

250-ВАТТНЫЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ТОКОМ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С СИНХРОННЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

Введение

Эта статья иллюстрирует способы какими HEXFET® (мощные МОП ПТ фирмы International Rectifier) могут использоваться в импульсных источниках питания. В особенности эта статья касается схемных решений, которые в прошлом могли быть непривлекательными из-за относительно большого числа МОП ПТ, в схеме. Однако, сейчас эти эффективные, выпускаемые в большом объеме, приборы понизились в цене и во многих случаях цены на МОП ПТ меньше, чем на эквивалентные биполярные транзисторы. Благодаря этому такие схемы заслуживают серьезного рассмотрения.

Одной из особенностей схемы, приводимой в статье, является использование предварительного регулятора для создания источника тока для последующего пушпульного трансформаторного каскада преобразователя. Использование предварительного регулятора позволяет снизить постоянное напряжение до величины, которая разрешает использовать 400-вольтный МОП ПТ в источниках питания, работающих на переменном напряжении 240 В. Так как $R_{ds(on)}$ мощного МОП ПТ примерно пропорционально $V^{2.6}$, снижение номинала напряжения МОП ПТ часто приводит к снижению цены требуемого переключающего прибора.

Второй особенностью, проиллюстрированной здесь, является использование синхронного выпрямителя, при котором выпрямительные диоды в выходном каскаде источника питания заменены на МОП ПТ, переключающиеся синхронно с транзисторами, управляющими первичной обмоткой трансформатора. Синхронный выпрямитель, используемый в этой разработке, приводит к снижению потерь выпрямления на 40 % по сравнению с выходным выпрямительным каскадом на диодах Шоттки.

Основные характеристики источника питания следующие:

- входное напряжение ~240/120 В
- выходное напряжение = 5 В
- выходной ток - 10-50 А
- КПД - 86 %
- частота переключения - 100 кГц
- пульсации - < 1%

Принцип работы мощного каскада

На рис. 1 представлена электрическая схема мощного каскада источника питания, схема управления показана на рис. 2. Как видно из рис. 1, переменное напряжение сети выпрямляется для создания номинального постоянного напряжения сети величиной до 340 В. С помощью переключателя S1 выбирается диапазон входного напряжения. Источник тока, выполненный на элементах Q6, Q7, D9 и L2 питает ток пушпульный преобразователь, сформированный на элементах T5, Q8 и Q9. Выходное напряжение трансформатора T5 выпрямляется синхронным выпрямителем, выполненным на транзисторах Q10 - Q17. Транзисторы Q8 и Q9 работают в противофазе со скважностью 50 %. Так как трансформатор T5

