

Поиск «идеальных» решений в силовой электронике: от постановки задачи до реализации проекта

Василий Боровиков, Юрий Красников (г. Новосибирск)

На примере импульсных регуляторов напряжения в статье показана эффективность применения новых снабберных цепей. Впервые предложен способ восстановления диода путём ограничения силы, а не скорости нарастания обратного тока. Также впервые предложен импульсный повышающий регулятор напряжения с непрерывным выходным током. Отмечены преимущества предложенных решений по сравнению с известными, найдены основные соотношения, указаны области применения.

При проектировании различных устройств разработчик, как правило, вынужден искать компромиссные решения, одновременно удовлетворяющие нескольким противоречивым требованиям. Так, например, в силовой электронике приходится выбирать между аналоговым и импульсным регулированием, быстродействием и точностью, уровнем пульсаций напряжения и ёмкостью выходного фильтра, применением простых схемных решений и высокими техническими характеристиками, такими как КПД, надёжность, диапазон регулирования и т.д.

После сравнительного анализа возможных принципиальных решений и выбора наилучшего из них общая задача, как правило, разбивается на отдельные узловые проблемы, от качественного решения которых напрямую зависит конечный результат.

Поэтому необходимо стремиться каждую узловую задачу решать максимально эффективно, т.е. стремиться найти её «идеальное» решение. Большую помощь в этом может оказать теория решения изобретательских задач (ТРИЗ) [1, 2].

В качестве примера рассмотрим, как решаются узловые задачи в импульсных регуляторах напряжения (ИРН) понижающего, повышающего и инвертирующего типов. Искомые решения должны быть приемлемы для ИРН большой мощности – от единиц киловатт до единиц мегаватт, работающих при повышенном входном напряжении – от сотен вольт до единиц киловольт. Конечно, при современном состоянии рынка силовых полупроводниковых приборов в принципе возможно бесснабберное построение силовой части мощных высоковольтных ИРН. Однако ре-

зультатом такого решения являются низкий КПД, высокий уровень электромагнитных помех и низкая надёжность, что ведёт к вынужденному уменьшению рабочей частоты ИРН. Так, в электроприводе асинхронных двигателей локомотивов частота работы ключей не превышает 1кГц. Применение снабберных цепей (от шведского слова snubber – ограничивающий рост) может привести к существенному увеличению КПД и надёжности ИРН даже при более высокой частоте коммутации силовых ключей, а также снизить уровень генерируемых помех.

В понижающем ИРН можно выделить две основные проблемы:

- проблема больших динамических потерь в силовом ключе при его выключении;
- проблема ограничения обратного тока восстановления диода при срабатывании силового ключа.

Ниже приводятся схемные решения снабберных цепей, найденные авторами статьи.

«ИДЕАЛЬНЫЙ» СНАББЕР НАПЯЖЕНИЯ

Для уменьшения динамических потерь при размыкании ключа в ИРН чаще всего используется простейший RCD-снаббер (см. рис. 1а), включаемый параллельно силовому ключу. Ёмкость конденсатора C1 выбирается в зависимости от желаемой скорости нарастания напряжения на ключе, исходя из формулы: $dU/dt = I/C1$.

Сопротивление разрядного резистора R2 выбирается исходя из необходимого времени разряда конденсатора: $\tau = R2C1$. Оно должно быть сравнимо с минимальным временем замкнутого состояния ключа Q1. В резисторе R1 выделяется мощность потерь: $W = C1V1^2f/2$, где f – частота переключения ключа Q1.

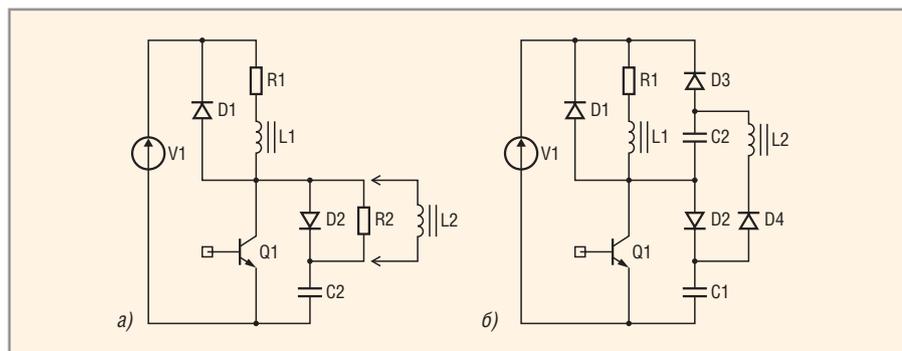


Рис. 1. Понижающий ИРН с RCD-снаббером (а) и с предлагаемым «идеальным» снаббером напряжения (б)

Для улучшения характеристик данного снаббера идеально было бы заменить резистор R2 на дроссель L2. Но такая схема неработоспособна из-за накопления энергии разрядного тока в дросселе L2.

