

СИНХРОННОЕ ВЫПРЯМЛЕНИЕ В МОДУЛЯХ ПИТАНИЯ

МИРОНОВ А. А., ТВЕРДОВ И. В., КРАВЧЕНКО М. Н., ООО «АЭИЭП»

Синхронное выпрямление в современных модулях питания с индуктивным выходом является обязательным требованием, обеспечивающим приемлемые энергетические характеристики. В статье рассмотрена схемотехника синхронных выпрямителей для применения с отечественной элементной базой.

Одной из важных проблем энергетической электротехники является разработка вторичных источников электропитания (ИВЭП), работающих от сети постоянного тока с широкими пределами изменения входного напряжения. Так, например, в бортовых сетях самолетов и вертолетов напряжение 27 В в установившихся режимах изменяется от 17 до 36 В, а в переходных – от 8 до 80 В, при этом длительность выбросов и провалов напряжения находятся в пределах от 0,1 до 10 сек.

Для решения этой проблемы при мощностях 30...100 Вт традиционно применяются преобразователи с широким (4:1) диапазоном изменений входных напряжений, силовой каскад которых выполнен по схеме однотактного прямоходового преобразователя. Чтобы обеспечить стабилизацию выходного напряжения в указанном диапазоне входного напряжения коэффициент заполнения γ в преобразователе изменяется в широких пределах. И чем больше входное напряжение, тем больше потери в элементах преобразователя. В преобразова-

теле с выходным напряжением 5 В с выходным выпрямителем на диодах Шоттки типовой КПД не превышает 80%, а синхронный выпрямитель на MOSFET позволяет получить до 90%. Поэтому применение синхронного выпрямления в преобразователях с низким выходным напряжением даёт максимальный эффект.

В статье рассмотрены схемы синхронного выпрямления, незначительно меняющие топологию плат и технологию изготовления модулей, которые первоначально работали с выпрямителями на диодах Шоттки. Все исследования выполнены на прямоходовом однотактном преобразователе мощностью 50 Вт с выходным напряжением 5 В. Преобразователь работает на частоте 100 кГц и обеспечивает стабилизацию выходного напряжения с точностью $\pm 3\%$ при изменении входного напряжения от 17 до 36 В и нагрузки от 10 до 100%.

На рис. 1 представлена схема силовой части базового преобразователя с диодным выпрямителем.

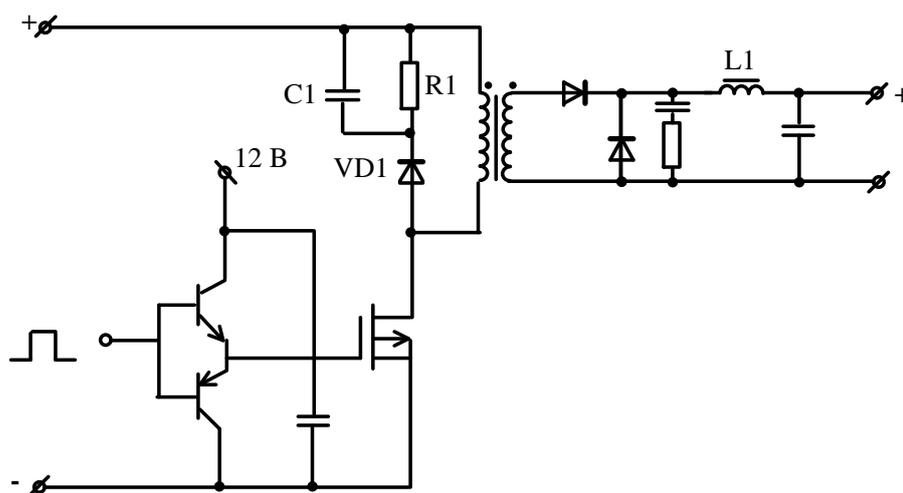


Рис. 1. Преобразователь с диодным выпрямителем

В преобразователе цепь C1R1VD1 при перемагничивании трансформатора ограничивает амплитуду напряжения на стоке силового ключа. Измерения показали, что при изменении входного напряжения КПД при максимальной нагрузке преобразователя

меняется от 79,8 до 80,8%, а суммарные потери составляют 11,9...12,6 Вт.

Преобразователь, где диоды Шоттки заменены на MOSFET, представлен на рис. 2а, а форма напряжения на вторичной обмотке трансформатора – на рис. 2б. Это

напряжение используется для управления транзисторами выпрямителя (пассивное

управление). Элементы ограничения напряжения на затворах MOSFET не показаны.

