



FAN7688

Расширенный резонансный LLC преобразователь вторичной стороны Контроллер с управлением синхронным выпрямителем

Особенности

- ЧИМ контроллер вторичной стороны для резонансного LLC преобразователя с синхронным выпрямителем
- Управление током зарядки для улучшения переходной характеристики и простого дизайна контура обратной связи
- Адаптивное управление синхронным выпрямителем с отслеживанием двойного фронта
- Мягкий старт замкнутого контура с монотонно возрастающим выходом
- Широкий диапазон рабочей частоты (39 кГц ~ 690 кГц)
- Зеленые Функции для улучшения эффективности при малой нагрузке
 - Симметричное ШИМ управление при малой нагрузке, чтобы ограничить частоту переключения в то время как снижаются потери на переключение
 - Отключение SR в состоянии на малой нагрузке
- Функции защиты с автоматическим перезапуском
 - Защита от перегрузки по току (OCP)
 - Защита от КЗ на выходе (OSP)
 - Профилактика переключения не при нулевом напряжении (NZS) путем компенсации сокращения (сдвига частоты)
 - Ограничение мощности путем компенсации сокращения (сдвига частоты)
 - Защита от перегрузки (OLP) с программируемым временем задержки выключения
 - Защита от перегрева (OTP)
- Программируемое мертвое время для коммутаторов первичной стороны и синхронного выпрямителя вторичной стороны
- VDD блокировка от пониженного напряжения (UVLO)
- Широкий диапазон рабочих температур -40 ° C до + 125 ° C

Описание

FAN7688 является передовым ЧИМ контроллером для LLC резонансных преобразователей с синхронным выпрямлением (SR), который предлагает лучшую в своём классе эффективность для изолированных преобразователей DC / DC. Он использует методику токового режима управления на основе контроля заряда, где треугольная форма сигнала с генератора в сочетании с встроенным ключом токовой информации, определяющей частоту переключения. Это обеспечивает лучшую контроль-выход передаточную характеристику ступени, упрощающую конструкцию петли обратной связи, позволяя истинную ограничения мощности возможность ввода. Плавный старт замкнутой обратной связи предотвращает насыщение усилителя ошибки и позволяет монотонное повышение выходного напряжения, независимо от состояния нагрузки. Двойной край отслеживания адаптивного управления мертвого времени сводит к минимуму тело диод проводимости время, таким образом, увеличивая эффективность.

Приложения

- Настольные АТХ, Настольные серверы, блейд-сервер, и телекомовские источники питания
- Интеллектуальные 100 Вт-2 кВт + Off-Line источники питания
- Высоко эффективные изолированные DC-DC преобразователи
- Питание дисплеев с большим экраном
- Промышленные источники

Информация для заказа

Примечание:

1. Все упаковки свободны от свинца в JEDEC: стандарт J-STD-020B.

Конфигурация ножек

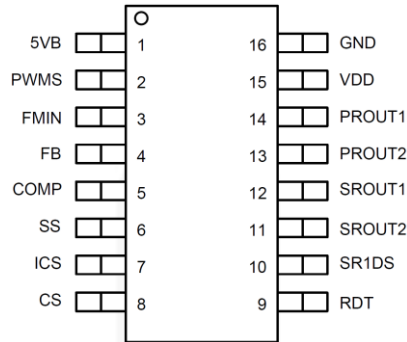


Рис. 1. Расположение ножек

Тепловое сопротивление

| Символ | Параметр | Значение | Единица измерения |
|---------------|---------------------------------------|----------|-------------------|
| Θ_{JA} | Тепловое сопротивление кристалл-среда | 102 | °C/W |

Обозначения ножек

| Ножка# | Имя | Описание ножки |
|--------|--------|---|
| 1 | 5VB | Опорное напряжение 5В. |
| 2 | PWMS | Начальный уровень установки режима ШИМ. |
| 3 | FMIN | Ножка установки минимальной частоты. |
| 4 | FB | Измерение выходного напряжения для управления с обратной связью. |
| 5 | COMP | Выход усилителя ошибки. |
| 6 | SS | Ножка программирования времени мягкого старта. |
| 7 | ICS | Ножка информации интеграла тока для токового режима управления. |
| 8 | CS | Ножка измерения тока для защиты от токовой перегрузки. |
| 9 | RDT | Ножка программирования мертвого времени для ключей первичной и вторичной (SR) сторон. |
| 10 | SR1DS | SR1 контроль напряжения сток-исток. |
| 11 | SROUT2 | Выход драйвера затвора SR MOSFET2 вторичной стороны. |
| 12 | SROUT1 | Выход драйвера затвора SR MOSFET1 вторичной стороны. |
| 13 | PROUT2 | Выход 2 драйвера затвора ключа первичной стороны. |
| 14 | PROUT1 | Выход 1 драйвера затвора ключа первичной стороны. |
| 15 | VDD | Напряжение питания микросхемы. |
| 16 | GND | Земля. |