Если принять во внимание, что конденсатор C1 может быть подключен к другой шине питания, и заметить, что в данном случае конденсатор C1 будет не заряжаться, а разряжаться при размыкании силового ключа Q1, то для перехода к схеме, показанной на рис. 1б, нужно сделать всего один шаг – связать эти два конденсатора последовательной цепью из диода и дросселя [3].

В результате при размыкании ключа Q1 (см. рис. 1б) конденсаторы C1, C2 соединятся параллельно через источник питания V1 и замкнут дроссель L1 (ключ Q1 размыкается без тока). Когда на конденсаторе C1 напряжение достигнет величины V1, а конденсатор C2 разрядится до нуля, ток дросселя L1 потечет через обратный диод D1.

При замыкании ключа Q1 образуются замкнутая цепь C1, D4, L2, C2, Q, и при равных значениях емкостей конденсаторов C1, C2 заряд конденсатора C1 перетечёт на конденсатор C2, после чего диод D4 закроется, препятствуя обратной перезарядке. В итоге конденсатор C1 оказывается полностью разряженным, а конденсатор C2 – заряженным до напряжения источника питания V1. Это идеальное состояние перед размыканием ключа Q1.

Отметим, что при одинаковом времени перезарядки ток перезарядки конденсаторов C1 и C2 в четыре раза меньше тока перезарядки снабберного конденсатора, казалось бы, «идеальной» схемы, где резистор R2 заменен на дроссель L1 (см. рис. 1а). И наоборот, при одинаковом токе перезарядки время перезарядки конденсаторов C1, C2 в 4 раза меньше.

Так как предлагаемый снаббер напряжения имеет максимально возможный КПД, малое время перезарядки снабберных конденсаторов и/или малую амплитуду тока перезарядки и не имеет дополнительных по сравнению со стандартными снабберами ограничений, то его можно считать «идеальным» снаббером напряжения.

«ИДЕАЛЬНЫЙ» СНАББЕР ОБРАТНОГО ТОКА ДИОДА

Для восстановления блокирующих свойств диода необходимо из зоны

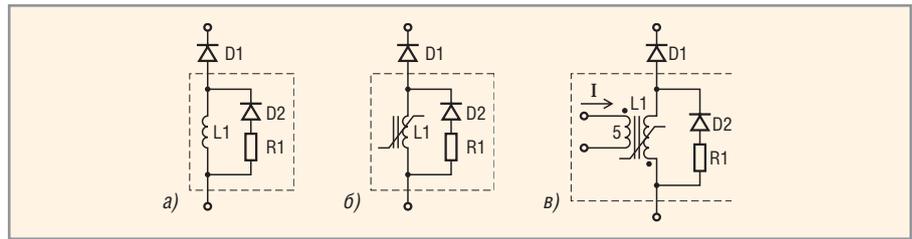


Рис. 2 Снабберы тока:

а) с линейным дросселем; б) с дросселем насыщения; в) с ограничением обратного тока

p–n-перехода убрать заряд, накопленный во время протекания прямого тока. Это можно сделать, пропустив через диод обратный ток, организовав рекомбинационные процессы внутри p–n-перехода, или с помощью того и другого.

Одна из основных проблем в ИРН понижающего, повышающего и инвертирующего типов, да и во всей силовой электронике – это проблема восстановления проводящего обратного диода после того, как к нему быстро прикладывается обратное напряжение. От того, как эта проблема решена, зависят КПД и надёжность регулятора напряжения в целом.

Наиболее простое решение – восстановление диода без снабберных цепей. Недостатки данного решения – большие динамические потери в ключе и диоде при замыкании ключа, высокий уровень электромагнитных помех.

