

Новое семейство интегральных схем управления мощными преобразователями в режиме резонанса

Larry Wofford
Unitrode Integrated Circuits Corporation
Southeast Design Center
1005 Slater Road, Suite 206
Morrisville, NC 27560
(919) 941-6355
Переведено для сайта <http://valvolodin.narod.ru>

Вступление

Новое семейство интегральных схем представлено. Устройства этого семейства имеют архитектуру, необходимую для управления широким спектром преобразователей в режиме резонанса. Основные отличительные особенности в областях времени переключения, устранение неисправностей, дуговая технология плавного старта, уникальная в этом семействе. Дуга отдельных устройств настроена для поддержки автономно го режима или DC-DC, одного или двух ключей, конфигурации коммутации при нулевом напряжении (ZVS – zero voltage switched) или нулевом токе (ZCS – zero current switched). Конкретные приложения для трёх различных резонансных режимов преобразования упоминаются .

Обзор существующих интегральных схем управления

С 1986 года интерес к резонансным преобразователям энергии взорвал технические конференции. Производители IC были достаточно быстры, чтобы ответить предложением IC управления. В таблице 1 приведен список чипов, доступных в настоящее время . Для упрощения понимания, первые три перечисленные части, имеют по существу ту же конструкцию, как дуга последних двух. Там дуга существенные различия в функциональности и уровней производительности между тремя группами. Тем не менее, общие философия функционирования является общей для всех: фиксированная ширина импульса и переменная частота. Этот подход был применен к коммутации при нулевом токе (ZCS), квази-резонансный режим преобразователей с сообщило успеха.

Таблица 1. Список IC резонансного режима управления

LD405
GP605
CS3805
UC3860
MC34066
CS360

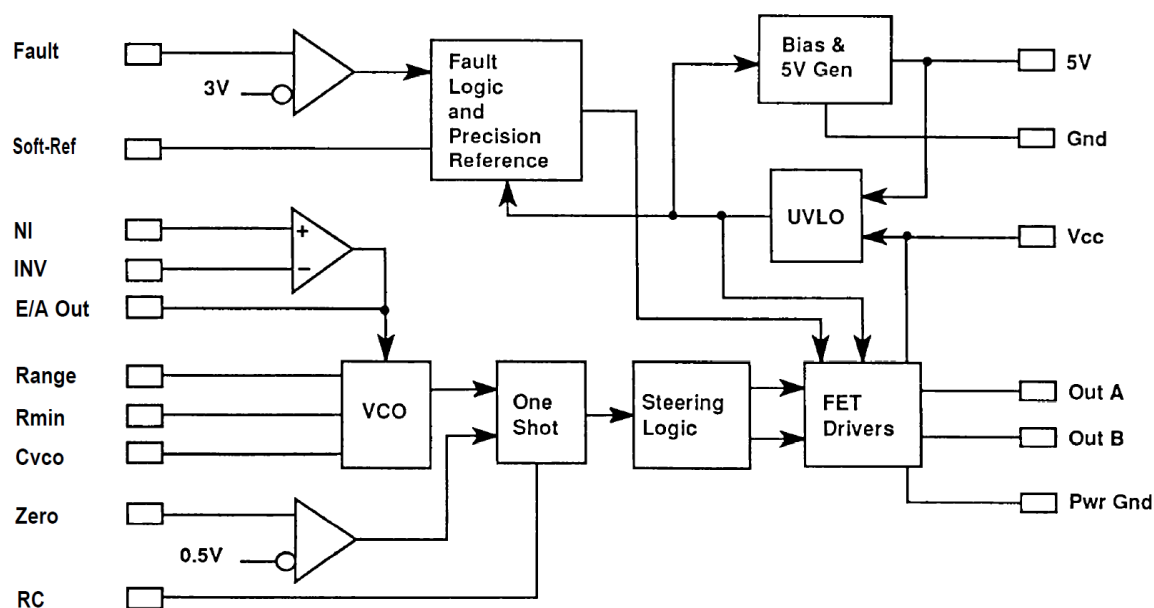


Рис. 1. Блок-схема контроллера

Новое семейство интегральных схем резонансного режима управления

По мере созревания дисциплины, стало очевидным преимущество одного из элементов изменений. Требовалась универсальность контролировать как ZCS, так и ZVS преобразователей. Необходима способность контролировать собственные времена переключателя (включен или выключен) с изменением линии, нагрузки или значений компонента. Для удовлетворения этих потребностей, было разработано семейство контроллеров, основанное на общем кристалле. Три члена семейства, UC1861, UC1864, UC1865 и будут рассмотрены в подробностях.

Общая блок-схема семейства показана на рис. 1. Эти части имеют усилитель ошибки (E/A), генератор управляемый напряжением (ГУН), однокадровый тактовый генератор (одновибратор?) с компаратора обнаружения пересечения нулевого уровня, управляющей логики для двух выходных драйверов, источника опорного напряжения 5V и блокировки понижения напряжения (UVLO).

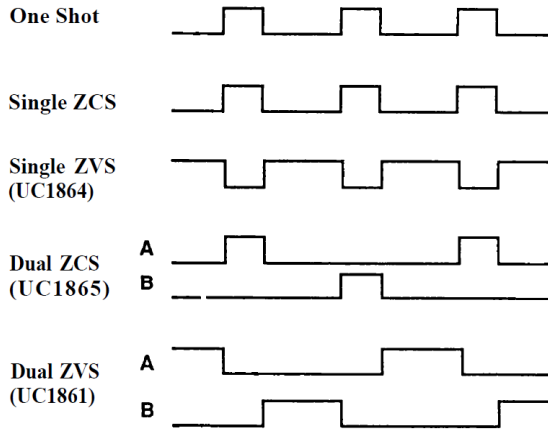


Схема защелки ошибки обеспечивает плавный пуск, задержку перезапуска и прецизионное опорное напряжение. Варианты могут быть произведены, которые дают различные уровни UVLO, а также различные свойств продукции. Там дуги два UVLO вариантов. Во-первых, подходящие для офф-line операция имеют пороги от 16 и 10V. Пока UVLO активна, I_{sc} меньше 0,3 mA. Другим вариантом является 8 и 7V, для приспособления нижнего входного напряжения DC/DC преобразователей. Особенность выходов требует различные резонансные топологии требует управляющую логику быть сконфигурированной специально для каждого приложения. Основные параметры, которые могут быть построены для одно или двухключевого драйвера, и контролируются времена включения или выключения. Приложения коммутации при нулевом токе требуют контролируемого включенного состояния ключа, в то время как коммутация при нулевом напряжении требует управления выключенным состоянием ключа. На рис.2 показаны эти варианты.