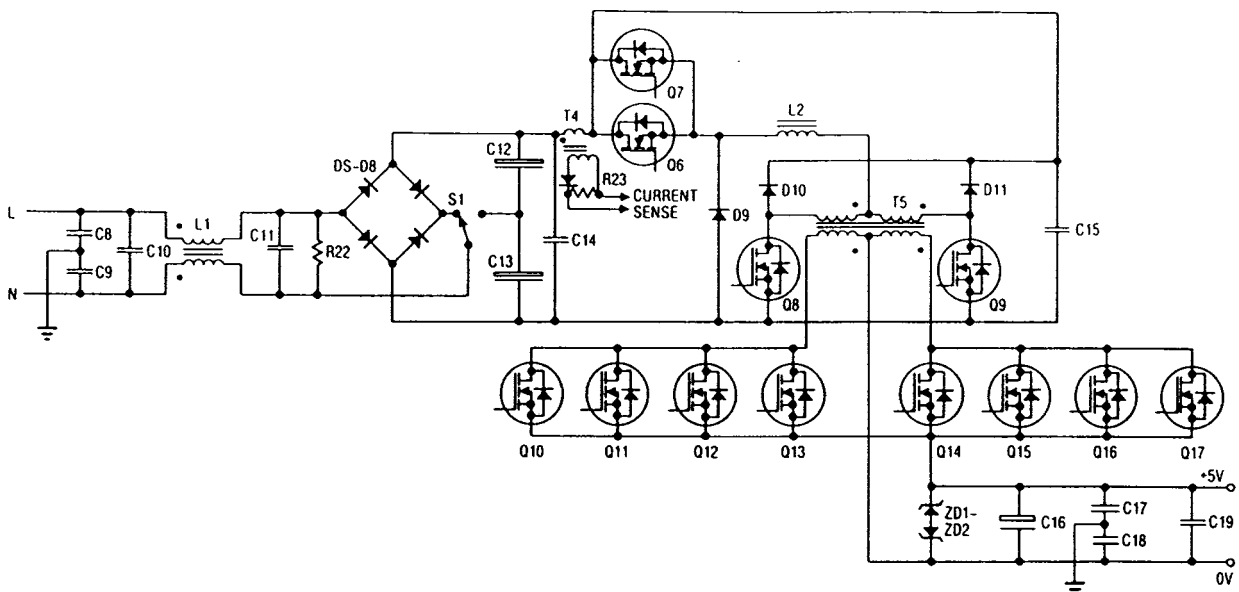


Рис. 1. Схема силового каскада источника питания

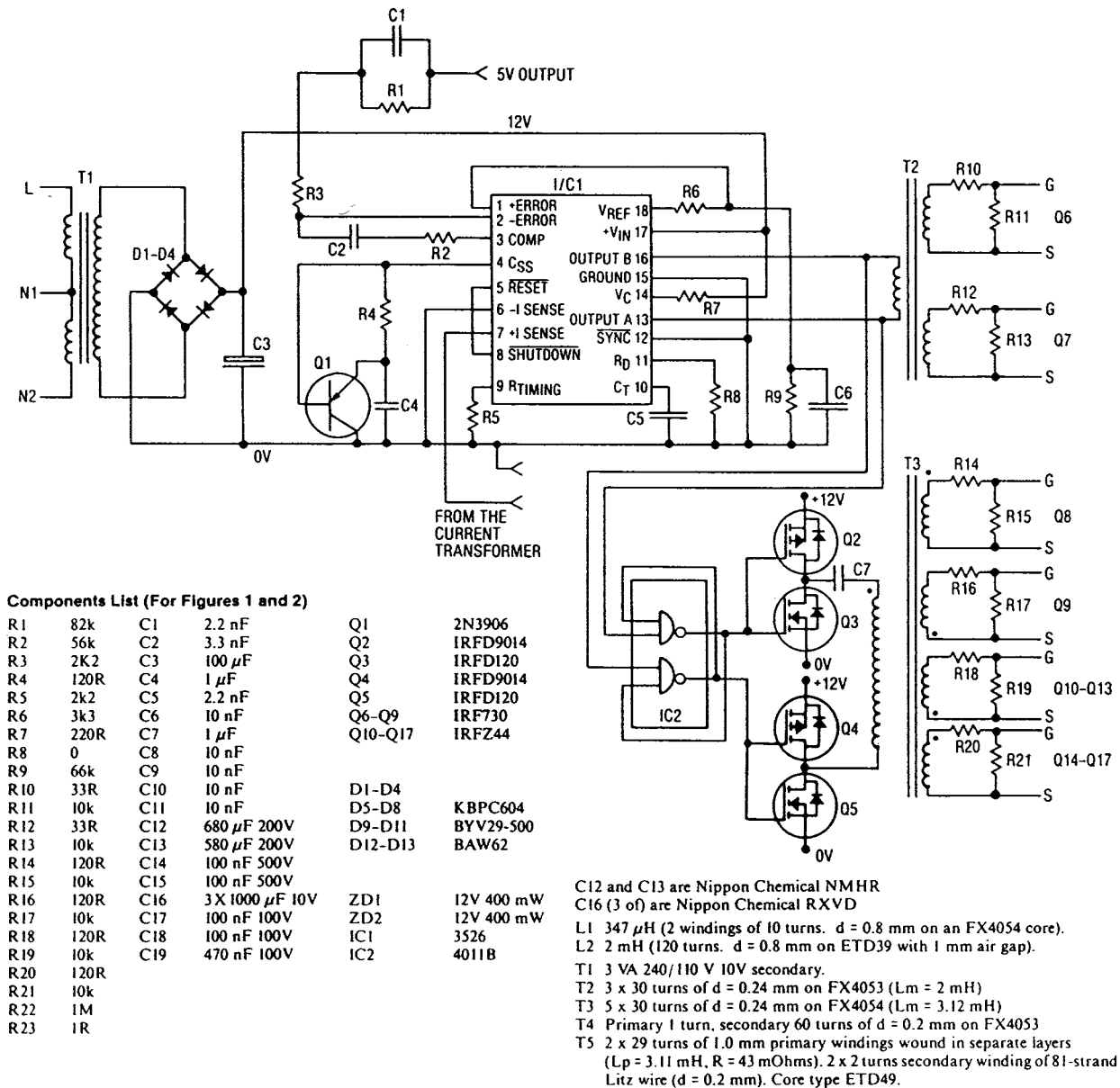


Рис. 2. Схема управления силовым каскадом

питается от генератора тока, то не происходит никаких проблем, если случается небольшое наложение в периоды, когда транзисторы Q8 и Q9 проводят ток, и поэтому можно использовать простую схемотехнику для создания сигналов управления затворами Q8 и Q9. Более того, здесь невозможна ситуация, при которой сердечник T5 стал насыщенным из-за неуправляемого потока. Транзисторы Q10-Q17 в синхронном выпрямителе также работают с 50 % скважностью и могут запускаться от того же самого источника запуска, что и транзисторы Q8 и Q9.

Время проводимости транзисторов Q6 и Q7 определяется длительностью широтно-модулированного импульса управления, формируемого с помощью обратной связи по выходному напряжению. Если выходное напряжение падает, время проводимости удлиняется для увеличения потока тока в каскаде преобразователя. Происходящее в результате этого увеличение выходного тока восстанавливает выходное напряжение до желаемого уровня. Частота переключения транзисторов Q6 и Q7 идентична частоте переключения транзисторов Q8, Q9 и Q10-Q17.

Диоды D10 и D11 совместно с конденсатором C15 устраняют пики напряжения, создаваемые на стоках транзисторов Q8 и Q9 паразитными индуктивностями рассеивания в трансформаторе T5. Энергия, восстанавливаемая фиксирующими диодами, возвращается обратно в сеть. Трансформатор T4 реагирует на мгновенное значение постоянного тока питания и создает сигнал для функции ограничения тока управляющей ИС.

Работа схемы управления

На рис. 2 представлена электрическая схема управляющего каскада. Интегральная схема (ИС1) типа 3526 является центральным управляющим элементом. Эта ИС питается от небольшого дополнительного источника питания, запускаемого от сети через трансформатор T1. Это позволяет привязать управляющую ИС по выходам относительно земли, избегая таким образом необходимости обеспечения развязывающего сигнала обратной связи с выхода.

Альтернативным решением является питание ИС от дополнительной вторичной обмотки Т5, напряжением стабилизированным диодом Зенера, получаемым от шины основного выхода постоянного напряжения, обеспечивая ток во время пуска с помощью какой-либо развязки сигналом обратной связи. Вспомогательное питание, использующее основной трансформатор, имеет преимущество по простоте и эффективности.

Сигналы запуска затворов транзисторов Q6 и Q7 поступают с комплементарных выходов ИС через трансформатор Т2. Комплементарные выходы также используются для переключения из одного состояния в другое триггера, образованного двумя вентилями ИС2. Меандр выходов ИС2 управляет работой транзисторов Q2 -Q5, которые функционируют, как драйверы трансформатора Т3. Трансформатор Т3 обеспечивает сигналами управления затворы транзисторов Q8 - Q17.