Простейший LRD-снаббер (см. рис. 2а), включаемый между силовым ключом и обратным диодом, наиболее часто используется на практике. Он ограничивает скорость нарастания обратного тока диода, а восстановление запирающих свойств диода начинается при максимальном обратном токе. В результате, если обратный диод имеет «жёсткую» характеристику восстановления (snappy-recovery diode), то накопленная в дросселе L1 энергия приводит к мощному высокочастотному колебательному процессу, обусловленному паразитными емкостями и ёмкостью p–n-перехода обратного диода. Это является сильным источником электромагнитных помех. При использовании обратного диода с «мягкой» характеристикой восстановления (soft-recovery diode) колебательный процесс оказывается частично подавленным из-за ограниченной скорости уменьшения силы тока в дросселе L1 и демпфирования колебательного контура омическим со-

противлением диода во время нарастания обратного напряжения.

Из-за больших потерь в резисторе R1, которые не исчезают даже при замене обратного диода на идеальный диод, данный снаббер тока нельзя считать совершенным.

Если вместо линейного дросселя использовать дроссель с насыщающимся сердечником (далее – насыщающийся дроссель) (см. рис. 2б), обратный диод восстанавливается практически без обратного тока, т.к. индуктивность насыщающегося дросселя может быть на 3...5 порядков больше индуктивности линейного дросселя, показанного на рис. 2а. В результате время восстановления обратного диода оказывается в несколько раз больше времени рекомбинации неосновных носителей в катоде диода и может составлять несколько микросекунд. Несомненным достоинством данного снаббера тока является возможность использования обратных диодов с «жёстким» характером восстановления запирающих свойств, т.к. из-за малости обратного тока и огромной индуктивности насыщающегося дросселя проблем с помехами не возникает.

Однако очень большое время восстановления, в течение которого сердечник насыщающегося дросселя должен находиться в ненасыщенном состоянии, приводит к большим габаритам сердечника и большим потерям энергии на перемагничивание, а также к потерям в резисторе R1 при обратном перемагничивании сердечника насыщающегося дросселя во время прохождения прямого тока через обратный диод (см. рис. 2в). Большое время обратного перемагничивания сердечника ограничивает минимальное время разомкнутого состояния силового ключа и тем самым сужает диапазон регулирования выходного напряжения. В результате данный снаббер тока также далёк от совершенства.

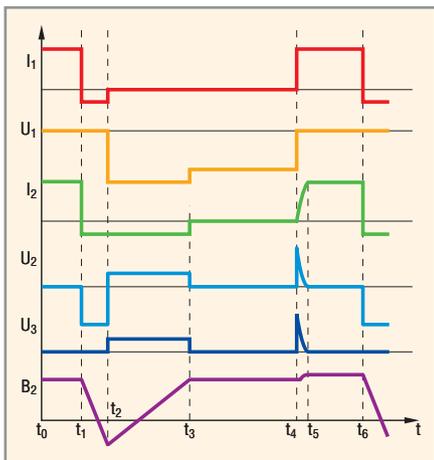


Рис. 3. Кривые токов, напряжений и магнитной индукции элементов схемы, приведённой на рис. 2в.

Как всегда, истина где-то посередине. Сформулируем требования к «идеальному» снабберу тока:

- обратный ток диода должен быть постоянным по величине и легко регулируемым;
- снаббер тока не должен ограничивать диапазон регулирования;
- снаббер тока должен нормально работать как с «мягкими» диодами, так и с диодами, имеющими «жёсткий» характер восстановления.

Показанный на рис. 2в снаббер тока практически полностью отвечает данным требованиям.

На сердечник дросселя насыщения L1 наматывается дополнительная обмотка 5, по которой течёт постоян-

ный ток подмагничивания I , причём число витков дополнительной обмотки 5, направление и силу тока I выбирают таким образом, чтобы сердечник дросселя насыщения L1 был насыщен для прямого тока через диод 1 [4].

Ограничение обратного тока при восстановлении диода D1 происходит следующим образом.

Пусть в начальный момент t_0 (см. рис. 3) через диод D1 течёт прямой ток, сердечник дросселя насыщения L1 находится в насыщенном состоянии, ток через резистор R1 и диод D2 равен нулю.

В момент времени t_1 к последовательной цепи, состоящей из диода D1 и дросселя насыщения L1, прикладывается обратное по отношению к диоду D1 напряжение, сердечник дросселя насыщения L1 выходит из насыщения и дроссель насыщения L1 начинает работать как трансформатор. При этом к обмотке дросселя насыщения L1 приложено напряжение, изменяющее индукцию в сердечнике дросселя насыщения L1. По обмотке течёт ток, равный току подмагничивания I , делённому на отношение числа витков обмотки дросселя насыщения L1 к числу витков дополнительной обмотки 5. Этот ток является восстанавливающим для диода D1, поэтому, изменяя ток подмагничивания I и число витков дополнительной обмотки 5, можно регулировать темп

выноса неосновных носителей заряда из базовой области диода D1, т.е. изменять время восстановления диода D1. В течение этого времени сердечник дросселя насыщения L1 не должен войти в насыщение во избежание резкого увеличения обратного тока диода D1.