Рис. 2. Выход драйвера для различных преобразователей

В Таблице 2 показаны опции реализованные в 1861, 64 и 65-м. Другие варианты могут быть построены из той же матрицы. Таблица 2. Реализованные опции в 1861, 64, 65.

Устройство	UVLO Vth	Выходы	Коммутация при нуле
UC1861	16/10V	Два	Напряжение
UC1864	8/7V	Один	Напряжение
UC1865	16/10V	Два	Ток

Основные блоки управления

Блоки фундаментального управления необходимы для большинства резонансных преобразователей дуги усилитель ошибки. VCO, однокадровый тактовый генератор и выходной каскад привода мощных МОП-транзисторов.

Усилитель ошибки & генератор управляемый напряжением

Рис. 3 подробно E/A и VCO. Выход E/A непосредственно управляет ГУН через I_{range} генератор. ГУН имеет входы для двух резисторов R_{range} и R_{min} и одного конденсатора, C_{vco} . R_{min} и C_{vco} определяют минимальную частоту.

$$F_{min} = \frac{3.6}{(R_{min} \cdot C_{vco})}$$

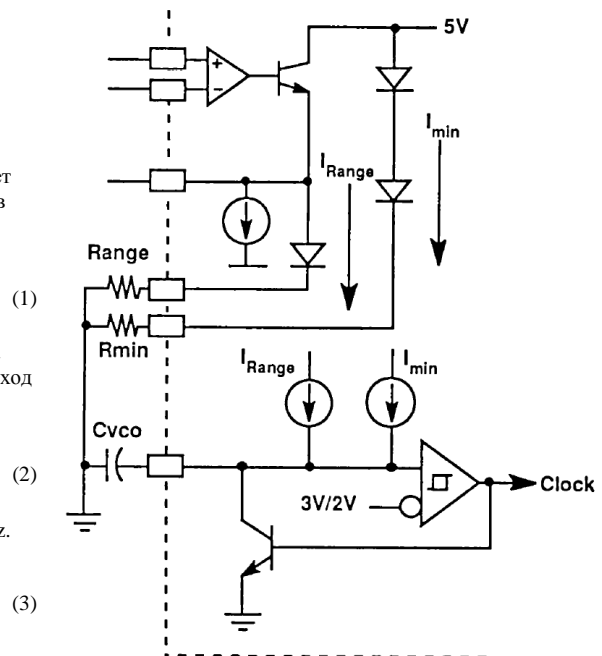
Когда выходной сигнал E/A меньше или равен одному падению на диоде выше земли, ГУН работает на минимальной частоте. E/A выход может доходить до одного падения на диоде ниже 5V. Когда этот потенциал, частота ГУН максимальная.

$$F_{max} = \frac{3.6}{(R_{ange} || R_{min}) \cdot C_{vco}}$$

Полезная максимальная частота достигает приблизительно 1.5MHz. Частотный диапазон является разницей между уравнениями 2 и 1.

$$\Delta F = \frac{3.6}{R_{ange} \cdot C_{vco}}$$

Рис. 3. Усилитель ошибки и генератор управляемый напряжением

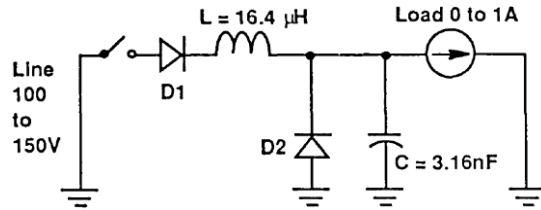


Поскольку номинальный размах выходного напряжения E/A составляет приблизительно 3.6 В для полного изменения частоты ГУН, коэффициент усиления блока ГУН

$$dF / dV = \frac{1}{R_{ange} \cdot C_{vco}} \quad (4)$$

В источниках питания ZCS, увеличение частоты соответствует увеличению выходного напряжения преобразователя. Для таких применений не инвертирующий вход E/A подключен к опорному напряжению, в то время как контроль выходного напряжения подается, в качестве обратной связи, на инвертирующий вход. Для источника питания ZVS, снижение частоты соответствует увеличению выходного напряжения. Для этих систем, входы E/A обмениваются. Диапазон синфазного напряжения E/A лежит в диапазоне от нуля до 6В. Эта особенность позволяет использовать нулевое напряжение в качестве опорного для E/A. Мягкий старт, описанный далее, использует эту особенность.

Требования к однокадровому таймингу



Основная предпосылка в резонансном режиме преобразования являются пакеты энергии, передаваемые на различной частоте повторения. Каждый энергетический пакет диктует базовое время включенного или выключенного состояния ключа, поэтому однокадровый таймер. В системах ZCS ключ включен. В системах ZVS ключ выключен. Таймер, тогда, должен заставить ключ соответствовать резонансному таймингу схемы контура. Именно это соответствие, которая достигает нулевой стресс переключения.

Рис. 4. Пример резонансного контура ZCS

Для целей удобства, упрощенный резонансный контур ZCS представлен для иллюстрации временных требований резонансных преобразователей в целом. Это пример, а не строгое теоретическое представление. Это, однако, свидетельствуют о проблемах преодоления надлежащего контроля в резонансном режиме преобразователя. Схеме на рисунке 4 предназначен для работы с напряжением линейного входа от 100 до 150 В и током нагрузки от 0 до 1А. Частота контура выбирается равной 700kHz. Разумное первое приближение для импеданса контура определяется

$$Z_o = \frac{V_{lowline}}{I_{max} \cdot 1.386} = 72 \text{ ohms} \quad (5)$$

Из уравнений, основного резонансного контура собственная частота и импеданс, L и C могут быть вычислены.