Особенности конструкции

Входной каскад

Во входном каскаде используется обычный фильтр радиопомех с конденсаторами общего режима (С8 и С9) и дифференциального режима (С10 и С11). Важно учитывать импеданс этого фильтра при разработке схемы управления с обратной связью по напряжению. Импеданс фильтра должен быть низким на частотах, находящихся внутри полосы частот управления, но он должен быть высоким на частоте переключения. Частота связи фильтра в этой разработке равна 85 кГц.

Переключатель S1 позволяет подключать входной выпрямительный каскад как двухполупериодный мостовой выпрямитель при работе от сети с напряжением 240 В или с удвоением напряжения для сети с напряжением 120 В (или 110 В). Конденсаторы С12 и С13 обеспечивают сглаживание выпрямленного напряжения. Из-за плохого коэффициента формы входного тока при этой простой форме сглаживания следует предусмотреть установку дросельного входного фильтра, если эта разработка будет на более высокие уровни мощности. Если это сделано, конденсаторы С12 и С13 работают в пределах их номиналов тока пульсации.

Каскад стабилизатора тока

Стабилизация тока выполняется транзисторами Q6 и Q7. Один транзистор IRF730 может хорошо работать на полном токе нагрузки. Использование второго транзистора IRF730 снижает потери при мощности более 3 Вт. Как альтернативный вариант, Q6 и Q7 могут быть заменены одним IRF740.

Диод D9 проводит ток в период времени, когда транзисторы Q6 и Q7 выключены. Он должен иметь быстрое восстановление ($t_{rr} \ll 50$ нсек), чтобы обеспечивать малые потери переключения.

Требуемая величина индуктивности L2 может быть определена путем расчета индуктивности, которая потребуется на вторичной обмотке Т5, а затем соотношением этой величины с первичной обмоткой Т5 умножением на корень квадратный из соотношения витков Т5. Число витков L2 может быть определено из требуемой индуктивности и тока нагрузки в соответствии с данными изготовителя. Следует уделить внимание емкости, параллельной индуктору. Изолирующие слои (прокладки), располагаемые последовательно, будут сводить ее к минимуму.

Ток пульсации в конденсаторе фильтра определяется формулой:

$$\Delta I = \frac{V_o}{L} (1 - \delta),$$

а минимальный ток для непрерывной проводимости будет:

$$I_{o \min} = \frac{V_o (1 - \delta) T}{2L}$$

Когда ток нагрузки падает ниже этого уровня, петлевое усиление схемы управления сильно возрастает, приводя к созданию нестабильности при малых нагрузках. Выходное напряжение пульсации определяется формулой:

$$\Delta V = \frac{V_o}{2L} \left\{ \frac{ESR^2 C}{\delta} + \frac{(1 - \delta) T^2}{4C} \right\}$$

ESR - эквивалентное последовательное сопротивление.

Величины, выбранные для L2 и С16, представляют компромисс между необходимостью поддерживать пульсацию напряжения малой и практическими трудностями получения конденсатора требуемого номинала с приемлемыми величинами ESR и тока пульсации. Угловая частота фильтра и переходная характеристика источника питания - это другие факторы, которые оказывают сильное влияние на выбор этих компонентов.

Каскад преобразователя

Транзисторы Q8 и Q14-Q17 находятся в состоянии проводимости одновременно со скважностью 50 %, Q9 и Q10-Q13 проводят ток в противофазе. Затворы транзисторов Q8-Q17 запускаются от трансформатора Т3. Поскольку импульсный ток первичной обмотки имеет большую величину, МОП ПТ в корпусе Мини ДИП являются идеальным выбором в качестве транзисторов, запускаемых трансформатором, т.к. они могут работать на больших импульсных токах, а внутренние диоды подложка-сток обеспечивают фиксацию уровня напряжения для первичной обмотки трансформатора при падении мощности.