В момент времени t_2 диод D1 восстанавливается. Ток, наведённый в обмотке дросселя насыщения L1, протекает через резистор R1 и диод D2. К диоду D1 прикладывается сумма обратного напряжения и напряжения на резисторе R1. Приложенное к обмотке дросселя насыщения L1 напряжение имеет противоположный обратному напряжению знак, поэтому сердечник дросселя насыщения L1 начинает менять направление вектора намагниченности. В момент времени t_3 сердечник дросселя насыщения L1 насыщается, ток в обмотке дросселя насыщения L1, резисторе R1 и диоде D2 становится равным нулю, а к диоду D1 прикладывается напряжение, равное обратному напряжению.

В момент времени t_4 к диоду D1 прикладывается прямое напряжение и через него начинает протекать прямой ток. Так как дроссель насыщения L1, сердечник которого находится в насыщенном состоянии, имеет некоторую индуктивность, в момент времени t_4 ток потечёт через резистор R1 и диод D2. В период времени $t_4...t_5$ будет происходить перераспределение тока через резистор R1 и обмотку дросселя насыщения L1. К моменту времени t_5 весь ток потечёт через обмотку дросселя насыщения L1.

Для уменьшения напряжения на резисторе R1 в момент времени t_4 в качестве резистора R1 можно использовать элемент с нелинейной ВАХ – стабилитрон, варистор, супрессор.

По сравнению с прототипом, показанным на рис. 2б, потери в резисторе R1 уменьшены в несколько десятков раз, а габариты сердечника насыщающегося дросселя – в несколько раз [5].

На рис. 4 приведён пример использования предлагаемого снаббера тока в импульсных понижающем и повышающем регуляторах напряжения, где в качестве тока подмагничивания используется ток основного дросселя.

На рис. 5 приведены осциллограммы тока и напряжения, иллюстрирующие процесс восстановления дио-

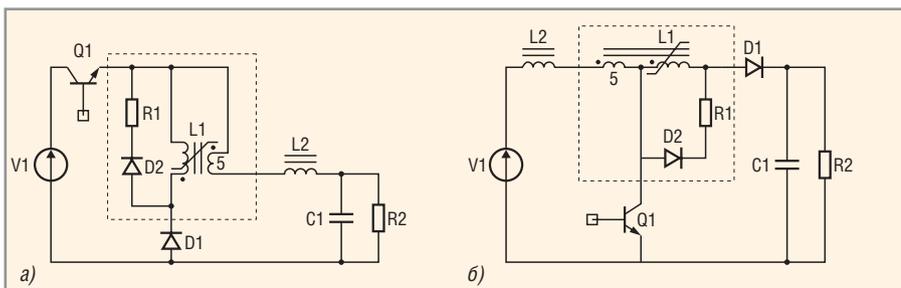


Рис. 4. Варианты применения предлагаемого снаббера тока в понижающем ИРН (а) и в повышающем ИРН (б)

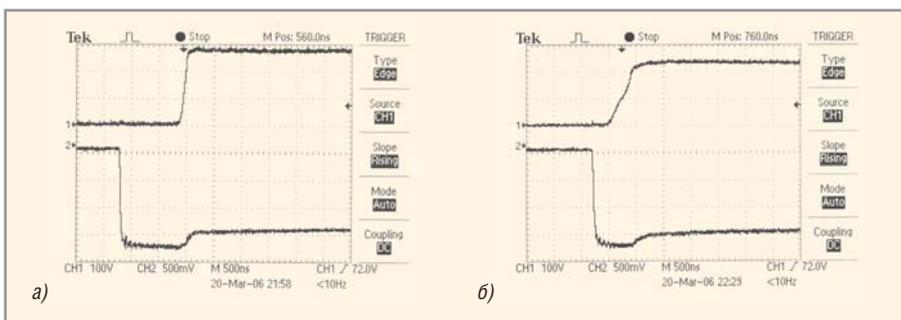
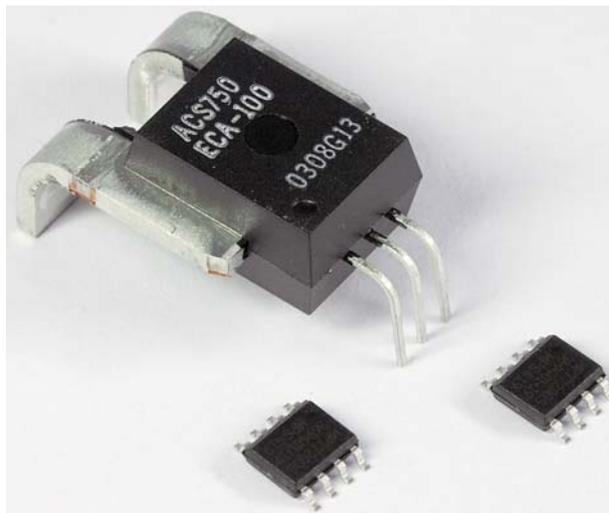


