

ДВУХПОЛУПЕРИОДНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

С УДВОИТЕЛЕМ ТОКА

Из распространенных схем неуправляемых выпрямителей (однополупериодных, двухполупериодных и мостовых) наиболее эффективны двухполупериодные. Сравнение основных их видов – со средней точкой и с удвоителем тока – показывает, что хотя оба выпрямителя имеют одинаковые динамические характеристики, удвоитель больше подходит для использования в области больших токов, так как в нем меньше соединений и потерь на вторичной стороне, а отсутствие средней точки дает возможность выбрать нечетное число витков.

Схемы двухполупериодных выпрямителей со средней точкой и удвоителем тока с силовым трансформатором, фильтром и нагрузкой приведены на рис. 1. Выпрямитель с удвоителем тока (см. рис. 1б) имеет ряд преимуществ перед выпрямителем со средней точкой (см. рис. 1а): в нем используется двухобмоточный трансформатор, который легко интегрируется с дросселями L1, L2; пульсации токов находятся в противофазе, следовательно, пульсации тока нагрузки меньше.

С целью снижения статических потерь вместо диодов можно использовать синхронные выпрямители на МДП-транзисторах (см. рис. 1в). В такой схеме транзистор VT1 открыт при положительном напряжении U_p , а транзистор VT2 – при отрицательном напряжении U_p . Транзисторами можно управлять от схемы управления и непосредственно от вторичной обмотки трансформатора.

Сравним статические потери выпрямительного диода и синхронного выпрямителя при токе через выпрямитель $I = 10 \text{ А}$:

$$P_d = IU_d = 10 \cdot 1 = 10 \text{ Вт},$$

$$P_s = I^2 R_{ds} = 100 \cdot 0,03 = 3 \text{ Вт},$$

где P_d – потери для диода, P_s – потери для МДП-транзистора, $U_d = 1 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на диоде, $R_{ds} = 0,03 \text{ Ом}$ – сопротивление канала транзистора.

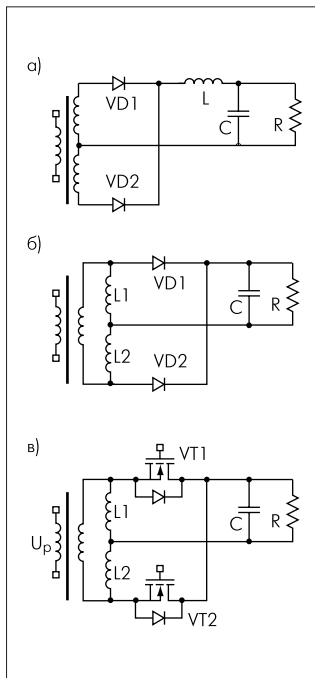


Рис. 1. Двухполупериодные выпрямители: а) со средней точкой; б) с удвоителем тока; в) синхронные выпрямители на МДП-транзисторах

М.Кастров

Применение синхронных выпрямителей особенно актуально при низких выходных напряжениях (1,6; 3,3; 5 В), когда падение напряжения на диоде может составлять треть выходного напряжения (для $U_o = 3,3 \text{ В}$). Однако современные МДП-транзисторы целесообразно применять в синхронных выпрямителях с выходным напряжением до 48 В и выше. Сопротивление R_{ds} транзисторов на максимальное напряжение 150–200 В не превышает 20 мОм.