Конструкция Т5 традиционная. Первичные обмотки не являются бифилярными из-за требований изоляции. Вторичная намотана литцендратом. Может использоваться полосовой проводник, выполнение отвода средней точки может быть более простым, чем при проводе типа литцендрат. Напряжение на отводе средней точки первичной обмотки всегда меньше, чем половина постоянного напряжения связи, т.к. коэффициент заполнения стабилизатора тока никогда не бывает больше 50 %. Благодаря действию трансформатора напряжение, воздействующее на Q8 и Q9, в два раза больше напряжения отвода средней точки. Следовательно, в идеальных условиях транзисторы Q8 и Q9 не будут испытывать напряжение

большее, чем постоянное напряжение сети. Однако, индуктивность рассеяния в T5 дает увеличение пикам напряжения на стоках Q8 и Q9, и они должны подавляться либо с помощью схем гашения, как в этой разработке, либо с использованием фиксации напряжения. Диоды D10 и D11 проводят, когда напряжение на стоках Q8 и Q9 поднимается выше постоянного напряжения сети. Использование диодных фиксаторов напряжения гарантирует максимальную эффективность (КПД), так как энергия, накапливаемая в индуктивности рассеивания трансформатора, возвращается в сеть. Когда сигналы затворов Q6 - Q17 укорачиваются при падении мощности (нагрузки), D10 и D11 обеспечивают безопасный путь разряда для энергии, запасенной в трансформаторе T5.

Схема управления

Схема базируется на широко используемой интегральной схеме 3526. ИС 3526 имеет опорный уровень относительно земли, выходная развязка обеспечивается трансформаторами T1, T2, T3 и T4. Трансформаторы T2 и T3 намотаны на тороидальных сердечниках для достижения более низкой индуктивности рассеяния, чем у трансформаторов со стержневыми сердечниками. Стабилизация источника достигается обычным способом. Передаточная функция выходного фильтра и нагрузки (предполагается резистивная) имеет два полюса и ноль благодаря ESR (эквивалентное последовательное сопротивление) сглаживающего конденсатора. Передаточная функция фильтра вычисляется по формуле:

$$\frac{V_o(s)}{V_{sec}(s)} = \frac{(S C ESR + 1)}{s^2LC(R+ESR)/R+s(L/R+C.ESR)+1}$$

Таким образом, сдвиг фазы может приближаться к 180 градусам, приводя к нестабильности петли управления. Это преодолевается добавлением опережения по фазе с двумя нулями в усилителе ошибок. Двухнулевой усилитель должен иметь два полюса, один в начале координат, чтобы давать хорошую стабилизацию, и один, чтобы делать спад усиления таким, чтобы он был мал на частоте переключения. На практике максимальная скорость нарастания выходного напряжения операционного усилителя будет также ограничивать высокочастотное усиление. Коэффициент усиления усилителя ошибок вычисляется по формуле:

$$g(s) = \frac{(s+1/C_2R_2)(s+1/C_2R_1)}{s(s+(C_2R_1+C_2R_3)/C_1C_2R_1R_3)} \times \left[\frac{R_2}{R_3} \right]$$

Коэффициент усиления схемы по мощности может быть либо измерен, либо рассчитан из пропорционального изменения коэффициента заполнения на выводе 3, напряжения связи и соотношения витков T5.

Рис. 3 показывает график Боде для источника питания, полученный из компьютерной модели.