Рис. 5. Осциллограммы напряжения (канал 1, 100 В/дел.) и тока (канал 2, 4 А/дел.) при восстановлении диодов КД2997Б (а) и ВУР301 (б) в понижающем ИРН

Датчики тока на эффекте Холла



ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Диапазон измеряемых токов $\pm 5 \dots \pm 200\text{A}$
- Сверхнизкое сопротивление токовой шины
- Хорошая линейность
- Полоса частот до 50 кГц
- Промышленный диапазон температур $-40 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}$
- Напряжение изоляции до 3кВ

Области применения

- Источники вторичного электропитания
- Корректоры коэффициента мощности
- Автоэлектроника
- Системы промышленной автоматки
- Бытовая электроника

Параметры датчиков тока Allegro

Наименование	Диапазон измеряемых токов (A)	Чувствительность (мВ/А)	Полоса рабочих частот (КГц)	Корпус
ACS704-005	± 5	133	50	
ACS704-015	± 15	100		
ACS752-050	± 50	40		
ACS752-100	± 100	20	35	
ACS754-050	± 50	40		
ACS754-100	± 100	20		
ACS754-130	± 130	14,2		
ACS754-150	± 150	13,3		
ACS754-200	± 200	10		

Конструкция датчиков тока Allegro

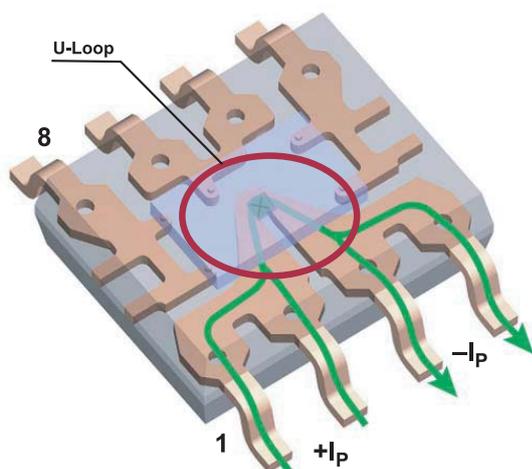
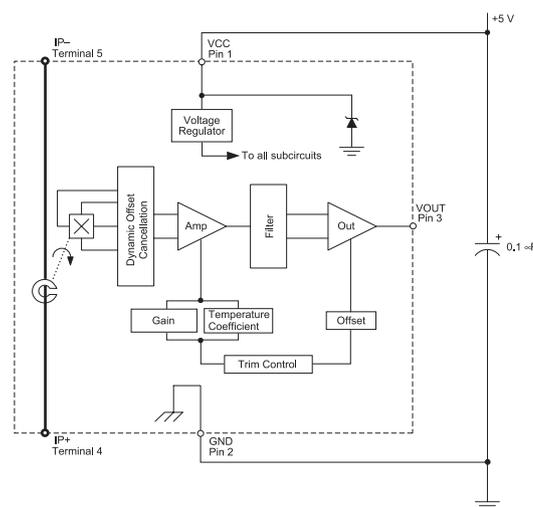
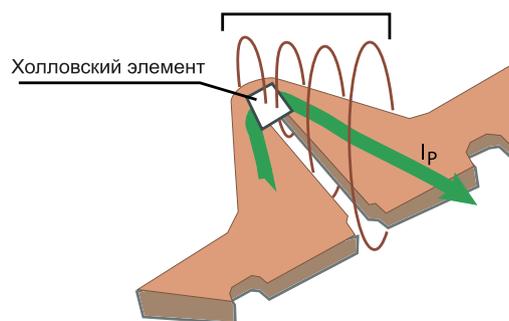


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704

дов с различным характером восстановления в ИРН понижающего типа.

