

Современные способы ограничения пусковых токов

В источниках электропитания

В статье описываются наиболее распространенные способы ограничения пусковых токов в источниках электропитания переменного тока, их достоинства и недостатки, приводятся рекомендации по выбору оптимальных схем токоограничения.

Алексей Тифлов

В настоящее время импульсные источники питания (ИП) широко распространены во многих областях техники и повседневной жизни. Будучи импульсными устройствами, они генерируют значительный уровень помех как в сеть, так и в окружающее пространство. Обладая конечным и неравномерным импедансом в частотном диапазоне, сеть не способна эффективно обеспечить достаточный уровень быстропеременных токов, необходимый импульсному устройству. Для решения этой проблемы применяют емкостные накопители электрической энергии — конденсаторы с низким импедансом в широком диапазоне частот.

Для улучшения массогабаритных показателей ИП класса DC/DC разработчики увеличивают рабочую частоту преобразования, что позволяет обойтись небольшой суммарной емкостью на входе, и применяют, как правило, керамические или танталовые конденсаторы. Однако повышение их мощности влечет возрастание входных емкостных накопителей энергии.

Основное количество ИП класса AC/DC, присутствующих на рынке, рассчитано на сети 220, 380 В, 50 Гц, реже — на 115 В, 400 Гц. Наличие входного напряжения низкой частоты диктует применение уже более значительных емкостных накопителей на входе для фильтрации пульсаций тока и поддержания корректной работы устройства. Поэтому проблема ограничения пусковых токов характерна для обоих классов ИП.

На сеть 220 В, 50 Гц и гостовский диапазон входного напряжения обычно устанавливают 1 мкФ на 1 Вт выходной мощности. Для указанной сети с расширенным диапазоном напряжения требуются уже значения 2 мкФ и более. В обоих случаях используют алюминиевые электролитические конденсаторы. Нетрудно подсчитать, сколь большой энергией должны обладать емкостные накопители. ИП с активным корректором коэффициента мощности на входе, а также на трехфазные сети 380 В, 50 Гц и 115 В, 400 Гц нужна несколько меньшая величина минимальной входной емкости. Но в любом случае суммарная энергоемкость становится значительной. В момент подачи входного напряжения возникают большие пусковые токи, нарушающие работу соседних устройств за счет сильных помех и провалов напряжения, и могут вывести из строя сам ИП. Наличие высокого напряжения и чрезвычайно низкого сопротивления входных цепей вызывает неограниченные токи, способные вывести из строя выпрямительный мост и значительно сократить ресурс входных конденсаторов из-за токовых перегрузок. Рассмотрим некоторые наиболее распространенные способы решения этой проблемы.

Пожалуй, самый простой и распространенный способ ограничения пускового тока — применение низкоомного терморезистора с отрицательным температурным коэффициентом (NTC), включенного последовательно в цепь выпрямительного моста (рис. 1).

В нормальных климатических условиях (НКУ) и в зависимости от типа терморезистора R сопротивление может находиться в пределах 0,7–400 Ом. Начальное сопротивление в НКУ выбирают в зависимости от требований на максимальный пусковой ток. В момент включения сопротивление терморезистора большое и происходит эффективное токоограничение. Разогреваясь под действием тока заряда конденсатора C , а затем и нагрузки, терморезистор уменьшает свое сопротивление в 15–100 раз, что позволяет очень быстро зарядить емкость, запустить источник и в дальнейшем мало влияет на работу схемы.

Простота и дешевизна метода, однако, имеет ряд существенных недостатков. Наличие в схеме в ра-

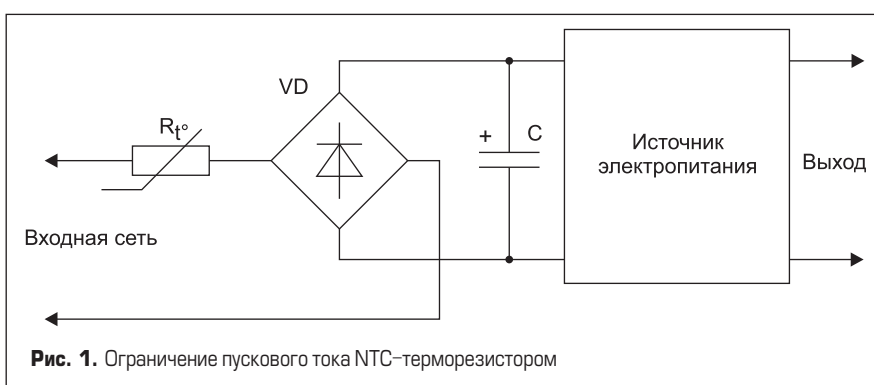


Рис. 1. Ограничение пускового тока NTC-терморезистором

Таблица 1. Характеристики NTC-терморезисторов фирмы Thinking Electronic Industrial.