Typical Application

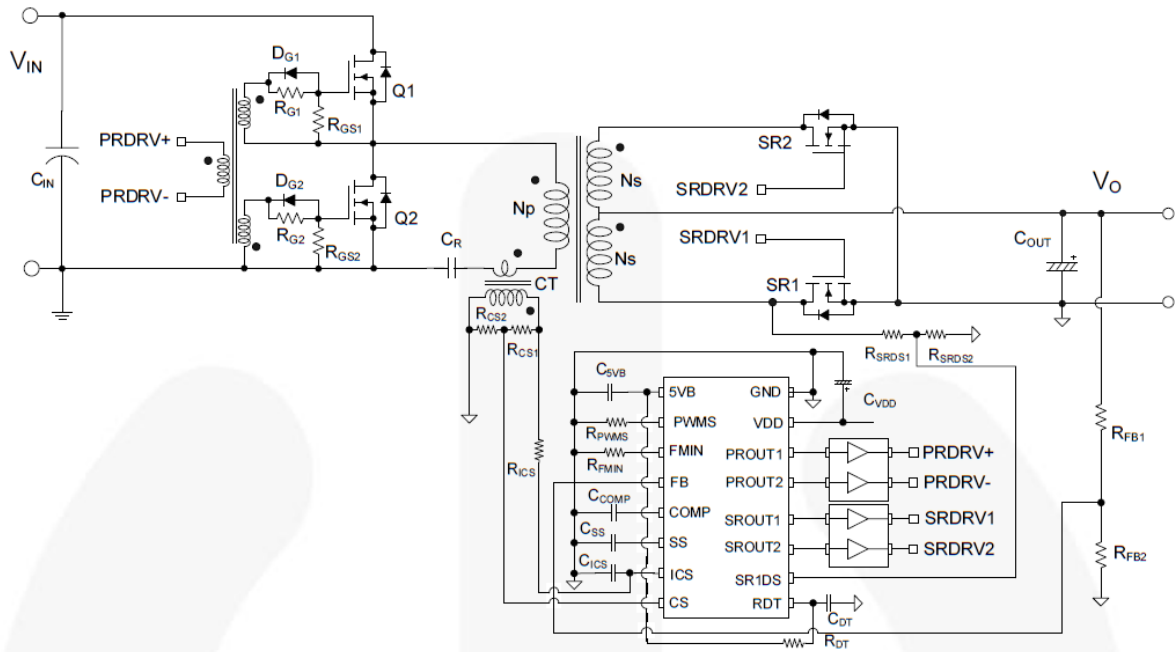


Figure 2. Typical Application

Block Diagram

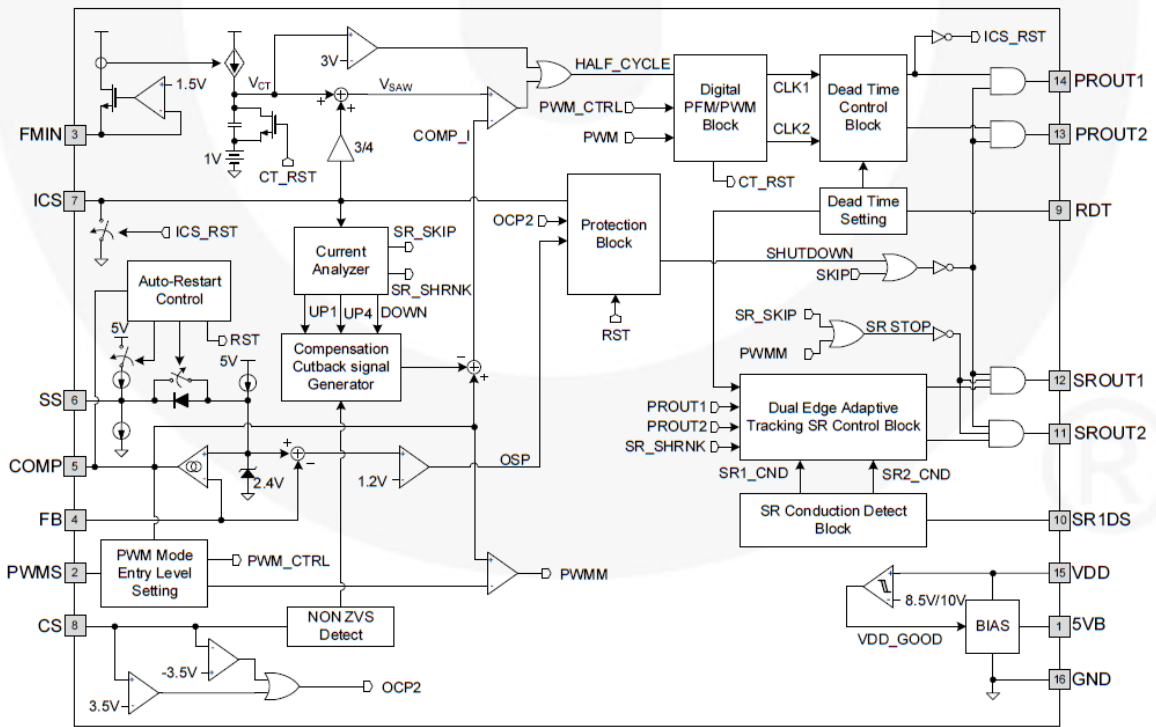


Figure 3. Block Diagram

Функциональное описание

Принцип работы управления зарядным током

LLC резонансный преобразователь широко используется для многих приложений, потому что он имеет много преимуществ. Он может регулировать выход над целыми изменения нагрузки при относительно небольшом изменении частоты коммутации. При этом можно добиться нулевого напряжения переключения (ZVS) для ключей первичной стороны и нулевого тока переключения (ZCS) для выпрямителей вторичной стороны во всем рабочем диапазоне и резонансная индуктивность может быть интегрирована с трансформатором в одной магнитной составляющей. Рис. 54 показывает упрощенную схему в LLC резонансного преобразователя, в котором используется режим управления по напряжению. Режим управления по напряжению обычно используется для LLC резонансного преобразователя, где выходное напряжение усилителя ошибки непосредственно контролирует частоту переключения. Тем не менее, дизайн цепи компенсации LLC резонансного преобразователя является относительно сложным, так как АЧХ в режиме управления по напряжению включает четыре полюса, где расположение полюсов меняется при изменении входного напряжения и нагрузки.

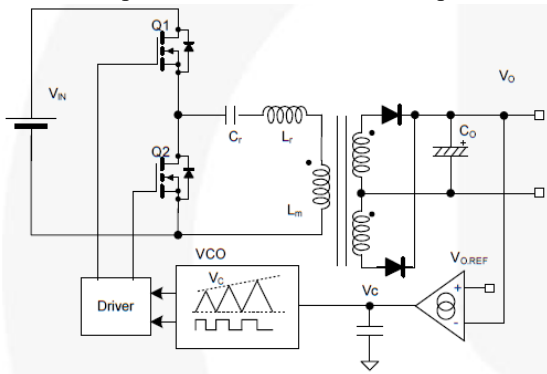


Рис. 54. LLC резонансный преобразователь с управлением в режиме напряжения

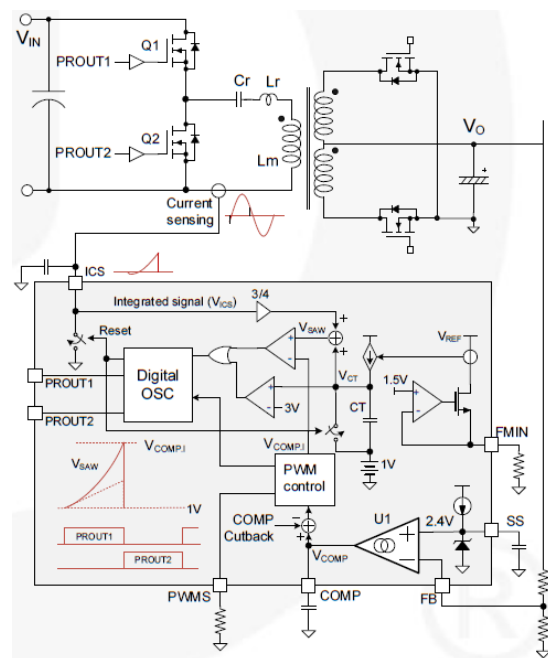
FAN7688 использует режим управления зарядным током, чтобы улучшить динамический отклик LLC резонансного преобразователя. Рис. 55 показывает упрощенную схему полумостовой LLC резонансного преобразователя с использованием FAN7688, где L_m является индуктивностью намагничивания, L_r является резонансной индуктивностью и C_r является резонансным конденсатором. Типичные ключевые формы волны LLC резонансного преобразователя для

тяжелой нагрузки и условий легкой нагрузки показаны на рис. 56 и рис. 57, соответственно.

Предполагается, что рабочая частота совпадает с резонансной частотой, определяемой резонансом между L_r и C_r . Поскольку ток ключа первичной стороны возрастает не монотонно, сам ток ключа не может быть использован для частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) для регулирования выходного напряжения. Кроме того, пиковое значение тока на первичной стороне не отражает состояние нагрузки правильно, потому что большой циркулирующий ток (ток намагничивания) входит в ток ключа первичной стороны. Однако, интеграл тока ключа (V_{ICS}) увеличивается монотонно и имеет пиковое значение аналогичный тому, которое используется для режима управления по пиковому току, как показано на рис. 56 и рис. 57.

Таким образом, FAN7688 использует контроль зарядного тока, который сравнивает полный заряд тока ключа (интеграл тока ключа) для управления напряжением путем модуляции частоты переключения. Так как заряд тока ключа пропорционален среднему входному току в течение одного цикла переключения, контроль заряда обеспечивает быстрый внутренний цикл и предлагает превосходные переходные характеристики в том числе, присущие прямой связи. Блок PFM имеет внутренний времязадающий конденсатор (CT), чей ток зарядки определяется ток, протекающий из ножки FMIN. Напряжение ножки FMIN стабилизируется на уровне 1.5 В. Существует верхний предел (3 В) для напряжения времязадающего конденсатора, который определяет минимальную частоту переключения для данного резистора, подключенного к ножке FMIN. Пилообразный сигнал (V_{SAW}) генерируется путем добавления интеграл тока ключа Q_1 (V_{ICS}) и напряжения на времязадающем конденсаторе (V_{CT}) осциллятора. Пилообразного сигнала (V_{SAW}) затем сравнивается с напряжения компенсации (V_{COMP}), чтобы определить частоту переключения.

Рис. 55. Схема мощной ступени LLC резонансного преобразователя



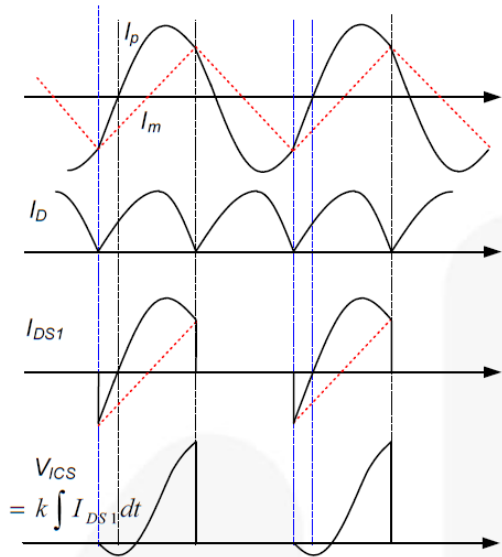
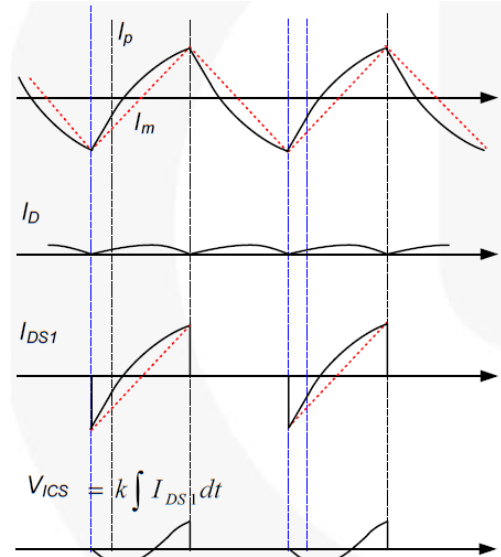


Рис. 56. Типичные формы сигналов LLC резонансного преобразователя для состояния тяжелой нагрузки

Рис. 57. Типичные формы LLC резонансного преобразователя для состояния лёгкой нагрузки



Гибридное управление (ШИМ + ЧИМ)

Обычный способ управления ЧИМ модулирует только частоту переключения с фиксированной скважностью 50%, что, как правило, приводит к относительно низкой эффективности при лёгкой нагрузке из-за большого циркулирующего тока первичной стороны. Для повышения эффективности при лёгкой нагрузке, FAN7688 использует гибридное управление, где ЧИМ переключается на режим широтно-импульсной модуляции (ШИМ) при незначительной нагрузке, как показано на рис. 58. Типичные формы для режима ЧИМ и режима ШИМ показаны на рисунке 59 и рисунке 60 соответственно. Когда напряжение усилителя ошибки (V_{COMP}) ниже порога режиме ШИМ, внутренний сигнал COMP фиксируется на пороговом уровне, и операция ЧИМ переключается в режим ШИМ. В режиме ШИМ, частота переключения фиксируется зажимом внутреннего напряжения COMP

(V_{COMP1}) и рабочий цикл определяется разностью между напряжением COMP и пороговым напряжением режима ШИМ. Таким образом, рабочий цикл уменьшается, как V_{COMP} падает ниже порога режима ШИМ, который ограничивает частоту переключения при состоянии легкой нагрузки, как показано на рисунке 58. Пороговое напряжение режима ШИМ может быть запрограммирована между 1,5 V и 1,9 V с помощью резистора на выводе PWMS.