Видно, что обратный ток диодов практически постоянен, его сила составляет около 20% от силы прямого тока, а время восстановления диодов в несколько раз превышает паспортные значения. Диод с «жестким» восстановлением КД2997Б имеет существенно меньшие динамические потери, чем диод с «мягким» восстановлением ВУР301, на котором обратное напряжение начинает нарастать, когда ещё не весь накопленный заряд выведен из структуры р-п-перехода. Заметим, что прямое падение напряжения у диодов с «мягким» восстановлением (которые подвергались электронному и/или протонному облучению, создающему рекомбинационные центры и уменьшающему подвижность носителей) также существенно выше, чем у диффузионных диодов с «жестким» восстановлением. Таким образом, использование предлагаемого снаббера тока в ИРН делает возможным применение дешёвых сильноточных высоковольтных диодов российского производства с «жестким» восстановлением там, где обычно использовались импортные быстрые (fast) и сверхбыстрые (superfast) диоды с «мягким» восстановлением. При этом КПД ИРН увеличивается.

Применение предлагаемого снаббера особенно эффективно при использовании в устройствах, работающих при высоком напряжении DC-линии (железнодорожный и городской транспорт, энергетика), т.к. высоковольтные ключи и диоды имеют низкое быстродействие и требуют применения снабберов. Представляет также большой интерес использование предлагаемого снаббера тока в регулируемых трехфазных тиристорных выпрямителях для уменьшения тока межфазного замыкания при восстановлении тириستоров.

**«ИДЕАЛЬНЫЙ»
ПОВЫШАЮЩИЙ ИМПУЛЬСНЫЙ
РЕГУЛЯТОР НАПЯЖЕНИЯ**

В отличие от понижающих ИРН, повышающие ИРН (boost converters, далее – бустерные регуляторы напряжения) редко используются для преобразования больших мощностей. Это связано, в первую очередь, с плохим согласованием бустерного регулятора напряжения с нагрузкой. В нагрузку поступает импульсный ток

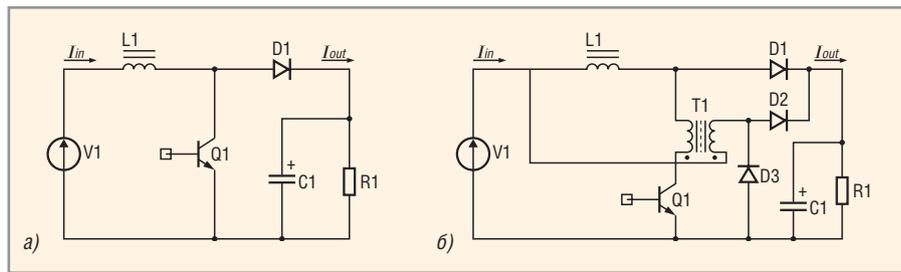


Рис. 6. Классический бустерный регулятор напряжения (а) и бустерный регулятор напряжения с непрерывным выходным током (б)

со 100-% модуляцией, что требует применения фильтрующего конденсатора С1 большой ёмкости, установленного параллельно нагрузке R1 (см. рис. 6а). Для радикального улучшения бустерного регулятора необходимо обеспечить непрерывную подзарядку фильтрующего конденсатора.

На рис. 6б приведена принципиальная схема предлагаемого импульсного повышающего регулятора напряжения с непрерывным выходным током [6]. В этом регуляторе ёмкость конденсатора С1 может быть уменьшена более чем на порядок без увеличения пульсаций напряжения на нагрузке R1.

Работает предлагаемый бустерный регулятор напряжения следующим образом. При замыкании ключа Q1 ток дросселя L1 протекает по цепи: первичная обмотка трансформатора T1, ключ Q1, источник напряжения V1. При этом во вторичной обмотке трансформатора T1 возникает ток, протекающий по цепи: диод D2, нагрузка R1, источник напряжения V1. Входной ток I_{in} в результате равен сумме тока дросселя L1 и тока во вторичной обмотке трансформатора T1. Ток в дросселе L1 начинает нарастать.