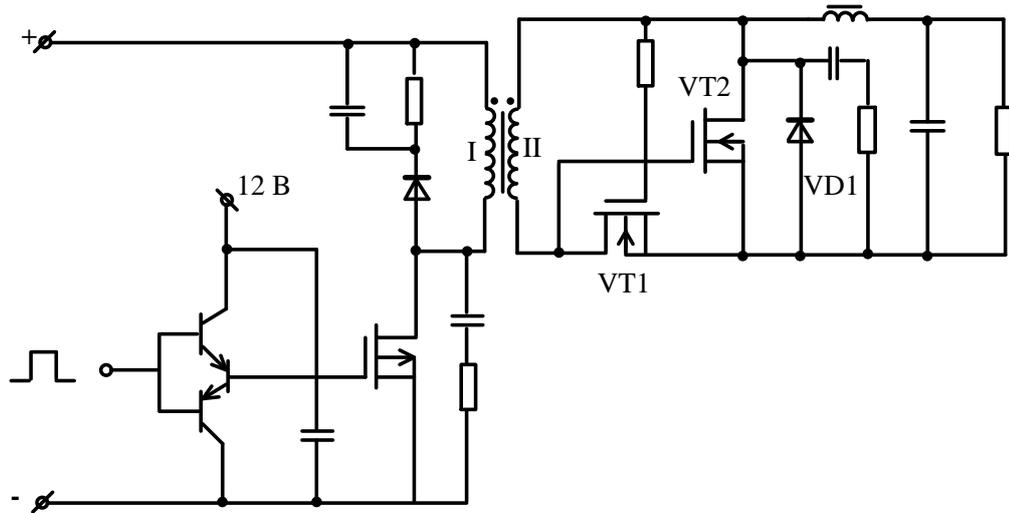


Рис. 2а. Преобразователь с синхронным выпрямителем, управляемым от обмотки силового трансформатора

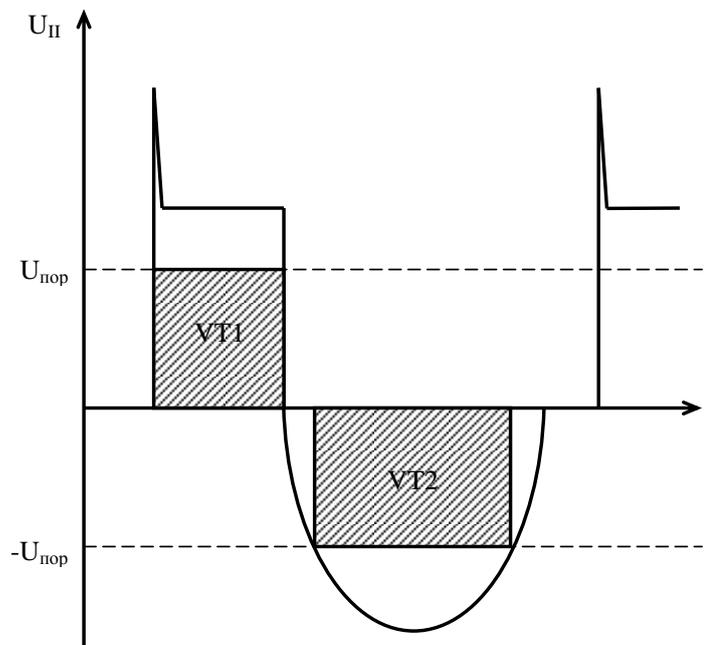


Рис. 2б. Форма напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора

Особенность схемы в том, что транзистор VT2 работает только часть интервала паузы, когда напряжение на затворе достаточно для его открывания. Остальное время паузы проводит диод VD1. Это уменьшает эффект от замены диодов, однако автоматически исключает одновременную работу обоих транзисторов выпрямителя.

КПД рассмотренного преобразователя составляет 83...85,2%, что примерно на

4...5% выше, чем у преобразователя с диодным выпрямителем. Суммарные потери составляют 8,2...10,2 Вт. При широком диапазоне изменения входного напряжения схема усложняется дополнительными элементами ограничения напряжения на затворах MOSFET, что, в свою очередь, несколько уменьшает КПД.