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 700 \text{ kHz} \quad (6)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 72 \text{ ohms} \quad (7)$$

$$L = \frac{Z_o^2}{2\pi F_o} = 16.4 \text{ μH} \quad (8)$$

$$C = \frac{1}{2\pi Z_o F_o} = 3.16 \text{ nF} \quad (9)$$

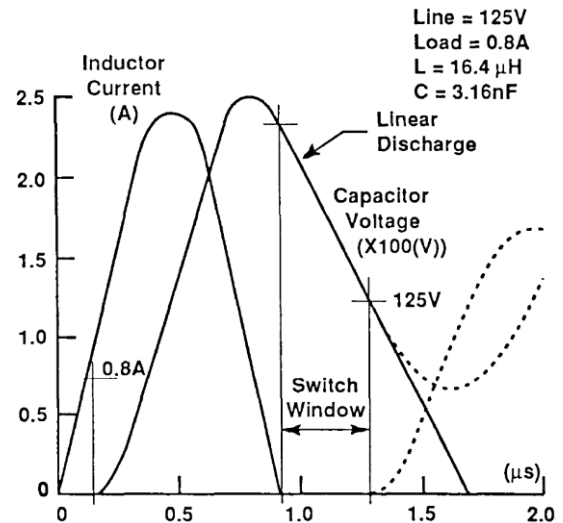


Рис. 5. Осциллограмма типичного резонансного контура

На рис. 5 показаны соответствующие формы тока и напряжения для случая 125V входного напряжения и выходного тока 0.8А. Когда переключатель замыкается в нулевой момент времени, ток начинает расти линейно. Когда ток достигает 0.8 А, то ток нагрузки полностью подается через катушку индуктивности и D2 не несет никакого тока. На данный момент времени L и C резонируют вместе, пока ток индуктора возвращается к нулю. В это время ключ разрешено выключить, но это не обязательно должно. Диод D1 предотвращает протекание обратного тока в ключе. Это не обязательно, чтобы открыть ключ пока напряжение конденсатора угасает в напряжении линии. Это допускает раскрыть переключатель любое время в течение этого "окна ключа". Если открыть слишком рано, то схема будет страдать тяжелыми потерями переключения. Если он не был открыт, контур будет возобновлена резонирующий, как показано пунктирной кривой. Если ключ открыть позднее окна ключа, не только будет страдать схемы от коммутационных потерь, но передаточная функция становится чрезмерно комплексной. График на рис. 6 рисует окно переключения в зависимости от тока нагрузки для высокого и низкого напряжения в сети. Например, при токе нагрузки 0.5 А и высоковольтной линии, коммутатор должен быть закрыт, по крайней мере при 0.80us и никогда не должны быть открыты пока 1.61us. Экспертиза показывает самые строгие окно включения, от 1.03 до 1.21us, происходит при низкой линии и полной нагрузке. Кроме того, это окно подмножество всех других окон. Это может привести к выбору фиксированным временем из 1.12us в предположении, что это сравнительно легко собрать определенное время одновибратор с общей погрешностью менее +/- 8%. Тем не менее, дальнейшее рассмотрение приведет к иному выводу. Для того чтобы гарантировать, что рассматриваемый пример может быть получен, изменения резонансных компонентов и возможность перегрузки на выходе должны также быть рассмотрены. Этот пример, предположив, продолжается полных вариаций для конденсатора находятся под 10%, а под 20% для индуктора. 20% перегрузка также допускается.

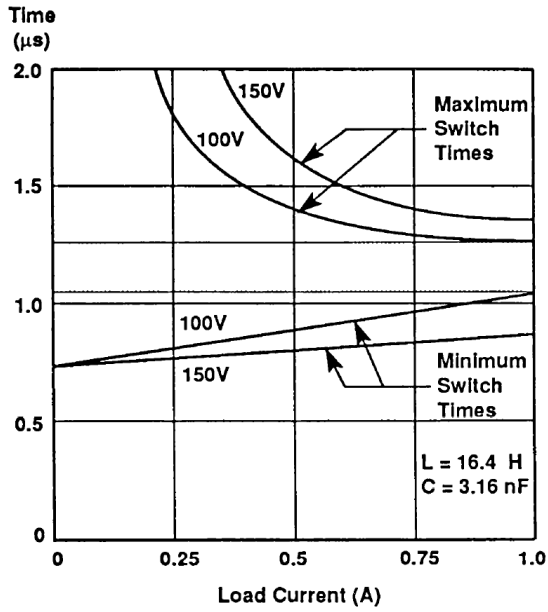


Рис. 6. Минимальное/максимальное время ключа в зависимости от тока нагрузки

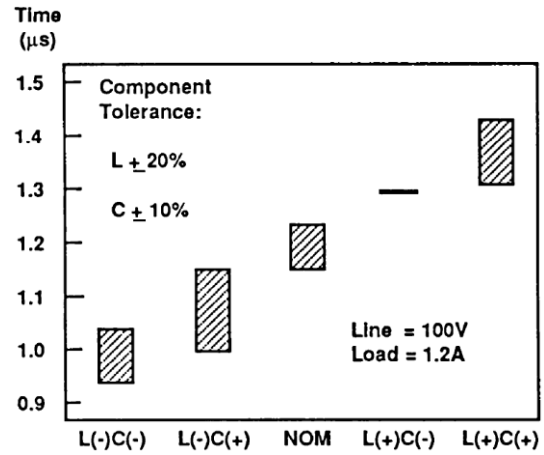


Рис. 7. Окно ключа в зависимости от компонентов

На рис. 7 показаны действительные окна коммутации при 1.2A и 100V, для номинальных значений компонентов, а также четырем углам толерантности. Несколько наблюдений могут быть сделаны. Во-первых, окно для случая вариации +20% индуктора и -10% конденсатора имеет нулевой разброс.