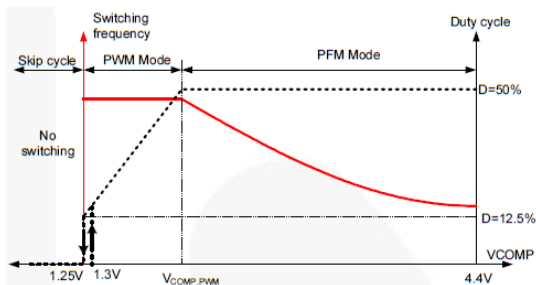


Рис. 58. Изменение режима при изменении напряжения COMP

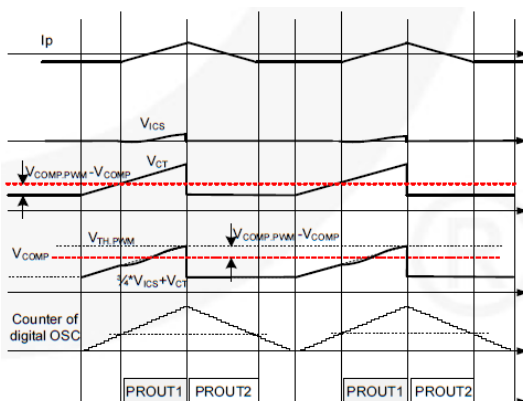


Рис. 59. Диаграмма ключей при работе в ЧИМ

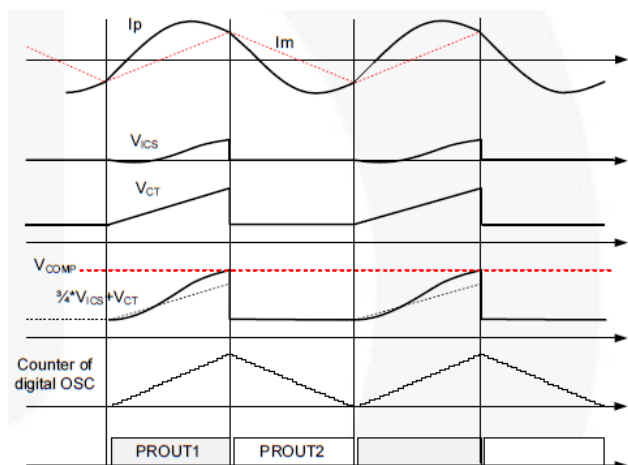


Рис. 60. Диаграмма ключей при работе в ШИМ

Измерение тока

FAN7688 измеряет мгновенный ток ключа и интеграл тока ключа, как показано на рис. 61. Поскольку FAN7688 находится в вторичной стороне, это требует использовать трансформатор тока для измерения тока первичной стороны. В то время как PROUT1 низкий (LOW), ножка ICS фиксируется на 0V внутренним MOSFET сброса. Наоборот, в то время как PROUT1 высокий, ножка ICS не зажимается, а интегрирующий конденсатор (C_{ICS}) заряжается и разряжается по разности напряжений между напряжением на измерительном резисторе (V_{SENSE}) и напряжением на ножке ICS. Во время нормальной работы, напряжение ножки ICS ниже 1,2 В, так как порог предельной мощности 1,2 В. Величина токоизмерительного резистора и витки трансформатора тока должны быть выполнены так, чтобы напряжение на токоизмерительном резистор (V_{SENSE}) превышало 4V в состоянии полной нагрузки. Поэтому ток заряда и разряда C_{ICS} должны быть почти пропорциональны напряжению на токоизмерительном резисторе (V_{SENSE}). Рис. 62 сравнивает V_{ICS} сигнал и идеальный интегральный сигнал, когда амплитуда V_{SENSE} 4В. Как можно видеть, существует примерно 10% ошибка в сигнале V_{ICS} по сравнению с идеальным интегральным сигналом, что является приемлемым для большинства конструкций. Если больше точность V_{ICS} требуется, амплитуда V_{SENSE} должна быть увеличена.

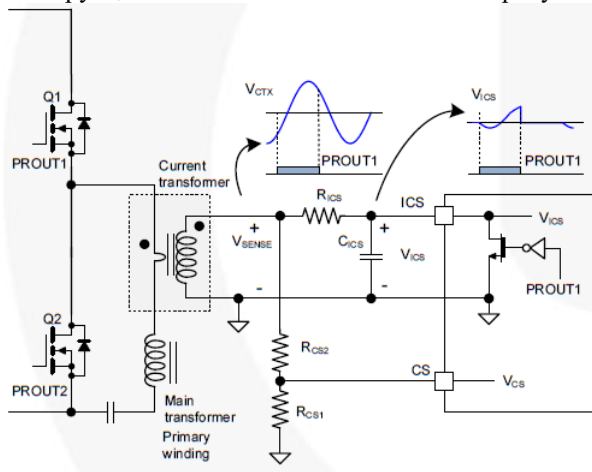


Рис. 61. Измеряемый ток FAN7688

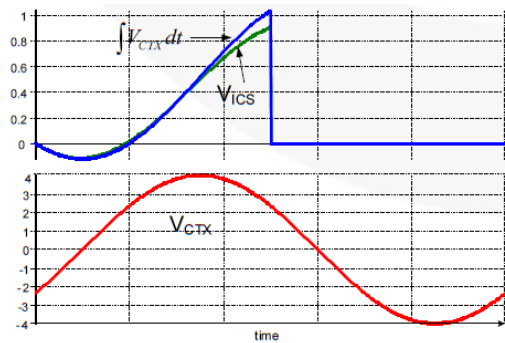


Рис. 62. Генерируемый и интегральный сигналы (V_{ICS}) от V_{SENSE}

Поскольку пиковое значение интеграла токоизмерительного напряжения (V_{ICS}) пропорционально среднему входному току резонансного LLC преобразователя, оно используется для четырех основных функций, перечисленных и показано в 0.

- (1) Сжатие ворот SR: Чтобы гарантировать стабильную работу SR во время работы при лёгкой нагрузке, мёртвое время SR (оба включения и выключения транзисторов) увеличивается в результате уменьшения SR ворот, когда пиковое значение V_{ICS} падает ниже V_{TH1} (0,2 В). Мёртвое время SR уменьшается до запрограммированного значения когда пиковое значение V_{ICS} поднимается выше 0,25 В.
- (2) SR запрещено и разрешено: Во время очень лёгкой нагрузки, SR запрещён, когда пиковое значение V_{ICS} меньше чем V_{TH3} (0,075 В). Когда пиковое значение V_{ICS} возрастает выше V_{TH2} (0,15 В), SR разрешен.
- (3) Предел ограничения тока: Пиковое значение V_{ICS} также используется для ограничения тока входного сигнала. Как можно увидеть в 0, существует два различных предела тока (быстрый и медленный). Когда пиковое значение возрастает выше медленного предельного уровня тока (V_{OCL1}) из-за мягкого состояния перегрузки, внутреннее напряжение компенсации обратной связи медленно снижается ограничить входной мощности. Это продолжается до тех пор пиковое значение V_{ICS} не опускается ниже V_{OCL1} . Во время более тяжелого состояния перегрузки, максимальное значение V_{ICS} пересекает порог быстрого предельного тока (V_{OCL2}) и напряжение внутренней компенсации обратной связи быстро снижается, ограничивая входную мощность, как показано на рис. 64. Это продолжается пока пикового значения V_{ICS} упадет ниже V_{OCL2} . Порог предельного тока на пиковом значении V_{ICS} также изменяется как выходное напряжение измеренного сигнала (V_{FB}) уменьшается таким образом, что выходной ток ограничивается во время перегрузки, как показано в 0. Эти предельные пороги изменения к более высоким значениям ($V_{OCL1.BR}$ и $V_{OCL2.BR}$), когда преобразователь работает в глубоко ниже резонансной работы для большего задерживаемого времени (см. функцию увеличения задерживаемого времени).
- (4) Защита по току (OCP1): Когда пиковое значение V_{ICS} больше, чем V_{OCP1} (1.9 V), токовая защита срабатывает. Время задержки 150 нс добавлено для токовой защиты. Эти OCP пороговые изменения в более высокое значение ($V_{OCL1.BR}$), когда преобразователь работает глубоко ниже резонансной работы для большего задерживаемого времени (см. функцию увеличения задерживаемого времени).