При размыкании ключа Q1 ток во вторичной обмотке трансформатора T1 уменьшается до нуля, диод D2 запирается, ток дросселя L1 протекает через диод D1, нагрузку R1 и источник напряжения V1. Далее, отпирается диод D3, и к вторичной обмотке трансформатора T1 прикладывается входное напряжение E, обеспечивающее обратное перемагничивание сердечника трансформатора T1. К ключу прикладывается сумма напряжения на первичной обмотке трансформатора T1 и напряжения на нагрузке R1. Ток дросселя L1 начинает уменьшаться.

Таким образом, в нагрузку R1 ток поступает как при разомкнутом, так и при замкнутом ключе Q1.

При одинаковом числе витков первичной и вторичной обмоток транс-

форматора T1 (практически очень важный случай) выходной ток I_{out} регулятора напряжения непрерывен и равен току в дросселе L1. В результате предлагаемый бустерный регулятор напряжения по выходу согласован с нагрузкой так же хорошо, как импульсный понижающий регулятор напряжения, а по входу имеет 50-% модуляцию входного тока.

При этом регулировочная характеристика предлагаемого бустерного регулятора напряжения в режиме непрерывного выходного тока вычисляется по формуле:

$$U_{R1} = (1 + \gamma)E, \quad (1)$$

где U_{R1} – напряжение на резисторе R1, γ – относительное время замкнутого состояния ключа Q1.

Режим непрерывного выходного тока нарушается, когда сердечник трансформатора T1 не успевает перемагнититься за время разомкнутого состояния ключа Q1. Это случится при некотором γ_0 , когда

$$(U_{R1} - E)\gamma_0 T = E(1 - \gamma_0)T, \quad (2)$$

где T – период работы ключа Q1.

Учитывая, что $U_{R1} = (1 + \gamma_0)E$, получим уравнение для определения γ_0 :

$$\gamma_0^2 + \gamma_0 - 1 = 0 \Rightarrow \gamma_0 = \frac{\sqrt{5} - 1}{2} = 0,618. \quad (3)$$

При $\gamma > \gamma_0$ сердечник трансформатора T1 начинает входить в насыщение в конце интервала времени замкнутого состояния ключа Q1. В результате ток в нагрузку не поступает и наступает режим прерывистого выходного тока. В этом режиме регулировочная характеристика приобретает вид:

$$U_{R1} = \frac{\gamma E}{1 - \gamma}. \quad (4)$$

Чтобы оценить выигрыш в уменьшении пульсаций на нагрузке, полу-

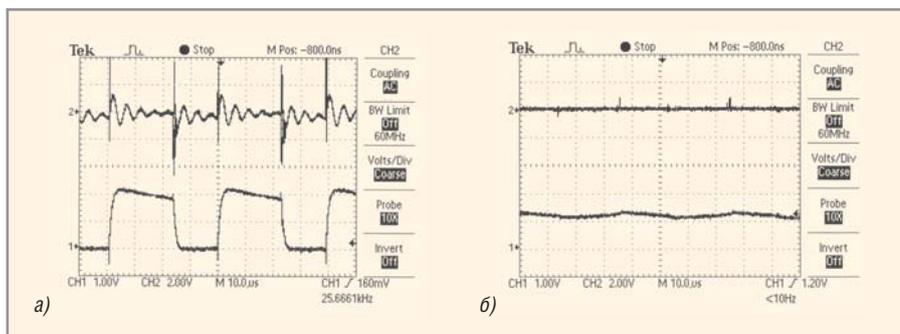


Рис. 7. Выходной ток (20 А/дел., нижний луч) и пульсации напряжения на нагрузке (2 В/дел., верхний луч) в классическом бустерном регуляторе (а) и в бустерном регуляторе с непрерывным выходным током (б)

чаемый в предлагаемом бустерном регуляторе напряжения по сравнению с классическим бустерным регулятором, возьмём отношение соответствующих коэффициентов пульсаций напряжения:

$$\frac{k_{\text{непр}}}{k_{\text{класс}}} = \frac{(1-\gamma)T}{8(1+\gamma)L1/R1}, \quad (5)$$

где $k_{\text{непр}}$ – коэффициент подавления пульсаций предлагаемого бустерного регулятора, $k_{\text{класс}}$ – коэффициент подавления пульсаций классического бустерного регулятора.

Например, при $T/(L1/R1) = 1$, $\gamma = 0,5$ пульсации выходного напряжения уменьшатся в 24 раза, при этом в предлагаемом бустерном регуляторе выходное напряжение $U_{R1} = 1,5E$ и относительные пульсации тока в дроселе $\Delta I/I = 1/6$.