Динамические потери. Кроме статических потерь большую роль играют динамические потери при переключении транзисторов первичной стороны полумостового преобразователя (рис. 2), а также динамические потери, связанные с восстановлением обратного сопротивления диодов выпрямителя (внутренних диодов МДП-транзисторов синхронных выпрямителей). В схеме на рис. 2 среднее значение напряжения на конденсаторе C1 равно DU_{Bx} , на конденсаторе C2 – $(1-D)U_{Bx}$, где $D = t_{от}/T$ ($t_{от}$ – время открытого состояния транзистора VT2). На первом этапе открыт транзистор VT2 – этап DT. Соответственно, напряжение на первичной обмотке положительно, транзистор VT3 открыт, и энергия поступает в нагрузку. В момент времени DT транзистор VT2 отключается. Для исключения сквозных токов введена пауза между переключениями транзисторов, во время которой начинается перезаряд внутренних емкостей транзисторов VT1 и VT2. При этом транзистор VT3 остается открытым (даже если его закрыть, ток будет проводить внутренний диод транзистора). Когда напряжение на транзисторе VT2 достигает значения напряжения на конденсаторе C2 – $(1-D)U_{Bx}$, напряжение на первичной обмотке трансформатора становится равным нулю. Следовательно, и на вторичной обмотке напряжение будет нулевым. В этот момент открывается внутренний диод транзистора VT3. Таким образом, окажутся открытыми внутренние диоды обоих транзисторов (VT3 и VT4). Из-за наличия индуктивности рассеивания трансформатора этот этап будет продолжаться, пока ток через индуктивность рассеивания (фактически, ток первичной обмотки трансформатора), изменяясь от значения $I_{m} + I_n n$, не достигнет значения $I_{m} - I_n n$ (где I_{m} – ток индуктивности намагничивания трансформатора в момент выключения транзистора VT2, I_n – ток нагрузки, n – коэффи-

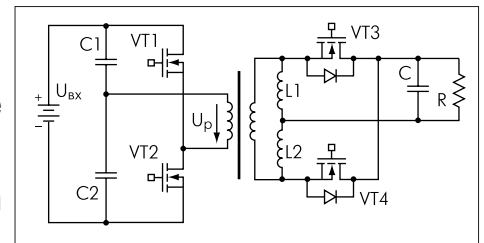


Рис. 2. Полумостовой преобразователь

циента индуктивности рассеивания трансформатора). Из-за наличия индуктивности рассеивания трансформатора этот этап будет продолжаться, пока ток через индуктивность рассеивания (фактически, ток первичной обмотки трансформатора), изменяясь от значения $I_{m} + I_n n$, не достигнет значения $I_{m} - I_n n$ (где I_{m} – ток индуктивности намагничивания трансформатора в момент выключения транзистора VT2, I_n – ток нагрузки, n – коэффи-

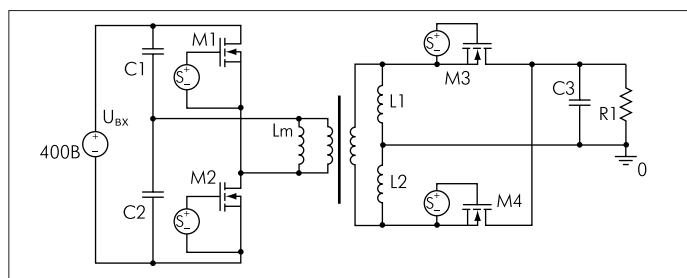


Рис.3. Модель полумостового преобразователя

циент трансформации). Как только ток через индуктивность рассеивания достигнет значения $I_{lm} - I_n$, начнется процесс восстановления обратного сопротивления внутреннего диода транзистора VT3. Транзистор VT1 включается с задержкой после начала этого процесса, и на вторичной обмотке трансформатора появляется напряжение, создающее сквозной ток через открытый внутренний диод транзистора VT4.

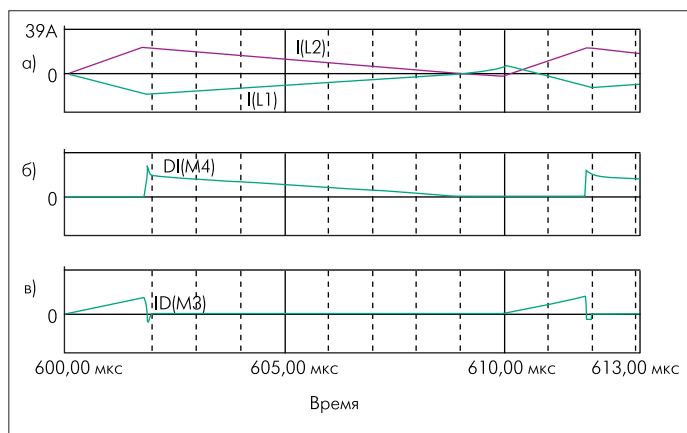


Рис.4. Результаты моделирования: а) токи через дроссели; б) ток через внутренний диод синхронного выпрямителя M4; в) ток через внутренний диод синхронного выпрямителя M3