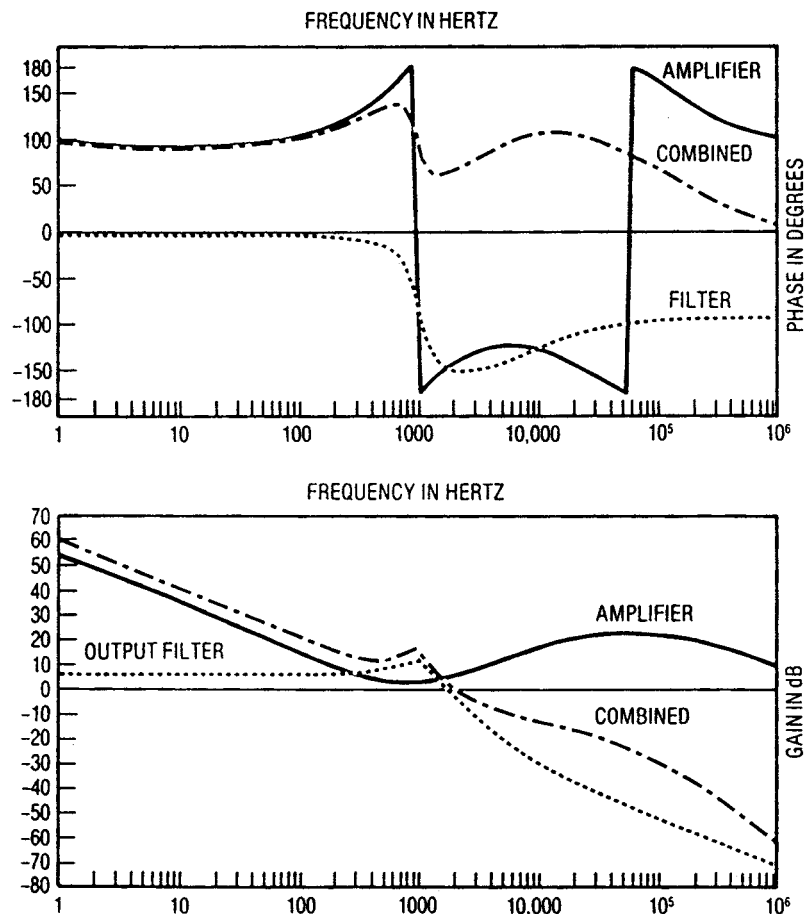


Рис. 3. Фазочастотные характеристики, полученные при компьютерном моделировании

Характеристики

Коэффициент полезного действия источника питания равен 90,7 % при 20 % нагрузке, но падает до 86 % при полной нагрузке. При условиях полной нагрузки в синхронном выпрямителе рассеивается около 18 Вт. Транзисторы IRFZ44, используемые в синхронном выпрямителе, имеют номинал тока 50 А, но проводят только 6,25 А при полной нагрузке. Следовательно, можно ожидать достаточно низких температур переходов даже используя скромные теплоотводы. 18-ваттные потери выпрямителя при 50 А равняются индивидуальному $R_{ds(on)}$ для IRFZ44, равному 0,028 Ом, указывают на температуру перехода МОП ПТ 75°C для типового прибора.

Если бы использовался выпрямитель на диодах Шоттки, потери его были бы значительно выше. Средний ток, проводимый каждым диодом, будет 25 А при периоде проводимости 180 градусов. Диоды Шоттки фирмы International Rectifier (50HQ) имеют среднее значение 50 А и в этой схеме имели бы легкую нагрузку.

50HQ имеет типовое прямое падение напряжения 0,6 В при мгновенном токе 50 А и температуру перехода 100°C. Следовательно, при использовании диодов Шоттки потери выпрямителя составили бы примерно 30 Вт.

Потери синхронного выпрямителя могут быть снижены еще больше за счет увеличения числа используемых МОП ПТ. Как бы там ни было, дополнительная стоимость оправдывается в зависимости от важности задаваемой минимизации потерь. По мере снижения требуемого выходного напряжения прямое падение напряжения в выпрямителе приобретает большую значимость, поэтому, несмотря на то, что диоды Шоттки, вероятно, будут продолжать доминировать в 5-ти вольтовых источниках питания, синхронное выпрямление, вероятно, станет популярной техникой для более низких напряжений в источниках питания.

Примечание

Эта разработка дается как иллюстрация способа использования МОП ПТ фирмы International Rectifier в источниках питания и должна рассматриваться скорее как рекомендация, а не как гарантируемая формула для успешной конструкции.

Так как производительность и характеристики подобного источника питания зависят от таких факторов, как топология печатных плат и конструкция трансформатора. Характеристики, приведенные здесь, должны рассматриваться только как руководство к тому, что может быть достигнуто.