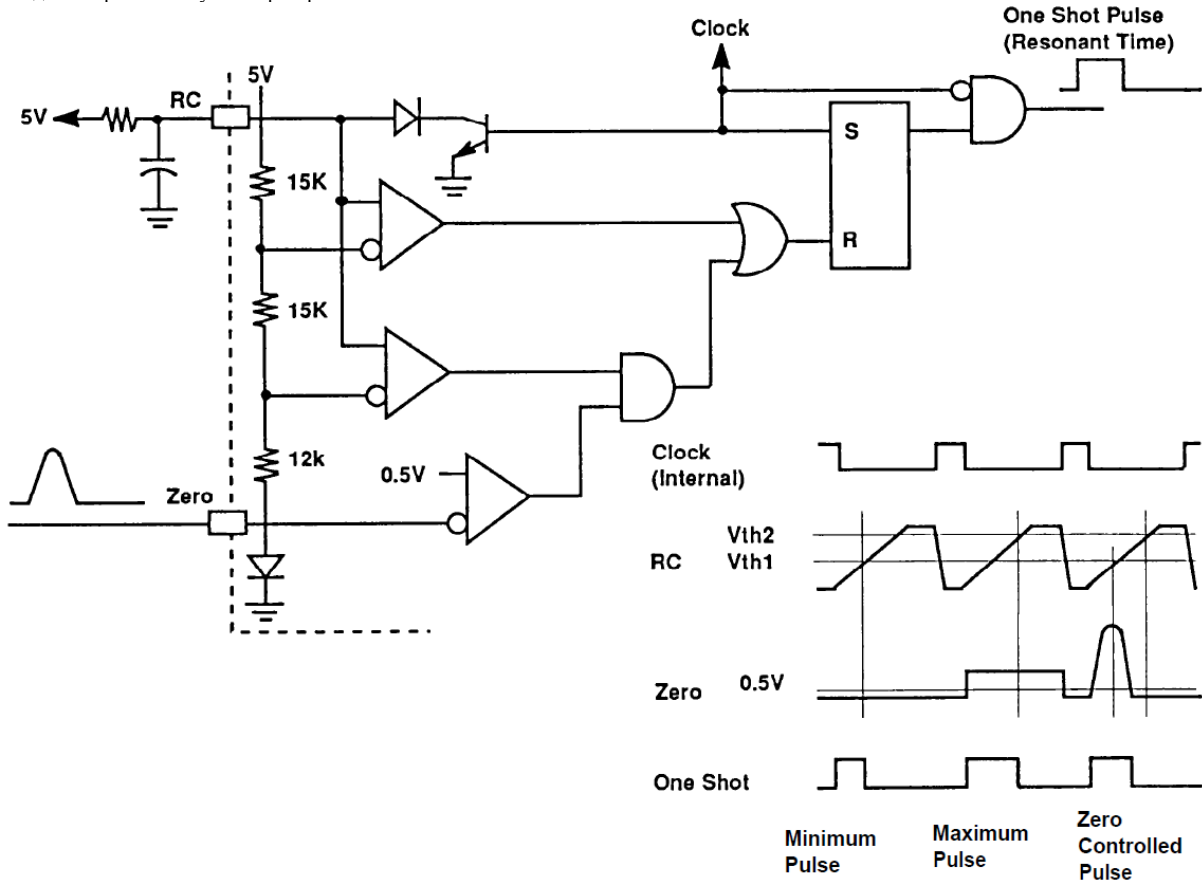


Рис. 8. Одновибратор

Ключ должен выключиться при 1.30us. Это потому, что импеданс колебательного контура является точным отношением низкого напряжения линии к току перегрузки для этих значений компонентов. Это является источником коэффициента 1.386 в уравнении 5. Во-вторых, и точка на рисунке, там является невозможным значением фиксированного времени коммутации, которое вмещает вариации компонентов.

Одновибратор

На рис. 8, показаны детали одного одновибратора. Тактовый сигнал от ГУН (VCO) устанавливает RS-триггер, блокирует выход, и вызывает разрядку ножки RC. Ножка тайминга определяет минимальное и максимальное времена в течении которого выход одновибратора будет высоким.

$$T_{\max} = R \cdot C \quad (10)$$

$$T_{\min} = 0.3 \cdot T_{\max} \quad (11)$$

В пределах этих границ, компаратор обнаружения нуля завершит импульс одновибратора, когда ножка Zero опустится ниже 0.5 В. Определяя пересечения нуля резонансного сигнала, один кадр приспосабливается к различным значениям резонансных компонентов и различным состояниям линии/нагрузки. Время коммутации будет правильно отслеживать резонансный контур, обеспечивая нулевой стресс переключения.

Управляющая логика и выходной каскад

На рис.9, 10 и 11 показаны блок-схемы логики управления и выходных каскадов. Каждый выходной каскад является драйвером с каскадным выходом, оптимизированным для управления затворами мощных MOSFET. Затворный ток 1А может быть получен от каждого драйвера. Обратите внимание, что один драйвер 1864 на самом деле использует два драйвера, включенных на чипе параллельно. Примеры осциллограмм для трех конфигураций были показаны на рис. 2.

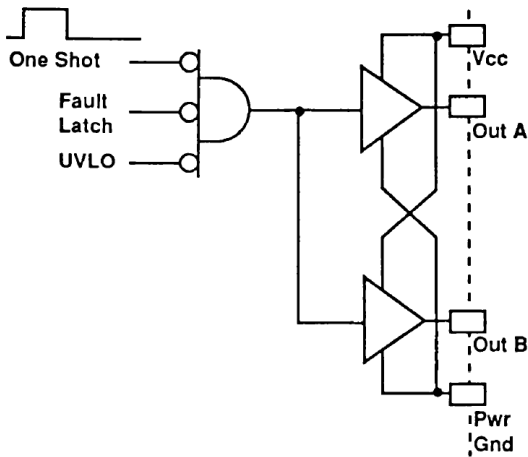


Рис. 10. Управляющая логика UC1864

Мягкий старт, задержки перезапуска, прецизионное опорное напряжение

Оригинальная комбинация управления ошибками и прецизионного опорного напряжения показана на рис. 12. Одна ножка посвящена компаратору контроля ошибки с порогом 3В. Вторая ножка имеет тройную обязанность обеспечения плавного пуска, задержки перезапуска, а также системы прецизионного опорного напряжения. UVLO инициализирует триггеры, заставляя выход(ы) чипа быть низкими, ножку Soft-Ref быть разряженной. После UVLO, Soft-Ref заряжается от внутреннего источника тока 0.5 мА, пока это не фиксируется на уровне 5В. Время мягкого старта приблизительно определяется:

$$T_{\text{softstart}} = C_{sr} \cdot 10 \text{ kohms} \quad (12)$$

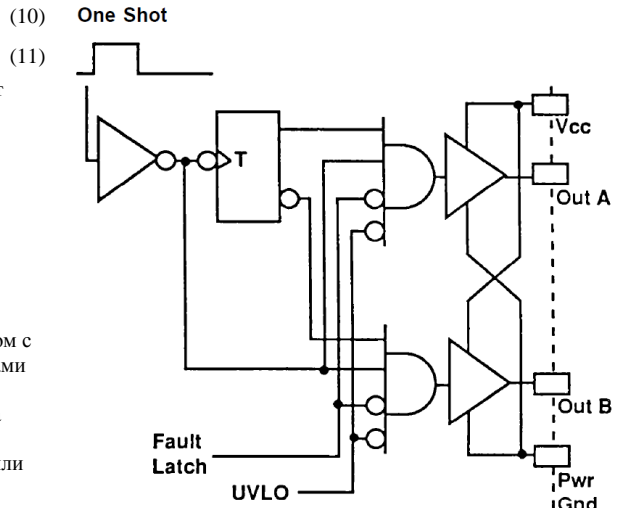


Рис. 9. Управляющая логика UC1861

Реакция на неисправность и UVLO для трех конфигураций идентична. Эти симптомы всегда переводят оба драйвера в низкое состояние. В течении UVLO, выходы могут легко коротить на общий провод ток 20 мА, независимо от Vcc.

Вторичные блоки

Вторичными блоками на борту являются UVLO, генератор смещения 5В, а также управление ошибками с прецизионным источником опорного напряжения. Целью генератора 5В является обеспечение стабильных условий смещения для внутренних цепей и тока величиной до 10 мА для внешних нагрузок. Один резистор тайминга кадра подключается к 5В.

UVLO контролирует Vcc и 5В. Это не позволяет работы чипа, пока оба этих напряжения ниже заданного значения. Когда Vcc ниже порога UVLO, генератор 5В выключен, выходы активно притянуты к низу, триггер ошибки установлен и ток питания меньше 300uA.

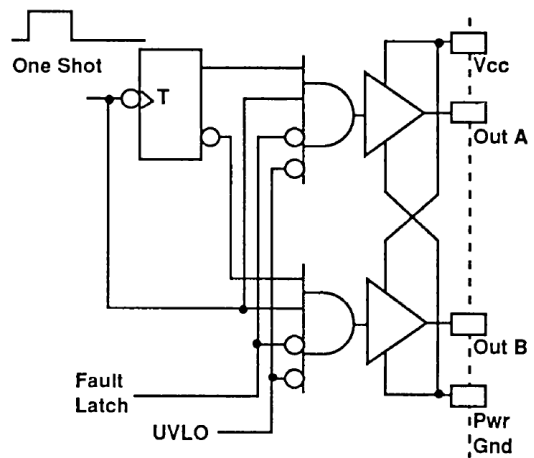


Рис. 11. Управляющая логика UC1865

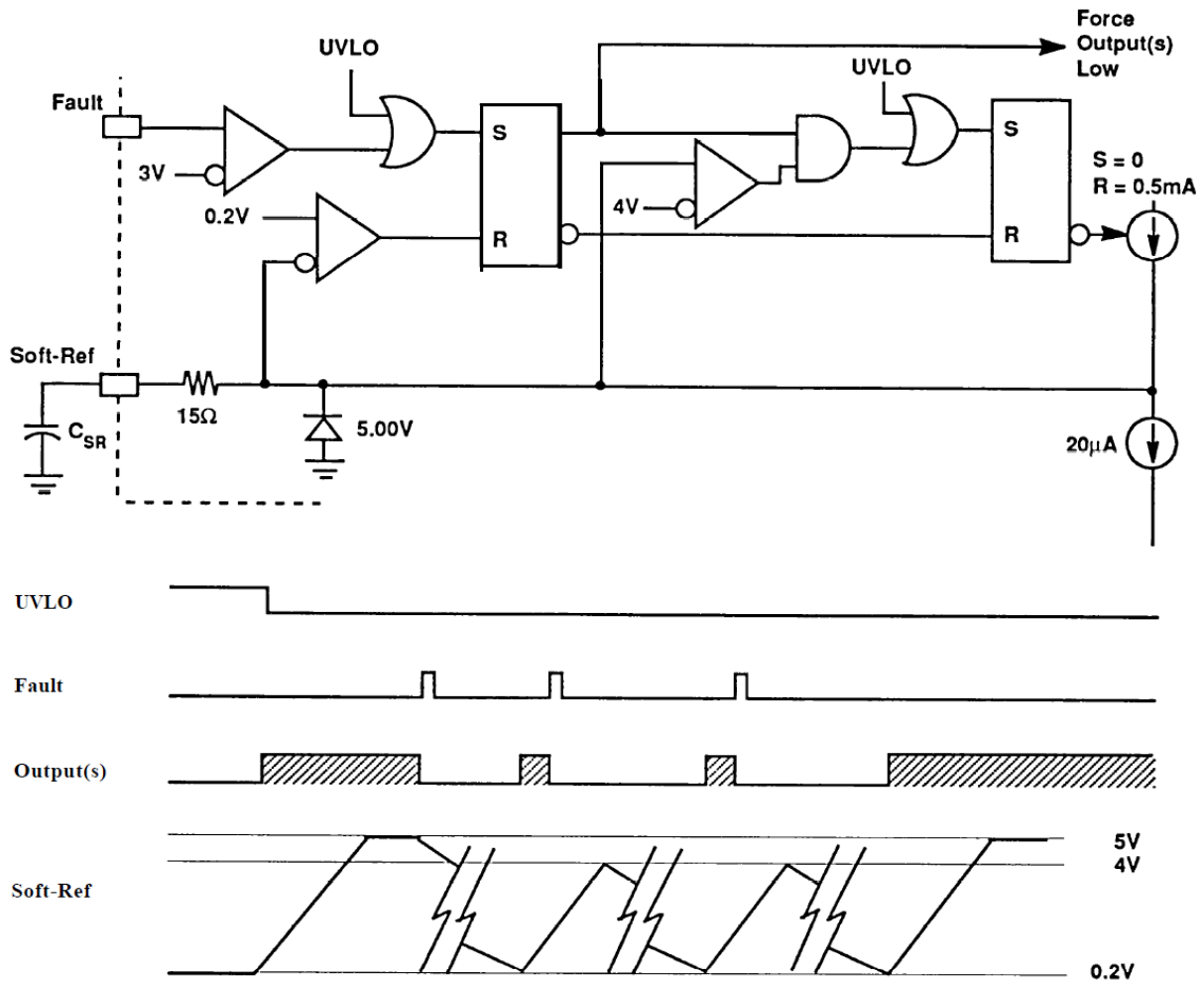


Рис. 12. Компаратор ошибки, мягкий старт, задержка перезапуска и прецизионное опорное напряжение