Существует несколько способов исключения сквозных токов. Первый способ – использование насыщаемых дросселей последовательно с каждым транзистором синхронного выпрямителя. Время насыщения дросселя больше времени рассасывания во внутренних диодах синхронного выпрямителя и длительности нулевого этапа напряжения на первичной обмотке. Второй способ –

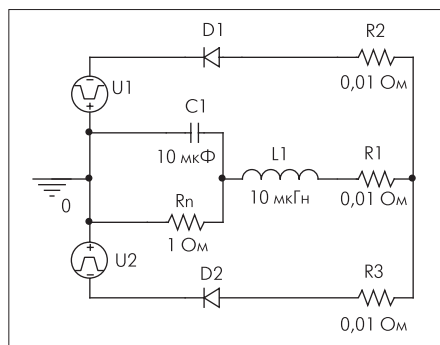


Рис.5. Упрощенная модель двухполупериодного выпрямителя со средней точкой

использование в качестве синхронных выпрямителей однонаправленных ключей, например МДП-транзисторов, у которых внутренний диод блокируется диодом Шотки. Третий способ – использование удвоителя тока. При этом дроссели подбираются таким образом, чтобы ток через них менял направление в моменты переключения основных транзисторов, тогда соответствующий внутренний диод синхронных выпрямителей не будет открываться или будет открываться позже. Рассмотрим реализацию этого способа.

Использование удвоителя тока. На рис.3 представлена модель полумостового преобразователя, работающего на частоте 100 кГц, $U_{bx}=400$ В. Все транзисторы управляются синхронно.

Результаты моделирования отражены на рис.4. Синхронные выпрямители работают без сквозных токов, обусловленных восстановлением обратного тока внутренних диодов. Главный недостаток метода – зависимость регулировочной характеристики от тока нагрузки. Подобная зависимость объясняется тем, что при малых токах нагрузки ток через дроссели имеет отрицательные значения довольно продолжительное время, в течение которого энергия выходного фильтра передается через соответствующий открытый транзистор синхронного выпрямителя соответствующему дросселю. При этом суммарные пульсации тока нагрузки будут больше, чем в обычной схеме.

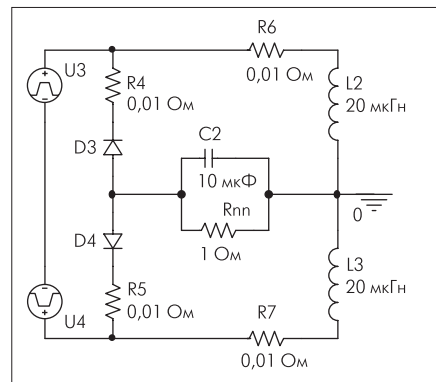


Рис.6. Упрощенная модель двухполупериодного выпрямителя с удвоителем тока

Пульсации тока дросселя L1 определяются следующим образом:

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_o DT}{L_1}. \text{ Пульсации тока дросселя } L_2: \Delta I_{L2} = \frac{U_o(1-D)T}{L_2}.$$

Для того, чтобы внутренний диод синхронных выпрямителей не проводил ток, необходимо:

$$I_n/2 - \frac{U_o DT}{2L_1} < 0, \quad I_n/2 - \frac{U_o(1-D)T}{2L_2} < 0.$$

Сравнительное моделирование выпрямителей. При моделировании на входе выпрямителя можно сформировать регулируемое симметричное импульсное напряжение с областью нулевой ординаты. В этом случае модели выпрямителей можно упростить. Модель двухполупериодного выпрямителя со средней точкой приведена на рис.5, а с удвоителем тока – на рис.6. В моделях принято: сопротивление диода $R_s = 0,01$ Ом, сопротивление канала транзистора $R_{ds} = 0,03$ Ом. При таких параметрах диода и транзистора синхронный выпрямитель не нужен.