Дальнейшим развитием схемы стал преобразователь с активным управлением синхронным выпрямителем через дополнительный трансформатор (рис. 3а, рис. 3б). Такое решение обеспечивает неизменную амплитуду управляющих сигналов, независимую от величины входного напряжения и открытое состояние транзистора VT3 в те-

чение всего интервала паузы, однако имеют место сквозные токи через транзисторы выпрямителя. Чтобы их уменьшить в силовую цепь установлен дроссель насыщения L3, обеспечивающий задержку нарастания тока транзистора VT2 примерно на 100...200 нс при его открывании.

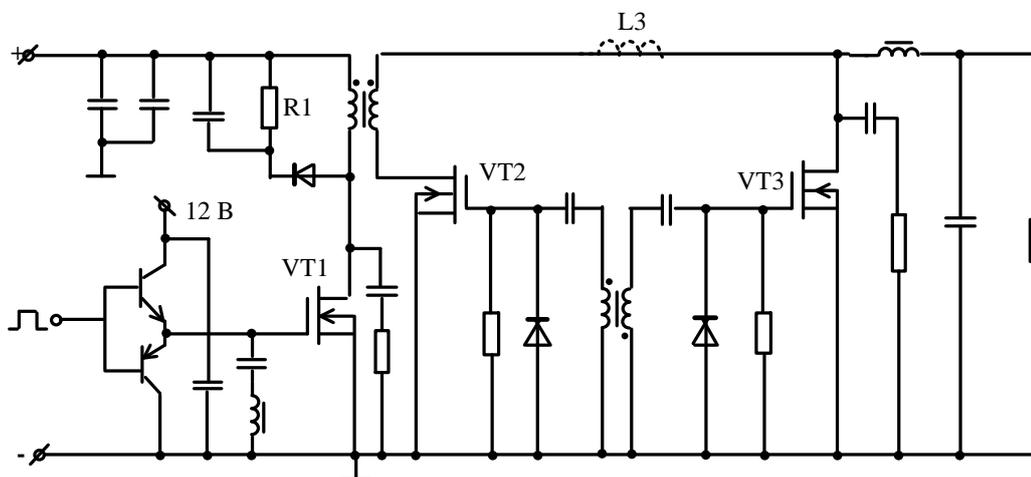


Рис. 3а. Преобразователь с управлением транзисторами синхронного выпрямителя от дополнительного трансформатора

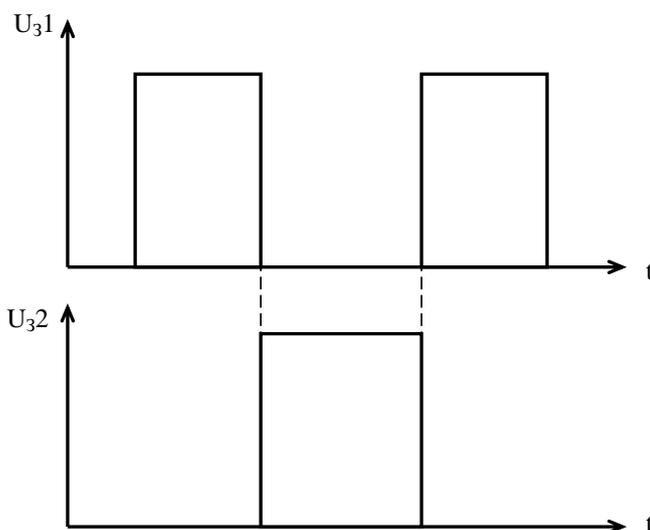


Рис. 3б. Напряжения на затворах транзисторов выпрямителя

Измерение параметров преобразователя показали, что КПД повышается до 85...87%, а суммарные потери уменьшаются до 7,5...8,8 Вт.

Исключить потери в дросселе L3 можно разнеся по времени управляющие сигналы транзисторов (защитные промежутки). Такой режим можно реализовать с помощью мощного драйвера, который вы-

рабатывает управляющие сигналы для транзисторов синхронного выпрямителя (рис. 4а, рис. 4б). В исследуемом преобразователе драйвер DA1 реализован на КМОП микросхеме типа 564ТЛ2 с мощными эмиттерными повторителями на транзисторах 2Т664А9, 2Т665А9. В преобразователе получен КПД 88,8...90,6%, при этом суммарные потери уменьшены до 5...6 Вт.