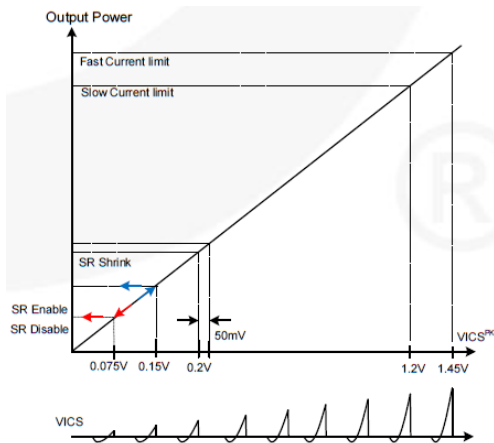


Рис. 63. Функции, относящиеся к VICS пиковому напряжению.

Мгновенный ток ключа, измеренный на ножке CS также используется для выполнения следующих функций.

(1) Профилактика не-ZVS : Когда напряжение компенсации (V_{COMP}) выше, чем 3V и пиковое значение V_{CS} меньше, чем 0,3 В, не-ZVS условие обнаружено, что уменьшает внутренний сигнал компенсации, чтобы увеличить частоту переключения.

(2) Защита по току (OCP2): Когда V_{CS} выше, чем 3,5 V или ниже, чем -3.5 V, защита по току (OCP) срабатывает.

Мгновенный ток первичной стороны также измеряется на ножке CS. Поскольку пороги OCP на ножке CS равны 3.5 V

и -3.5 V, как показано на рис. 66, сигнал CS, как правило, получают из V_{SENSE} с помощью делителя напряжения, как показано на рис. 61. Время задержки 150 нс добавляется для OCP.

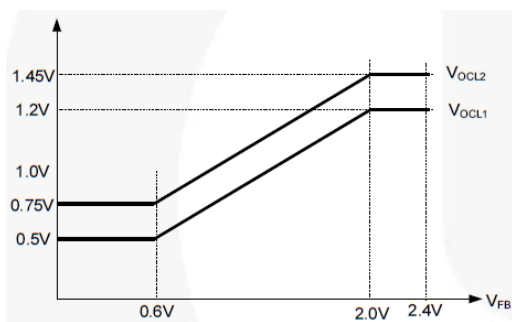


Рис. 65. Модуляция порога ограничения тока как функция обратной связи по напряжению

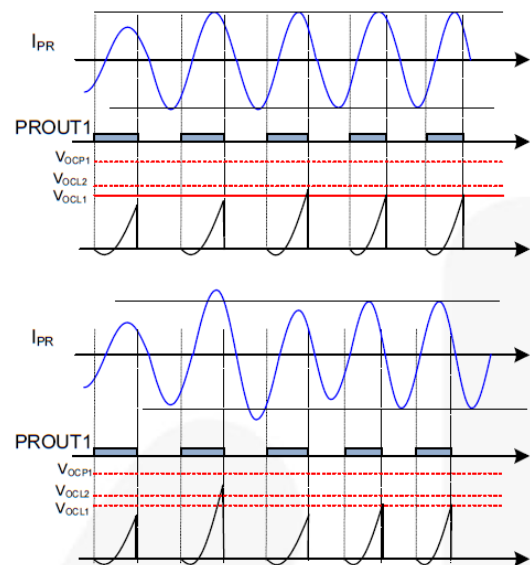


Рис. 64. Ограничение тока ножки ICS сдвигом частоты (Компенсация сокращения - Compensation Cutback)

Плавный пуск и регулирование выходного напряжения

Рис. 68 показывает упрощенную блок-схему для управления с обратной связью и мягкий старт с замкнутой обратной связью. Во время нормальной работы, установившегося состояния, ножка плавного старта (SS) подключена к неинвертирующий вход усилителя ошибки, которые зажимается в 2,4 В. Петля обратной связи работает таким образом, что измеренное выходное напряжение такое же, как напряжение ножки SS. Во время запуска, внутренний источник тока ($I_{SS,T}$) заряжает конденсатор SS и напряжение ножки SS постепенно увеличивается. Таким образом, выходное напряжение также монотонно возрастает в результате замкнутого SS управления.

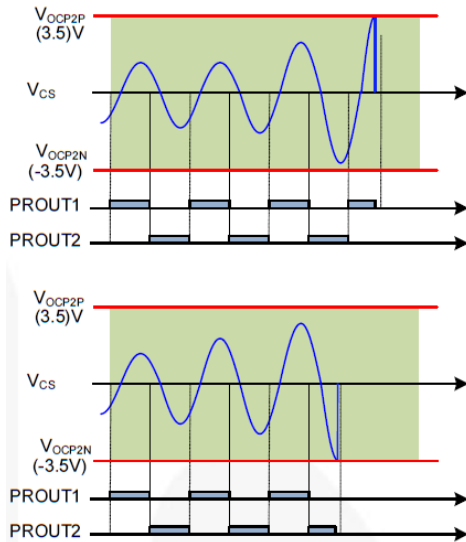


Рис. 66. Токовая защита ножки CS

Конденсатор SS также используется для задержки времени отключения в течение защиты от перегрузки (OLP). Рис. 69 показывает OLP сигнал. Во время нормальной работы, напряжение на конденсаторе SS зажимается на 2,4 В. Когда выход перегружен, V_{COMP} насыщен высоким уровнем и конденсатор SS отделен от цепи зажима через блок управления SS. I_{SS} заблокирован D_{BLCK} и SS конденсатор медленно заряжается вверх от источника тока $I_{SS,UP}$. Когда напряжение на конденсаторе SS достигает 3,6В, OLP срабатывает. Время, необходимое для плавного пуска конденсатора, заряжаемого от 2,4 В до 3,6 В, определяет время задержки выключения для защиты от перегрузки.

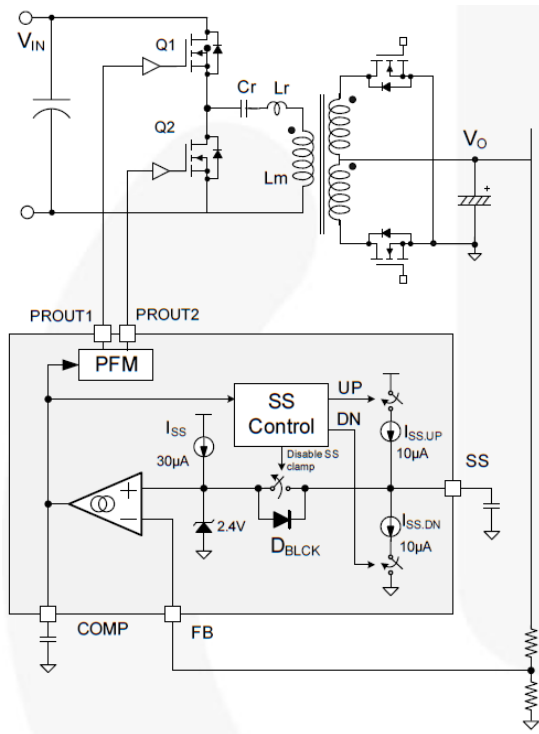


Рис. 68. Схема с мягкого старта с обратной связью

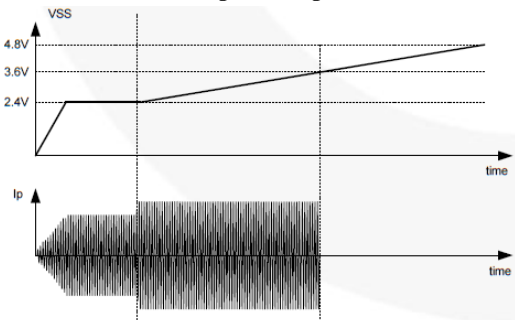


Рис. 69. Отложенное отключение с мягким стартом

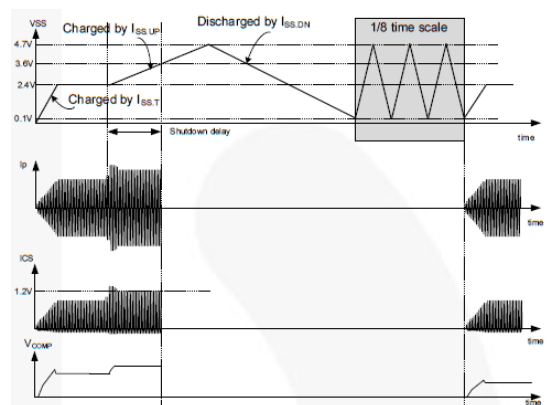


Рис. 70. Автоматический рестарт после срабатывания защиты

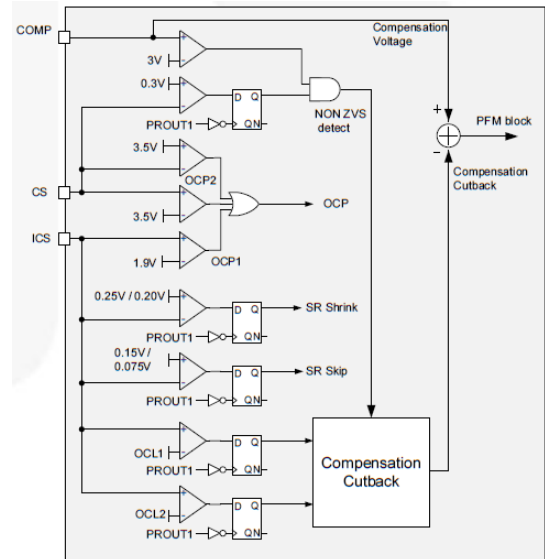
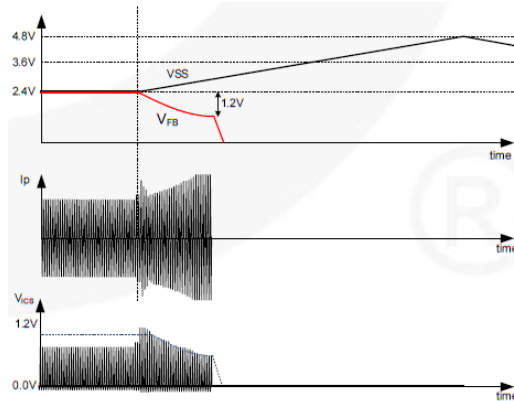