Процессы в моделях рис.5 и 6 совпадают (рис.7). Напряжение на входе удвоителя тока в два раза больше. Процессы в схемах нелинейные, поэтому эффективность удвоителя тока должна быть

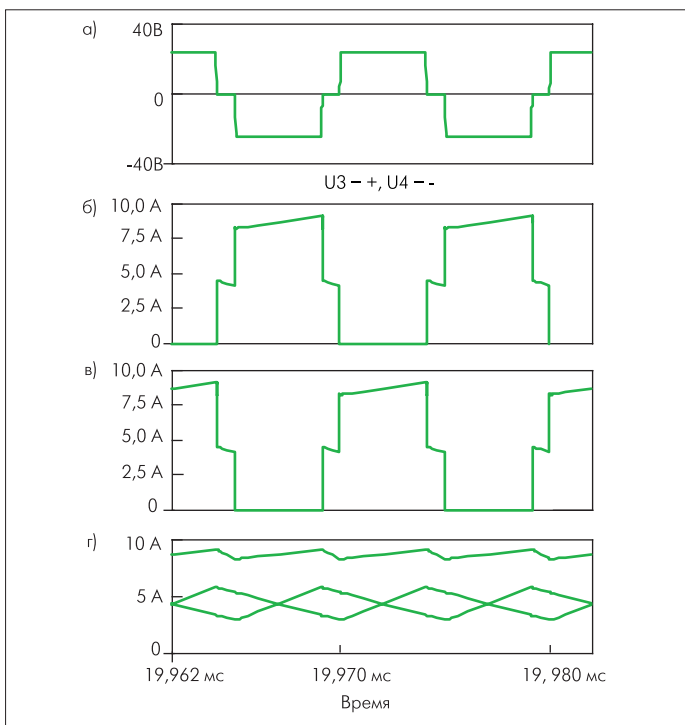


Рис.7. Процесс в модели выпрямителя с удвоителем тока:
а) напряжение на входе удвоителя тока; б) ток I(D3); в) ток I(D4); г) токи -I(L2), I(L3), -I(L2)+I(L3)

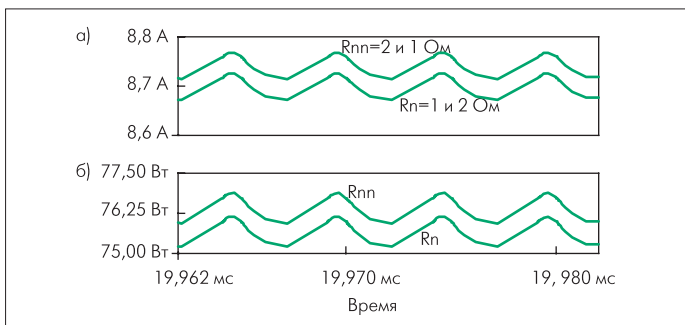


Рис.8. Выходные напряжение и мощность моделей рис.5 и 6: а) выходное напряжение; б) выходная мощность

выше. На рис.8 представлены графики выходных напряжений и мощностей моделей рис.5 и 6; нагрузка 1 Ом, D=0,8.

ЛИТЕРАТУРА

Montgomery G. Усовершенствование выпрямительных схем. – Electronics, 1961, №14.
 Smith M., Owiyang K. Improving the efficiency of low output voltage switched-mode converters with synchronous rectification. – Proceedings of Powercon 7, 1980.
 Kagan R., Chi M. Improving power supply efficiency with MOSFET synchronous rectifiers. – Proceedings of Powercon 9, 1982.
 Archer W. Current-driven synchronous rectifier. – TMOS Power FET design ideas. /Motorola Inc. Publ. BR 316, 1985.
 Chou S., Simonsen C. Chip voltage: Why less is better. – IEEE Spectrum, 1987, vol. 24, № 4.
 Cobos J. Synchronous rectification. Study of the applicability of self-driven synchronous rectification to resonant topologies. – Proc. of the IEEE, 1992.
 Muakami N. A simple and efficient synchronous rectifier for forward dc-dc converters. – Proc. of the IEEE, 1993.
 Пат. 4 625 541 США, фирма Lusent Technologies. Low loss synchronous rectifier for application to clamped-mode power convertors/ Rozman A. Приор. от 29.04.1997.
 Пат. 5 734 563, США, фирма NEC. Synchronous rectification type converters/ Shinada Y. Приор. от 31.03.1988.
 Yee H., Sawahata S. A balanced review of synchronous rectifiers in DC/DC converters. – Proc. of the IEEE 0-7803-5163-0/99.–1999.