В случае обнаружения ошибки, выходы будут притянуты вниз и ножка Soft-Ref будет разряжена при помощи источника тока 20μA. Это период задержки перезапуска. Когда Soft-Ref достигает 0.2 В, выходы разблокируются и ножка перезаряжается током 0,5 мА. Если ошибка случается до завершения цикла зарядки, выходы немедленно устанавливаются на низкий уровень, но Soft-Ref ножка заряжается до 4 вольт перед тем как ножка разряжается током 20 мкА задержки перезапуска. Время задержки перезапуска во время непрерывной работы неисправности:

$$T_{restart} = C_{sr} \cdot 190 \text{ kohms} \quad (13)$$

Отношение задержки перезапуска к плавному старту 19:1. Если желательно более короткое время задержки перезапуска, резистор 20к или больше могут быть добавлены из Soft-Ref к земле. Уравнение времени тогда принимает вид:

$$T_{softstart} = R_{sr} \cdot C_{sr} \cdot \ln \left(\frac{(0.48 \text{ mA} \cdot R_{sr}) - 0.2}{(0.48 \text{ mA} \cdot R_{sr}) - 5} \right) \quad (14)$$

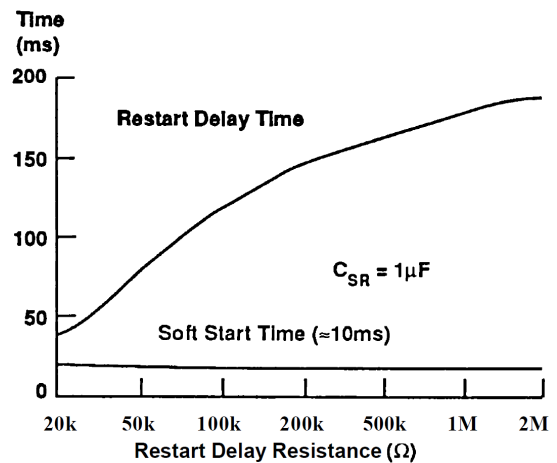


Рис. 13. Времена мягкого старта и задержки рестарта

$$T_{restart} = R_{sr} \cdot C_{sr} \cdot \ln \left(\frac{(20\mu A \cdot R_{sr}) + 4}{(20\mu A \cdot R_{sr}) + 0.2} \right) \quad (15)$$

Времена мягкого старта и рестарта приведены на рис. 13 для $C_{sr} = 1$ мкФ.

Функция рестарта может быть отключена путем добавления резистора 100к от Soft- Ref к 5В. В этой конфигурации, обнаруженная неисправность выключит преобразователь до тех пор, пока либо не будет снято и вновь подано напряжение питания Vcc, после чего UVLO сбросит схему отказа, 100к резистор открывается или Soft- Ref внешней цепью будет притянут на землю. Время мягкого старта становится :

$$T_{softstart} = C_{sr} \cdot 9.2 \text{ kohm} \quad (16)$$

Ножка Soft- Ref является ножкой опорного напряжения системы. Нарастание опорного напряжения от нуля в течении мягкого старта, выход преобразователя будет следовать по кривой разгона под управлением обратной связи. Эта техника позволяет управлять стартом для ZCS и ZVS систем без значительного перерегулирования.

Характеристика опорного напряжения ножки Soft- Ref ограничивается на уровне 5В при помощи фиксирующего стабилитрона. Сопротивление пятнадцать Ом отделяет ножку Soft- Ref от фиксатора для устранения колебаний стабилитрона при любом внешнем значении емкости. Фиксирующий стабилитрон выдерживает нагрузку $\pm 200\mu\text{A}$ без ухудшения точности. Нагрузка, однако, изменить времена мягкого старта и перезапуска, и может даже исключает акцию задержки перезапуска, если не будут приняты меры в дизайне.

Пример однотактного прямоходового DC/DC преобразователя с ZVS

ZVS мультрезонансный прямоходовый преобразователь, основанный на ранее рассматриваемой (см. 4) работе, показан на рис.14. 1864 используется для управления преобразователем. Резистор 22к от входной линии используется для запуска схемы, которая затем переключается на питание с выхода после запуска. Перед включением чип потребляет менее 300uA и начинает работать, когда Vcc достигает 8V. После запуска, на резисторе 22к рассеивается 70mW.

Напряжение на ключе Vs измеряется с помощью делителя напряжения 100к/5.1к. Чип ожидает пересечения нуля при $V_s = 10\text{В}$. В этом мощном преобразователе, следует ожидать напряжение ключа от 200 до 300В. PNP транзистор используется для фиксации нулевого напряжения Vz, чтобы предотвратить повреждение чипа. 100к резистор представляет незначительную нагрузку для резонансного контура.

Выходы драйверов включены параллельно и, как диктует хорошая практика, связаны с затвором MOSFET через низкоомный резистор. Диод Шоттки включен параллельно выходу драйверов для защиты чипа от отрицательных выбросов напряжения, которые могут возникнуть в результате паразитного звона в цепи затвора.

Этот силовой каскад продемонстрировал терпимость к короткому замыканию, когда минимальная частота переключения хорошо контролируется. По этой причине аварийный вход не используется.

Выходное напряжение масштабируется и приводится к не инвертирующему входу E/A. На инвертирующий вход приводится опорное напряжение в Soft- Ref ножке, 5В. Схема компенсации, показанной представляет собой нулевой нагрузки постоянного тока к ножке Soft- Ref. Пока C_{sr} , гораздо больше, чем конденсатор обратной связи, то поведение мягкого старта будут по существу, как описано в уравнении 12.