Рис. 67. Использование сигнала измерения тока

Автоматический перезапуск после защиты

Все защиты FAN7688 не защелкиваются и автоматически перезапускаются, где задержанный перезагрузок осуществляется зарядкой и разрядкой конденсатора SS, как показано на рис. 70. Во время нормальной работы, напряжение конденсатора SS фиксируется на 2.4 V. После срабатывания любой защиты схема фиксации SS отключена. SS конденсатор затем заряжается до 4,7 V от внутреннего источника тока ($I_{SS,UP}$). Затем SS конденсатор разряжается до 0,1 V другим внутренним током ($I_{SS,DN}$). После зарядки и разрядки конденсатора SS еще три раза, включается автоматическое восстановление.

Защиты выхода от короткого замыкания



Чтобы свести к минимуму рассеивание мощности через силовой каскад во время тяжелой неисправности, FAN7688 предлагает защиту выхода от короткого замыкания (OSP). Когда выход сильно перегружен или замкнут накоротко, напряжение обратной связи (выход зондирования напряжение) не следует опорного напряжения усилителя ошибки (2,4 V). Когда разница между опорным напряжением усилителя сигнала ошибки и ОС по напряжению больше, чем 1.2 В, OSP срабатывает без ожидания, пока OLP сработает, как показано на рис. 71.

Рис. 71. Защита выхода от короткого замыкания

Установка мертвого времени

С одной ножки (ножка RDT), при помощи коммутируемого источника тока, программируется мертвые времена между затворными сигналами первичной стороны (PROUT1 и PROUT2) и затворными сигналами SR вторичной стороны (SROUT1 и SROUTZ), как показано на рис. 72 и рис. 73. После того, как смещение 5В включено, напряжение ножки RDT подтягивается вверх. Когда напряжение на выводе RDT достигает 1.4 В, напряжение на C_{DT} затем разряжается до 1V при помощи внутреннего источника тока I_{DT} . I_{DT} затем запрещается и напряжение ножки RDT заряжается через резистор RDT. Как показано на рис. 73, $1/64$ времени, требуемого (T_{SET1}) для напряжения ножки RDT, чтобы подняться с 1В до 3В, определяет мертвое время между затворными сигналами вторичной стороны SR.

Коммутируемый источник тока I_{DT} затем запрещается и напряжение ножки RDT разряжается. $1/32$ времени, требуется (T_{SET2}) для напряжения ножки RDT, чтобы снизится от 3 В до 1 В, определяет мертвое время между затворными сигналами первичной стороны. После того, как напряжение падает до RDT 1 В, источник тока I_{DT} запрещается во второй раз, что позволяет напряжению RDT быть заряженным до 5 В.

0 показывает мертвые времена для SROUT и PROUT, запрограммированные с рекомендуемыми значениями компонентов R_{DT} и C_{DT} . Поскольку время измеряется с помощью внутреннего 40 МГц тактового сигнала, разрешение установки мертвой времени 25 нс. Минимальные и максимальные мертвые времена поэтому ограничены в 75 нс и 375 нс соответственно. Для обеспечения стабильной работы SR, принимая разброс параметра цепи в счете. 75 нс мертвое время не рекомендуется, особенно для мертвого времени SR.

Когда FAN7688 работает в режиме ШИМ при легкой нагрузке, мертвое время в два раза сократит потери переключения.

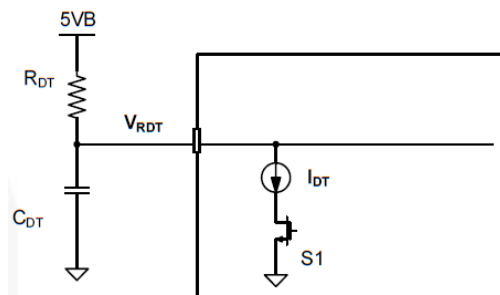


Рис. 72. Внутренний источник тока для ножки RDT

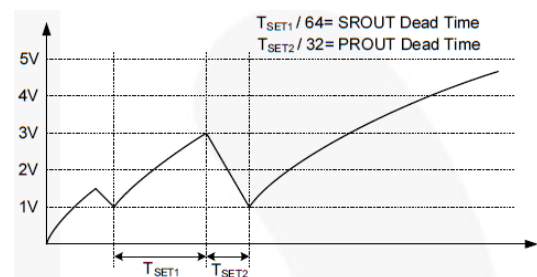


Рис. 73. Многофункциональная работа ножки RDT

Table 1. Dead Time setting for PROUT and SROUT

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

Установка минимальной частоты

Минимальная частота коммутации ограничена путем сравнения напряжения времязадающего конденсатора (V_{CT}) с внутренним напряжением 3 В, как показано на рис. 74. Поскольку нарастающий фронт напряжения времязадающего конденсатора определяется резистором (R_{FMIN}), подключенного к ножке F_{MIN} , то минимальная частота переключения определяется как:

$$f_{SW.MIN} = 100kHz \times \frac{10k\Omega}{R_{FMIN}} \quad (1)$$

Минимальная программируемая частота переключения ограничена цифровым счетчиком, работающем от внутреннего тактирования 40 МГц. При использовании 10 разрядного счетчика, минимальная частота переключения задается цифровым генератором 39 кГц ($40\text{ МГц}/1024 = 39\text{ кГц}$). Таким образом, максимально допустимое значение для R_{FMIN} 25,5 кΩ.

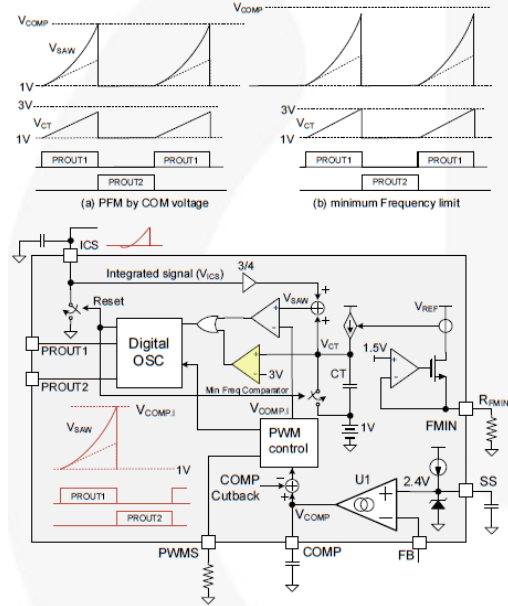
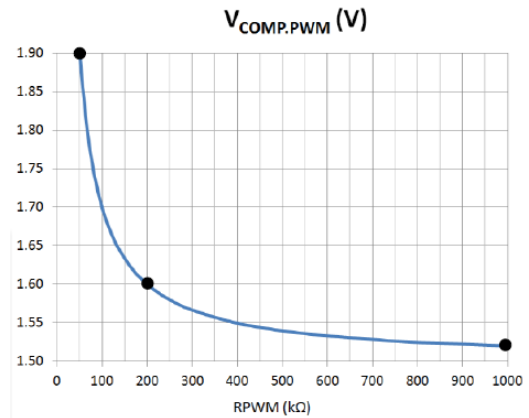


Рис. 74. Установка минимальной частоты переключения

Настройка начального уровня режима ШИМ

Когда напряжение COMP падает ниже $V_{COMP.PWM}$ в результате снижения нагрузки, внутренний сигнал COMP фиксируется на пороговом уровне и ЧИМ меняется на ШИМ. Порог начального уровня ШИМ программируется от 1,5 В и 1,9 В с помощью резистора на ножке PWMS, как показано на рис. 75. После того, как FAN7688 входит в режим ШИМ, привод затворов SR отключается.

Рис. 75. Настройка начального уровня режима ШИМ



Работа пропуска циклов

Как показано на рис. 76, когда напряжение COMP падает ниже $V_{COMP.SKIP}$ (1,25 В), в результате снижения нагрузки, операция пропустить цикл используется для уменьшения потерь при коммутации. Поскольку напряжение COMP поднимается выше 1,3 В, операция переключения возобновляется. Когда напряжение FB повышается выше $V_{FB.OVP1}$ (2,65 В), работа пропуска цикла также разрешена, чтобы ограничить быстрый рост выходного напряжения.