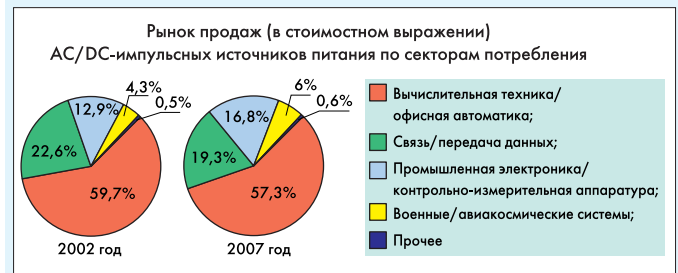
Panov Y., Jovaanovic M. Design and performance of low-voltage/high-current dc/dc on-board modules. – Proc. of the IEEE 0-7803-5163-0/99. – 1999.
 Cobos J., Alou P., Garcia O. A new driving scheme for self driven synchronous rectifiers. – Proc. of the IEEE 0-7803-5163-0/99. – 1999.

Перспективы рынка импульсных источников питания в Северной Америке

Индустрия импульсных источников питания в Северной Америке, подобно другим высокотехнологичным секторам, к середине 2003 года пережила сложные времена, обусловленные неблагоприятной экономической конъюнктурой, угрозой терроризма, последствиями войны в Ираке, финансовыми скандалами и т.д. Во второй половине года, по оценкам, произошло некоторое улучшение ситуации.

В целом, во всех секторах потребления импульсных источников питания, кроме военного/аэрокосмического, в 2003 году происходило медленное сокращение продаж в стоимостном выражении. На период 2004–2007 гг. ожидается стабильное развитие рынка в целом, но темпы прироста продаж будут достаточно малы.

В секторе связь/передача данных в 2004 году продолжится падение продаж, а его доля в период 2002–2007 гг. в общем объеме североамериканского рынка сократится почти на 3% (см. рисунок). Рост же в секторах военных/аэрокосмических систем и промышленной электроники/контрольно-измерительного оборудования превысит общий рост коммерческого рынка импульсных источников питания. Однако на уровень продаж рекордного 2000 года в ближайшие пять лет не смогут вернуться ни промышленность импульсных источников питания в целом, ни сектор телекоммуникации, что связано с неестественно высокими темпами их роста во время бума систем связи/передачи данных.



В целом ситуация на североамериканском и мировом рынках импульсных источников питания до 2007 года будет примерно одинаковой. Темпы прироста ожидаются в пределах 3%, с возможным увеличением в случае улучшения конъюнктуры на мировом рынке и рынках конечного потребления. При этом надо учитывать, что мировой рынок данных изделий сократился с уровня 6–7 млрд. долл. в 2000 году до 4,2 млрд. долл. в 2002. Доля североамериканского рынка в структуре мирового рынка будет сокращаться (на 2002 год она приближалась к 30%), а доля ATP – расти, в первую очередь за счет КНР.

Для сокращения рисков поставщика коммерческих импульсных источников питания разрабатывают бизнес-модели, основанные на ожидании среднего роста рынков конечного потребления. Так, например, независимо от спроса на компьютерное аппаратное обеспечение, продажи систем хранения цифровых данных будут продолжать расти. В результате доходы от продаж источников питания для них, как ожидается, будут увеличиваться ежегодно в среднем на 2,4%. К другим стратегиям относятся инновации в областях корпусирования, цифровой обработки сигнала и регулирования выходного напряжения. Как известно, инновационные стратегии активно используются для сохранения и роста контролируемой доли рынка не только в периоды спада/стагнации, но и на этапе начинающегося роста рынка.

www.eet.com/story/OEG20030701S0052
www.../index.asp?layout=articlePrint&articleID=CA33436