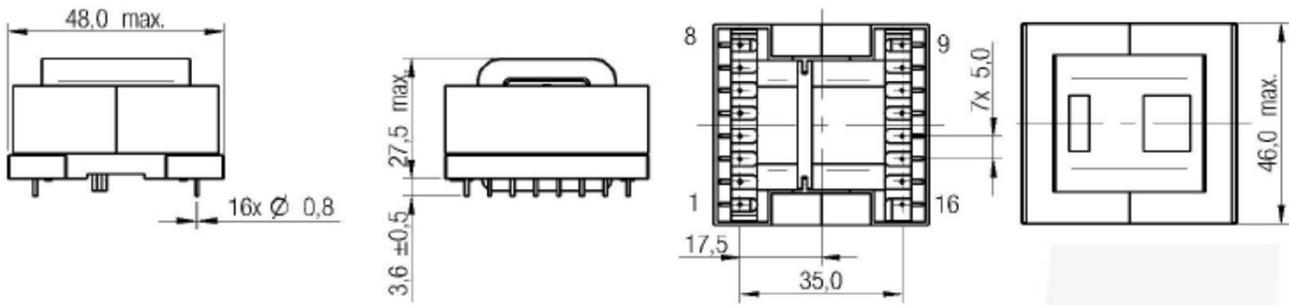


Рис.35. Wurth 760895731 чертёж (размеры в мм)

Таблица 3. Электрические характеристики трансформатора Wurth 760895731

Properties	Test conditions		Value	Unit	Tol.
Inductance	100 kHz/ 100 mV	L	475	$\mu\text{H}$	$\pm 10\%$
Turns ratio		n	35 : 2 : 2 : 3		$\pm 3\%$
Saturation current	$ \Delta L/L  < 20\%$	$I_{\text{sat}}$	5.0	A	typ.
DC Resistance 1	@ 20°C	$R_{\text{DC1}}$	128	$\text{m}\Omega$	max.
DC Resistance 2	@ 20°C	$R_{\text{DC2}}$	4.0	$\text{m}\Omega$	max.
DC Resistance 3	@ 20°C	$R_{\text{DC3}}$	4.0	$\text{m}\Omega$	max.
DC Resistance 4	@ 20°C	$R_{\text{DC4}}$	192	$\text{m}\Omega$	max.
Leakage inductance	100 kHz/ 100 mV	$L_s$	100	$\mu\text{H}$	$\pm 10\%$
Insulation test voltage	W1,4 => W2,3	$U_T$	4000	V (AC)	