Когда напряжение FB падает ниже $V_{FB.OVP2}$ (2,3 В), операция переключения возобновляется.

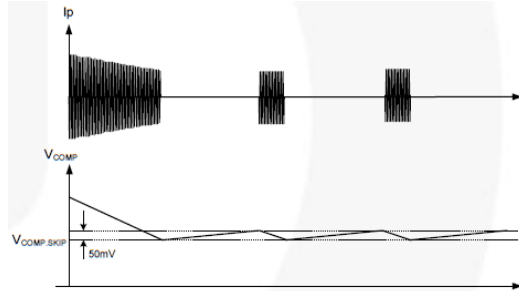


Рис. 76. Работа пропуска циклов

Синхронное выпрямление

FAN7688 использует адаптивный метод отслеживания двойной кромки драйвера затвора, который предвосхищает момент пересечения тока SR нуля по отношению к двум различным опорным значениям. Рис. 77 и рис. 78 показывают различные формы сигналов адаптивного метода отслеживания двойного края затвора

SR, работающего ниже и выше резонанса. Для упрощения объяснения, предполагается, что SR мертвое время равно нулю. Первая схема отслеживания измеряет время проводимости SR ($T_{SR.CNDCTN}$) и использует эту информацию для формирования первого адаптивного сигнала драйвера ($V_{PRD.DRV1}$) для следующего цикла переключения, длительность которой такой же, как время проводимости SR в предыдущем цикле переключения. Вторая схема слежения измеряет turn-off время расширение, которое определяется как продолжительность времени от падающего края драйвера первичной стороны до соответствующего момента выключения SR (T_{EXT}). Эта информация затем используется для генерирования второго адаптивного драйверного сигнала ($V_{PRD.DRV2}$) для следующего цикла переключения. Когда turn-off сигнала драйвера первичной стороны есть после turn-off соответствующего SR для работы ниже резонанса, второй адаптивный сигнал драйвера SR такой же, как в соответствующий

драйверный сигнал первичной стороны. Однако, когда turn-off драйверного сигнала первичной стороны находится перед turn-off моментом соответствующего SR для вышеуказанной операции резонансной, второй адаптивный сигнал драйвера SR генерируется путем расширения соответствующих сигналов драйвера затвора первичной стороны при T_{EXT} предыдущего цикла переключения.

Поскольку момент выключения второго адаптивного сигнала управления затвором продлевается T_{EXT} по отношению к заднему фронту сигнала управления затвором первичной стороне, длительность этого сигнала последовательно меняется с частотой переключения. Комбинация этих двух сигналов V_{PRD_DRV1} и V_{PRD_DRV2} с элементом И, оптимальный адаптивный сигнал управления затвором получается.

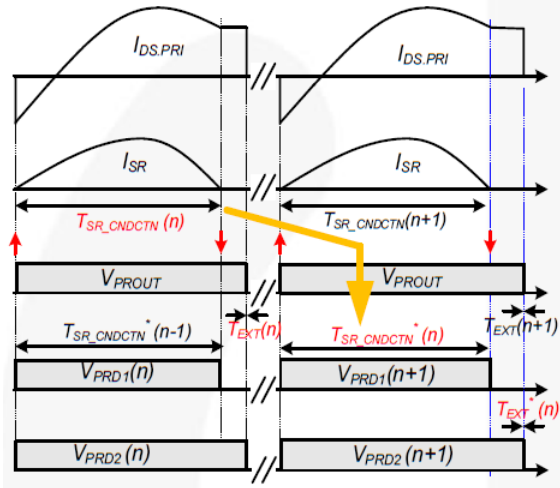


Рис. 77. Работа отслеживания двойного края адаптивного управления SR (ниже резонанса)

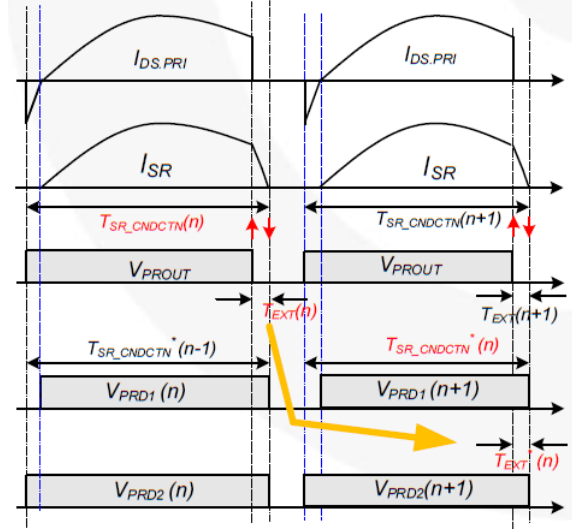


Рис. 78. Работа отслеживания двойного края адаптивного управления SR (выше резонанса)

Моменты проводимости SR для SR1 и SR2 для каждого цикла переключения измеряются с помощью одного вывода (ножка SR1DS). Напряжение SR1DS и его задержанный сигнал, в результате 100 нс RC постоянной времени, сравниваются, как показано на рис. 79. Когда SR проводит, напряжение SR1DS фиксируется на потенциале земли или высоковольтной шины (2 момента выходного напряжения), как показано на рис. 80. Принимая во внимание, напряжение SR1DS изменяется быстрее, когда происходит переход переключения. Когда оба SR MOSFET отключены, напряжение SR1DS колеблется. Когда напряжение SR1DS изменяется быстрее, чем $0.25 \text{ V} / 100 \text{ ns}$ по возрастающему фронту и $0.2 \text{ V} / 100 \text{ ns}$ по падающему фронту, переход переключения состояния проводимости SR обнаруживается. На основании обнаруженного перехода коммутации, FAN7688 предсказывает момент пересечения нуля тока SR для следующего цикла переключения. Задержка детектора 100 нс, вызванное постоянной времени RC компенсируется в внутренней схеме обнаружения тайминга для правильного управления затвором SR.

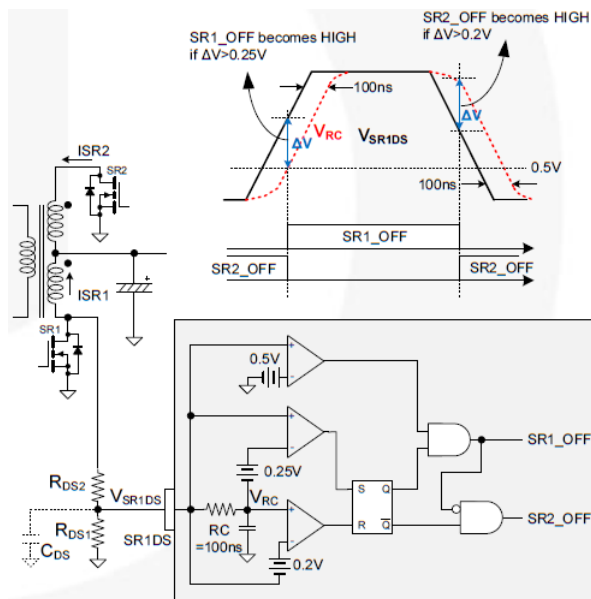


Рис. 80 и Рис. 81 показывают типичные формы сигналов напряжения ножки SR1DS вместе с другими сигналами ключа. Поскольку номинальное напряжение ножки SR1DS 4V, делитель напряжения должны быть надлежащим образом сконструированы таким образом, что превышения напряжения не применяется к этому контакту. Дополнительное шунтирующий конденсатор (COS) может быть подключен к ножке SR1DS, чтобы улучшить помехоустойчивость. Тем не менее, эквивалентная постоянная времени генерируемая шунтирующим конденсатором и сопротивлением делителя напряжения должна быть меньше внутренней постоянной времени RC (100 нс) схемы обнаружения для надлежащего обнаружения пересечения нуля током SR.