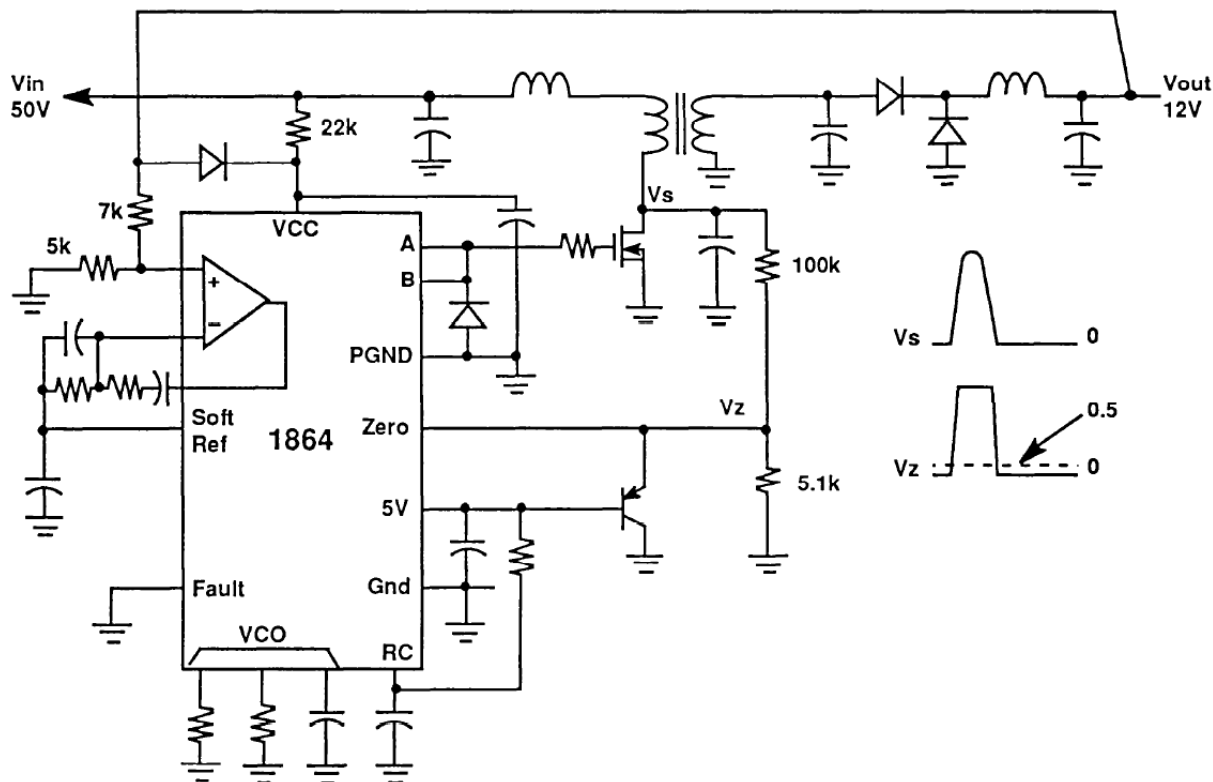


Рис. 14. ZVS-MR прямоходовый преобразователь, управляемый от UC1864

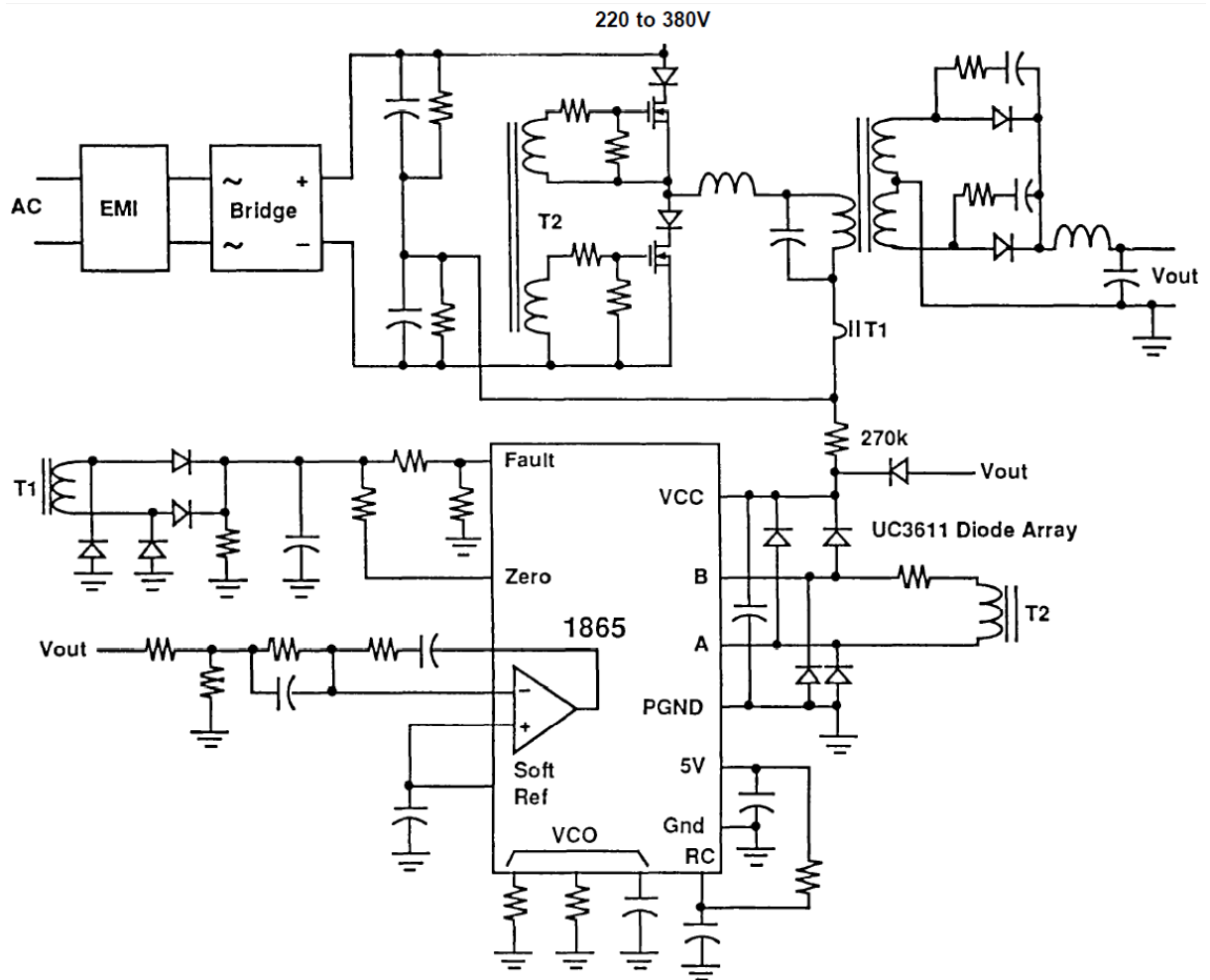


Рис. 15. ZCS автономный полумостовой преобразователь с UC1865

Пример ZCS автономного полумостового преобразователя

На рис.15 представлен ZCS автономный полумостовой преобразователь (поз. 1) с управлением на ИС 1865. Ненужные детали в преобразователе были упрощены. Широкий гистерезис UVLO и низкий пусковой ток чипа были использованы в запуске. Один резистор с высоковольтной шиной используется для запуска схемы, которая затем поддерживает себя от выходного напряжения. Эта схема измеряет резонансный ток при помощи трансформатора тока T1. Выпрямленный вторичный ток, преобразованный в аналоговое напряжение, применяется для входов Fault и Zero ИС 1865. Чрезмерный ток в резонансном контуре приведёт к выключению и перезагрузке. Резистор между трансформатором тока и ножкой Zero ограничивает ток, когда сигнал имеет высокое значение. Допустимое напряжения на ножке Zero находится в диапазоне от нуля до 9 В, и резистивного ограничения тока до значения менее 1 мА будет достаточно.

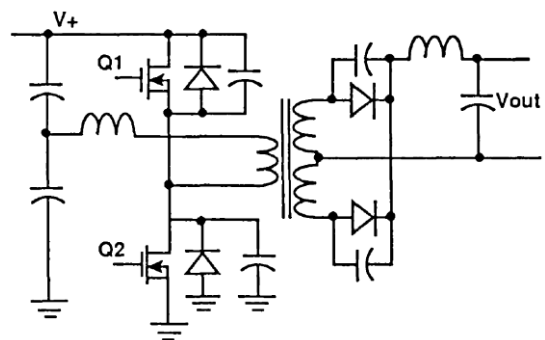


Рис.16. Полумостовой преобразователь с ZVS

Мощные MOSFET полумоста управляются через трансформатор от дифференциально подключенных выходных драйверов 1865. Массив диодов Шоттки UC3611 используется для защиты выхода от бросков напряжения выше V_{сс} или ниже земли. Не инвертирующий вход E/A подключен непосредственно к ножке Soft-Rcf, чтобы воспользоваться всеми тремя особенностями ножки. Это подчеркивает простоту применения 1865 до этого преобразователя.

Пример ZVS автономного полумостового преобразователя

Автономный ZVS полумостовой преобразователь (ссылка 3) показан на рис.16. 1861 управление этим преобразователем во многом такое же, как и в двух предыдущих примерах, и здесь не показано. Конфигурация усилителя ошибки соответствует ZVS примеру, в то время как выходной каскад настроен как в ZCS примере.

Это приложение, тем не менее, представляют собой трудности в контроле нулевого напряжения для управления одновибратором. В первом примере ZVS, однополярное напряжение сигнала было привязано к земле. ZCS пример имеет биполярный ток, но трансформатор и диодный мост обусловлено сигнал для чипа. В этом примере нулевое напряжение коммутации должно контролироваться для Q1 и Q2. Это не представляет никакой реальной проблемы для Q2. А вот Q1 уже другая история. Некоторые формы внешних схем должны быть использованы, что контролировать Q1 и преобразовывать сигнал в связанный с землей для чипа.