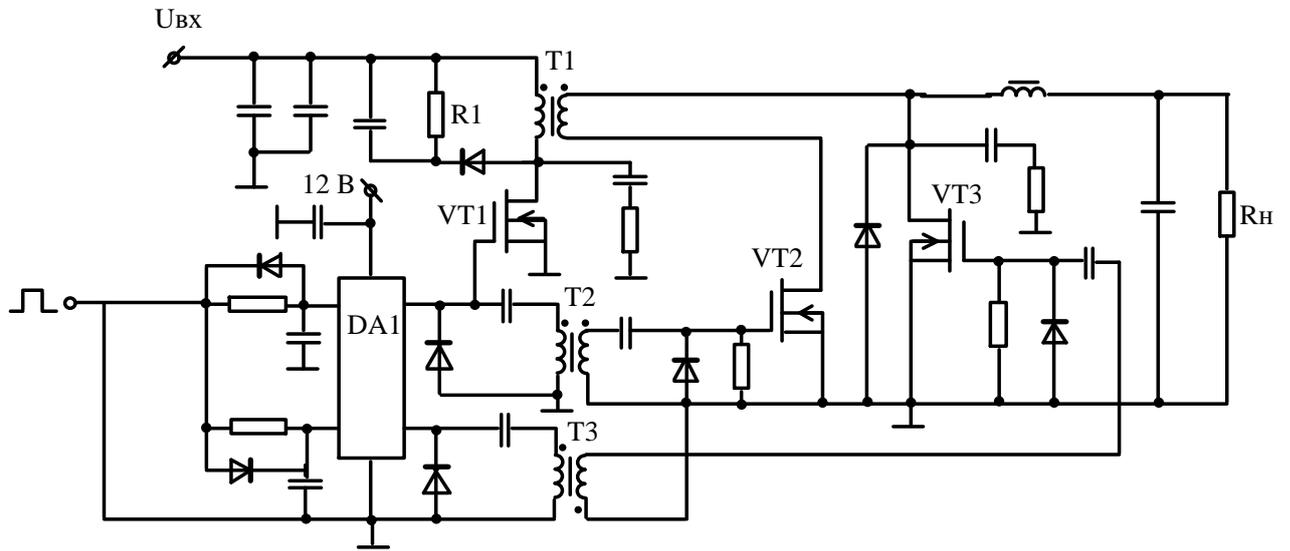


Рис. 4а. Преобразователь с формированием защитных промежутков при управлении транзисторами синхронного выпрямителя

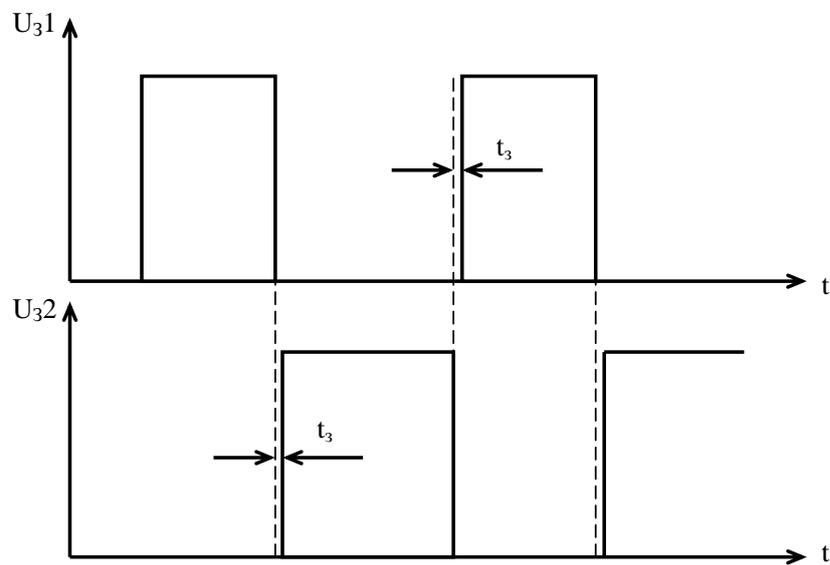


Рис. 4б. Напряжение на затворах транзисторов выпрямителя

Перенос драйвера на сторону синхронного выпрямителя уменьшает мощность сигнальных трансформаторов и длительность фронтов управляющих напряжений на затворах транзисторов выпрямителя, что ещё больше увеличивает КПД.

Рассмотренные схемы рекомендуется использовать при разработке преобразователей мощностью 20...150 Вт с выходными напряжениями 3,3; 5 и 9 В.