Рис. 79. Обнаружение проводимости SR при помощи одного вывода (SR1DS ножка)

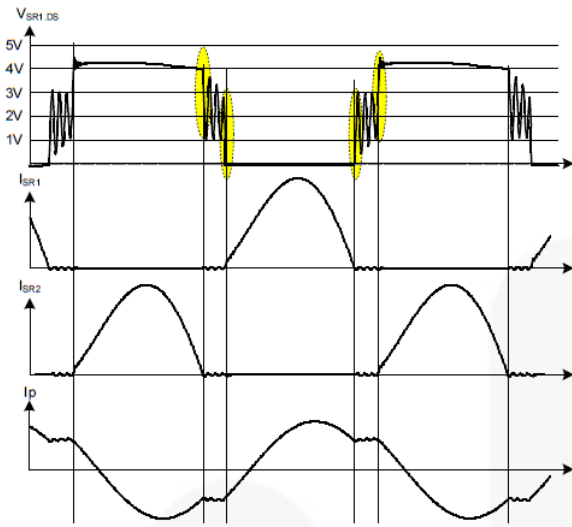


Рис. 80. Кривая обнаружения проводимости SR при работе ниже резонанса

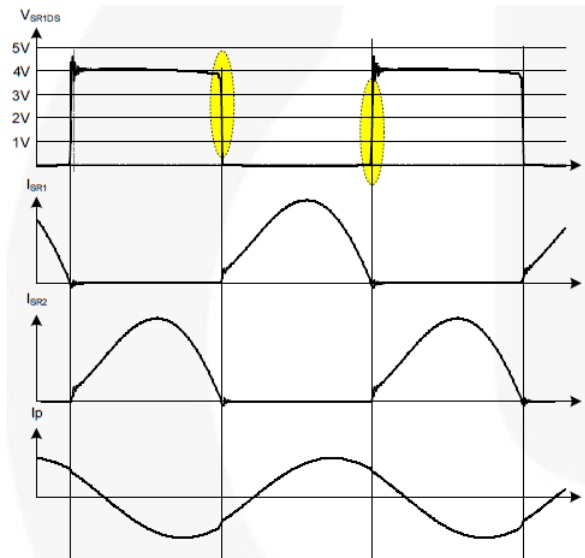


Рис. 81. Кривая обнаружения проводимости SR при работе выше резонанса

Функция задержки времени повышения

Задержка времени офф-лайн питания определяется как время, необходимое для того, чтобы выходное напряжение оставалось регулируемым после удаления входное напряжение переменного тока. Поскольку напряжение на входном конденсаторе во время задержки, большой ток берется из конденсатора фильтра, чтобы доставить такую же мощность в нагрузку. С фиксированным уровнем предельного значения мощности источника питания, предназначенного для номинального входного напряжения, то задержка времени, как правило, ограничены из-за повышенного входного тока источника питания.

FAN7688 имеет функцию задержки времени повышения, которая увеличивает порог предельного тока на напряжение ножки ICS, когда LLC резонансный преобразователь работает в глубоко ниже резонанса в течении времени задержки. Это время задержки повышенной работы включено, когда время проводимости SR меньше, чем 94% от половинного цикла переключения для дольше, чем 1.6 мс. Уровень ограничения тока на ножке ICS возвращается к нормальному значению, когда время проводимости SR больше чем 98% от половинного цикла переключения дольше, чем 3,2 мс.

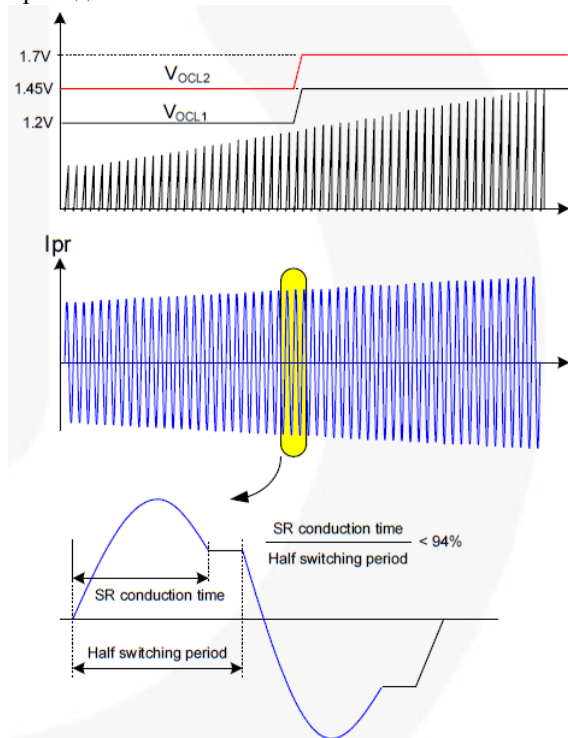


Рис. 82. Функция задержки времени повышения

Быстрое руководство установки для измерения тока и мягкого старта

Если предположить, что частота переключения такой же, как резонансная частота, пик v напряжения вторичной стороны трансформатора тока (V_{SENSE}^{PK}) определяется как:

$$V_{SENSE}^{PK} = I_o \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times (R_{CS1} + R_{CS2})$$

[пример] $I_o = 20 \text{ A}$, $N_p = 35$, $N_s = 2$, $n_{CT} = 50$, $R_{CS1} + R_{CS2} = 100 \Omega \rightarrow V_{SENSE}^{PK} = 3.59 \text{ V}$ в номинальном режиме нагрузки.

Делитель напряжения на ножке CS должен быть выбран таким образом, что OCP не срабатывало во время нормальной работы.

$$V_{CS}^{PK} = I_o \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times \frac{R_{CS1}}{R_{CS1} + R_{CS2}} < 3.5 \text{ V}$$

[пример] $I_o = 21 \text{ A}$, $N_p = 35$, $N_s = 2$, $n_{CT} = 50$, $R_{CS1} = 30 \Omega$, $R_{CS2} = 70 \Omega \rightarrow V_{CS}^{PK} = 1.07 \text{ V}$ в номинальном режиме нагрузки.

Резистор и конденсатор на ножке ICS должны быть выбран таким образом, что предел тока не срабатывает во время нормальной работы.

$$V_{ICS}^{PK} = I_o \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{n_{CT}} \times \frac{R_{CS1} + R_{CS2}}{R_{ICS}} \cdot \frac{1}{C_{ICS}} \cdot \frac{1}{2f_{SW}} < 1.2 \text{ V}$$

[пример] $I_o = 20 \text{ A}$, $N_p = 35$, $N_s = 2$, $n_{CT} = 50$, $R_{CS1} = 30 \Omega$, $R_{CS2} = 70 \Omega$, $R_{ICS} = 10 \text{ k}\Omega$, $C_{ICS} = 1 \text{ nF}$, $f_{SW} = 100 \text{ kHz} \rightarrow V_{ICS}^{PK} = 1.14 \text{ V}$ при номинальной нагрузке (фактическое V_{ICS}^{PK} ниже примерно на 10%, как показано на рис. 62 в связи с квази интегральным эффектом).

Если предположить, что фактическое V_{ICS}^{PK} (V_{ICS}^{PKA}) 1 В, конденсатор плавного пуска должны быть выбраны таким образом, что защита от перегрузки не срабатывает во время запуска с полной нагрузкой.

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} > \frac{C_{OUT} \cdot V_o}{\frac{1.2 - V_{ICS}^{PKA}}{V_{ICS}^{PKA}} I_o}$$

[пример] $I_o = 20 \text{ A}$, $C_{SS} = 680 \text{ нФ}$, $I_{SS} = 40 \text{ мкА}$, $C_{OUT} = 7,200 \text{ мкФ}$, $V_{ICS}^{PKA} = 1 \text{ В}$, $V_o = 12.5 \text{ В}$.

$$T_{SS} = \frac{C_{SS} \times 2.4V}{I_{SS}} = 40.8 \text{ ms} > \frac{C_{OUT} \cdot V_o}{\frac{1.2 - V_{ICS}^{PK}}{V_{ICS}^{PK}} I_o} = 22.5 \text{ ms}$$

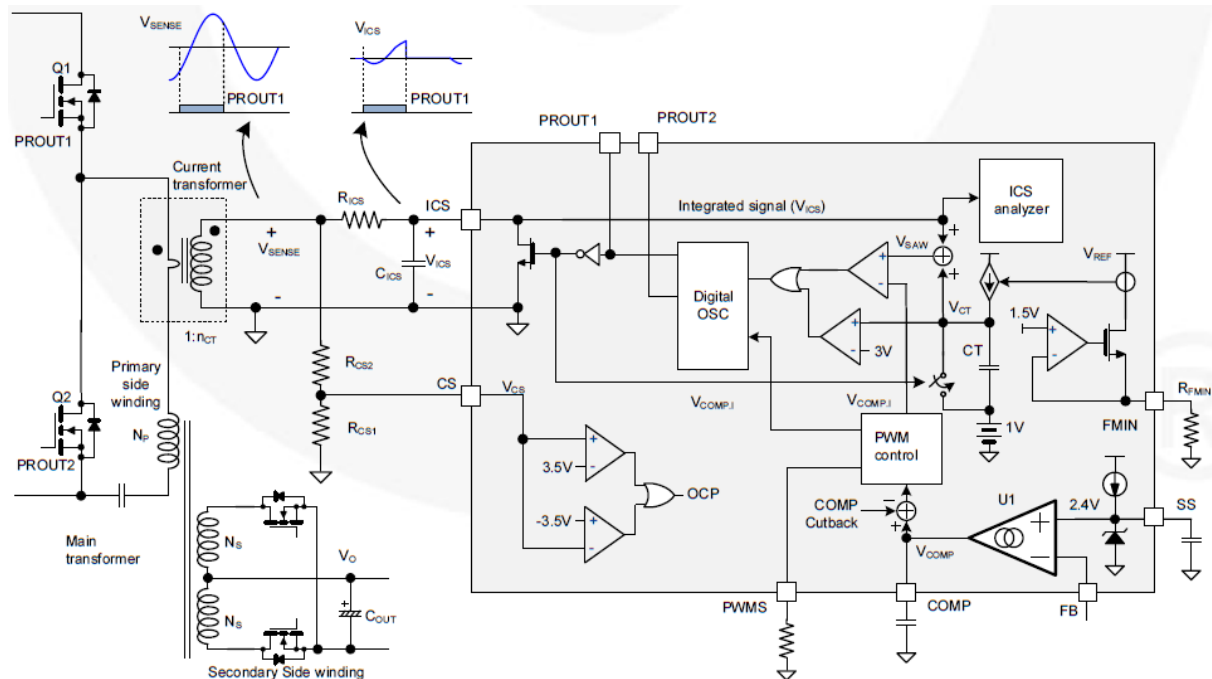


Рис. 84. Базовая прикладная схема для измерения тока и мягкого старта

Типовая прикладная схема (Резонансный LLC преобразователь)

| Приложение | Устройство | Диапазон входного напряжения | Выход |
|---------------------|------------|------------------------------|------------------|
| Источник питания PC | FAN7688 | 350~400 V _{DC} | 12В/21А (252 Вт) |