Легко реализуемый высоковольтный компаратор показан на рис. 17. PNP транзистор и диод являются единственными используемыми высоковольтными компонентами. Мощность, рассеиваемая схемой составляет 300 мВт. Выходной сигнал этой схемы подается непосредственно на ножку Zero ИС 1861.

Заключение

Новое семейство интегральных схем для управления резонансными преобразователями было введено, которое обеспечивает несколько усовершенствованных функций над ранее доступными. Это семейство имеет узлы, которые подходят не только для переключения при нулевом токе, но также для преобразования при нулевом напряжении. 1861, 1863, 1865 и подходят для автономного ZVS, DC/DC однотактного ZVS, и автономной ZCS системы. Контроллеры для других конкретных преобразователей могут быть построены на этом семействе. Адаптивное управление для компонентов резонансного контура, а также различных линий и нагрузки присуща чипа из-за его схемы обнаружения пересечения нуля. Уникальный одноножковый подход к мягкому старту, задержки перезапуска и системы опорного напряжения предусматривает настраиваемые задержки времени перезапуска и мягкого старта, а также управления с обратной связью во время мягкого старта. Относительная простота применения до трех преобразователей сообщалось ранее обсуждался.

REFERENCES

- 1) Andreycak, UC3860 Resonant Control IC Regulated Off-Line 150W Converter Switching at 1MHz, pp 472-481, HFPC'89 Proceedings
- 2) Gontowski, Upadhyay, A Practical 1MHz Resonant-Mode Controller Integrated Circuit Features a Linearized VCO and Temperature-Compensated One-Shot, pp 192-200, HFPC'89 Proceedings
- 3) Jovanovic, Tabisz, Lee, Zero-Voltage-Switching Technique in High-Frequency Off-Line Converters, pp. 23-32, Sixth Annual VPEC Power Electronics Seminar Proceedings, 1988
- 4) Tabisz, Lee. A Novel, Zero-Voltage-Switched Multi-Resonant Forward Converter, pp 42-51, Sixth Annual VPEC Power Electronics Seminar Proceedings, 1988
- 5) Upadhyay, Harris, Pace, A New High Performance Resonant Mode Control IC, pp 181- 191, HFPC'89 Proceedings

Переведено для сайта <http://valvolodin.narod.ru>