На рис. 7 представлены осциллограммы выходного тока, измеренного датчиком тока LEM типа CLN-50 с $\tau = 3$ мкс, и пульсации выходного напряжения бустерных регуляторов напряжения, выполненных по схемам на рис. 6 и работающих при одинаковых условиях: $E = 50$ В, $U_{R1} = 72$ В, $R1 = 3$ Ом, $L1 = 100$ мкГн, $C1 = 10\,000$ мкФ. Видно, что пульсации выходного тока и выходного напряжения в предлага-

емом бустерном регуляторе уменьшены более чем на порядок.

Подчёркнём основные особенности предлагаемого бустерного регулятора напряжения (см. рис. 6б) в режиме непрерывного выходного тока при $U_{R1} < 1,618E$:

- выходной ток I_{out} равен току в дроселе $L1$, поэтому выходная характеристика регулятора соответствует характеристике генератора тока и возможно получение малых пульсаций в нагрузке $R1$ даже при отсутствии фильтрующего конденсатора $C1$;
- при замыкании ключа $Q1$ индуктивность рассеяния трансформатора $T1$ ограничивает обратный ток диода $D1$, в результате в ключе $Q1$ и диоде $D1$ динамические потери в этот момент отсутствуют;
- ток в элементах схемы $L1$, $Q1$, $D1$ в U_{R1}/E раз меньше, чем в классическом бустерном регуляторе напряжения;
- пульсации выходного напряжения на один-два порядка меньше, чем в классическом бустерном регуляторе напряжения;
- отсутствие в схеме конденсаторов с большой токовой нагрузкой расширяет область применения дан-

ного регулятора напряжения до мегаваттных мощностей;

- к недостаткам можно отнести увеличенное напряжение на разомкнутом ключе $Q1$ (по сравнению с классическим бустерным регулятором напряжения на величину входного напряжения E).

Рассмотренные технические решения – снаббер тока и повышающий импульсный регулятор напряжения с непрерывным выходным током – защищены патентами РФ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Альтшуллер Г.С., Шаниро Р.Б. О психологии изобретательского творчества. Вопросы психологии. 1956. № 6.
2. Альтшуллер Г.С. Алгоритм изобретения. 2-е изд. М.: Московский рабочий, 1973.
3. Боровиков В.М., Красников Ю.И. Импульсный регулятор напряжения. Патент SU 1820985. Оpubл. 07.06.93. Бюл. № 21.
4. Боровиков В.М., Красников Ю.И. Способ ограничения обратного тока при восстановлении диода. Патент RU 2256283. Оpubл. 10.07.2005. Бюл. № 19. International application WO 2005/074114 A1. Published on 11.08.2005.
5. Красников Ю.И. New solutions to the old problems of buck and boost converters. CD-ROM Proc. of the 11th European Conf. on Power Electronics and Applications EPE'2005. Paper № 0404. Dresden, Germany: September 2005.
6. Боровиков В.М., Красников Ю.И. Импульсный регулятор напряжения повышающего типа. Патент RU 2241299. Оpubл. 27.11.2004. Бюл. № 33. International application WO 2006/019328 A1. Published on 23.02.2006.
7. Красников Ю.И. Разработка и производство модульных универсальных преобразователей напряжения большой (до 10кВт) мощности и источников питания на их основе. Hi-tech Высокие технологии. 2006. № 2.



Новости мира News of the World Новости мира

Nokia предложила альтернативу Bluetooth

Лидер рынка мобильной телефонии компания Nokia представила итог пятилетнего проекта по разработке новой коммуникационной технологии ближнего радиуса действия. Её новое решение под названием Wibree, как утверждает Боб Иануччи (Bob Iannucci), глава исследовательского центра Nokia, функционирует в частотном диапазоне 2,4 ГГц, экономит в 10 раз больше энер-

гии по сравнению с Bluetooth и может использоваться независимо от Bluetooth в миниатюрных устройствах (мобильных телефонах, наручных часах и т.п.) для установления беспроводного соединения на небольших (до 10 м) расстояниях.

«Наша цель – в максимально короткие сроки создать совместимый промышленный стандарт и как можно быстрее внедрить его в изделия», – подчеркнул Иануччи.

Nokia рассчитывает, что первая версия стандарта увидит свет в течение второго квартала 2007 г., после чего появится соответствующее этому стандарту оборудование. Ожидается, что устройства, уже поддерживающие Bluetooth, получат комбинированный чип Bluetooth-Wibree, а абсолютно новые модели будут использовать только технологию Wibree.

www.itc.ua