Возможности

- 4% улучшение эффективности по сравнению с выпрямителем на диодах Шоттки.
- 96,7% пиковая эффективность при 50% нагрузке.
- 96,0% пиковая эффективность при 100% нагрузке.
- 95% КПД при 20% нагрузке.
- 89,7% КПД при 10% нагрузке.
- КПД при легкой нагрузке (<15% нагрузки) может быть улучшен путем добавления параллельно каждому SR диода Шоттки с низким прямым падением V_F.

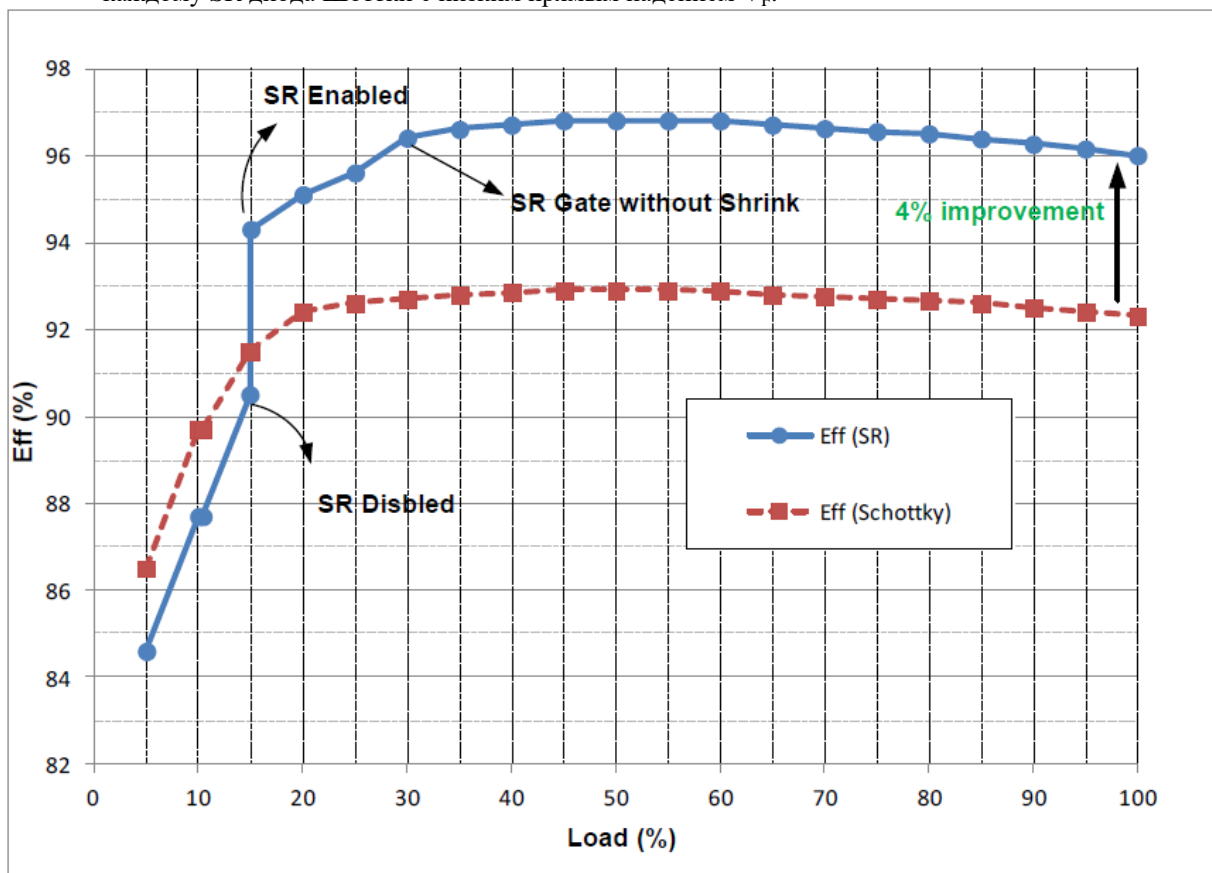


Рис. 85. Измеренная эффективность оценочной платы (EVБ)

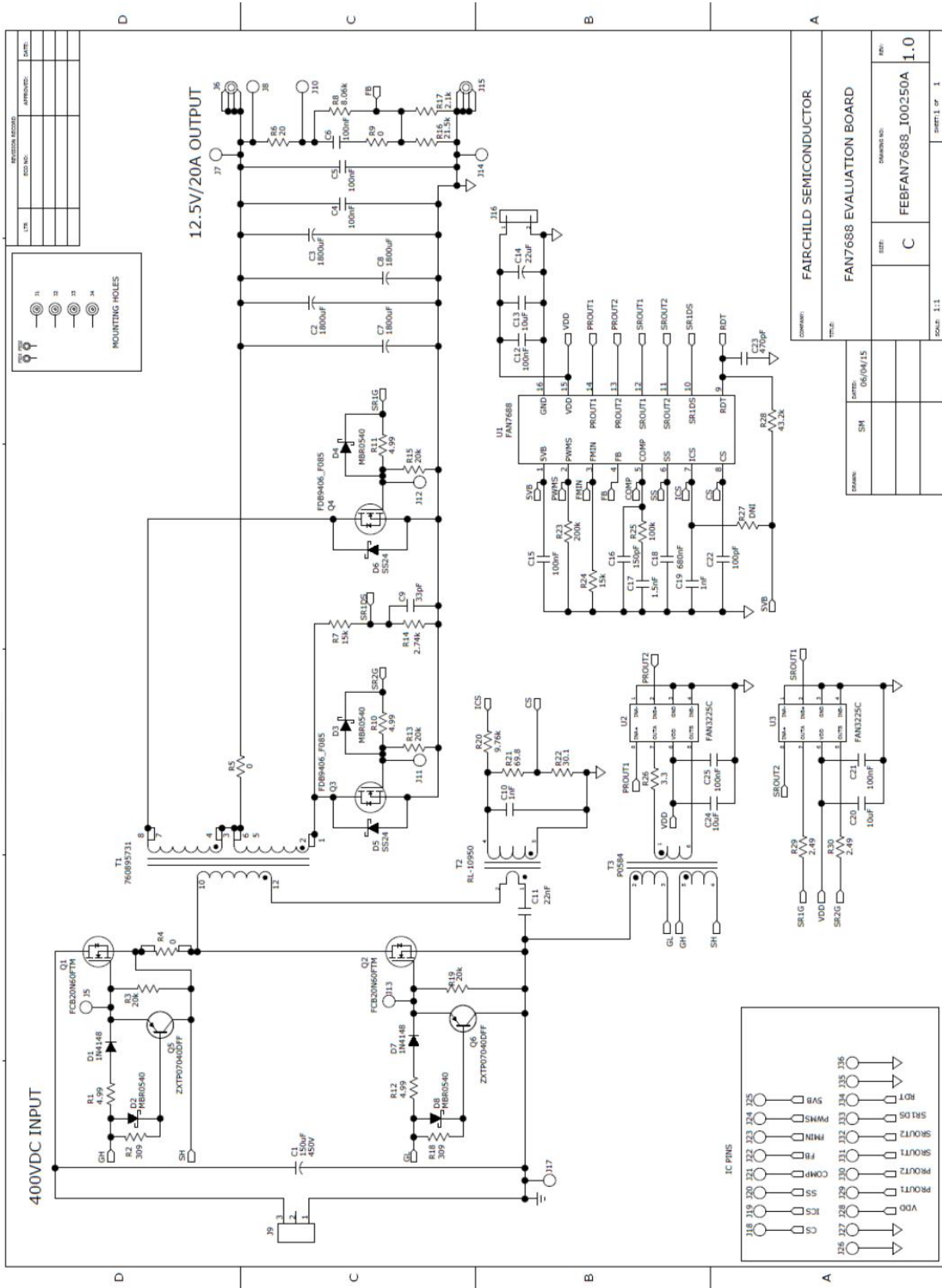


Рис. 86 Принципиальная электрическая схема типового приложения