Обозначение	Диаметр диска, мм	$I_{\text{раб}}, \text{А}$	$P_{\text{макс}}, \text{Вт}$	$R, \text{Ом (НКУ)}$	$R_{-60}, \text{Ом (-60 } ^\circ\text{C)}$	$R_{-50}, \text{Ом (-50 } ^\circ\text{C)}$	$R_{+85}, \text{Ом (+85 } ^\circ\text{C)}$	$R_t, \text{Ом (+25 } ^\circ\text{C окр. ср.)}$	$\tau, \text{с}$
SCK05101	5	1	1,8	10	293	192	2,65	1,126	17
SCK10123	10	3	2,4	12	470	316	2,28	0,301	43
SCK15125	15	5	3,6	12	614	390	2,37	0,185	75

Примечание. Пояснение некоторых представленных в таблице значений: $I_{\text{раб}}$ — максимальный допустимый ток через терморезистор в установившемся режиме. $P_{\text{макс}}$ — максимальная допустимая мощность рассеивания в установившемся режиме. $R, R_{-60}, R_{-50}, R_{+85}$ — значения сопротивлений терморезистора при температуре корпуса последнего в НКУ, $-50, -60, +85$ °C соответственно. R_t — значение сопротивления терморезистора при температуре окружающей среды $+25$ °C при максимальном допустимом токе в установившемся режиме. τ — время восстановления сопротивления терморезистора в НКУ при прекращении протекания тока.

бочем состоянии элемента с температурой, превышающей $+130$ °C, предполагает соблюдение определенных требований по локализации точки нагрева на печатной плате для исключения влияния на чувствительные к теплу радиоэлементы. Типичная температура работы большинства пусковых терморезисторов находится в диапазоне $+130 \dots +160$ °C. При увеличении мощности ИП потери на терморезисторе возрастают.

Наблюдается значительная тепловая инерция, которая преимущественно зависит от размера последнего. Если для дисковых терморезисторов диаметром 5 мм постоянная времени составляет около 20–25 с, то уже для диаметра 25 мм она достигает 2,5 мин. Если источник выключить и в течение 1–2 мин или менее включить повторно, зарядный ток будет не нормирован. Возможно повреждение выпрямительного моста и, как следствие, снижение надежности источника.

Если ИП предполагает работу в широком диапазоне температур, например $-60 \dots +85$ °C, то возникает ряд проблем. Запуск при «глубоком» минусе может не состояться, или время окажется недопустимо большим. При высокой температуре во время включения возникают значительные перегрузки выпрямительного моста. Все это сужает диапазон применения метода.

Для примера рассмотрим терморезисторы SCK05101, SCK10123, SCK15125 фирмы Thinking Electronic Industrial. Изготовитель ограничил температурный диапазон нижней границей -40 °C, и в этой точке значения составляют приблизительно 120, 180 и 200 Ом соответственно. В установившемся режиме терморезистор работает при температуре выше $+130$ °C и указанные сопротивления особой роли не играют, разве только в момент запуска источника питания. Если требуется более широкий диапазон рабочих температур, то знание начальных сопротивлений при крайних значениях становится актуальным.

Справочные и измеренные данные по терморезисторам сведены в таблицу 1.

Из таблицы 1 видно, что с увеличением диаметра диска растет не только постоянная времени температуры, но и отношение сопротивлений при крайнем и нормальном значениях температур.

На рис. 2 представлен другой распространенный способ, лишенный указанных выше недостатков.

Резистор R включается между мостом и входным конденсатором C. После окончания заряда резистор замыкается контактами K1.1 реле K1.

Достоинства способа очевидны. Простота конструкции, полное отсутствие потерь в си-

ловой цепи (сопротивлением контактов реле можно пренебречь). Коммутация контактов реле происходит практически при нулевых значениях тока и напряжения, что позволяет резко увеличить их ресурс. При наличии дополнительных контактов можно соединить их параллельно, увеличивая нагрузку в число, кратное количеству пар контактов. Управление временем заряда обеспечивается изменением номинала резистора R.

Недостатки описанного способа состоят в организации отдельного электропитания реле и в потребности учитывать возникающие дополнительные тепловые потери.

На время полного заряда конденсатора C необходимо обеспечить задержку включения, которая должна быть не менее 3RC, а с учетом допусков в номиналах конденсаторов и больше. В течение этого времени следует исключить потребление тока от заряжаемой емкости или свести его до минимума. Контакты реле должны пропускать полный входной ток.

Для выполнения требований ТУ по времени включения (готовности) ИП, которое должно быть минимизировано, нужно тщательно подходить к выбору типов резисторов, заряжающих входные конденса-

торы. Резисторы должны достаточно надежно и многократно выдерживать огромные мгновенные мощности. После многочисленных экспериментов, анализа полученных результатов и изучения различных типов резисторов удалось выяснить, что наиболее точно поставленным задачам из отечественных резисторов отвечают элементы типа ТВО, С4-1. По технологии изготовления эти резисторы являются композиционно-объемными, безындуктивными. В технических условиях на них не указаны предельные значения перегрузочной способности на одиночные импульсы мощности. Однако эксперименты показали их хорошую устойчивость к таким режимам.

Значительно сократить время заряда конденсатора C можно, если применить комбинацию двух предыдущих схем (рис. 3).

Помимо ускоренного заряда емкости, схема лишена такого недостатка, как тепловая инерционность терморезистора, поскольку он исключается из токовой нагрузки контактами реле, кроме случаев пропадания и восстановления входной сети на интервале горячего состояния терморезистора. Впрочем, одновременное стечение таких обстоятельств маловероятно.

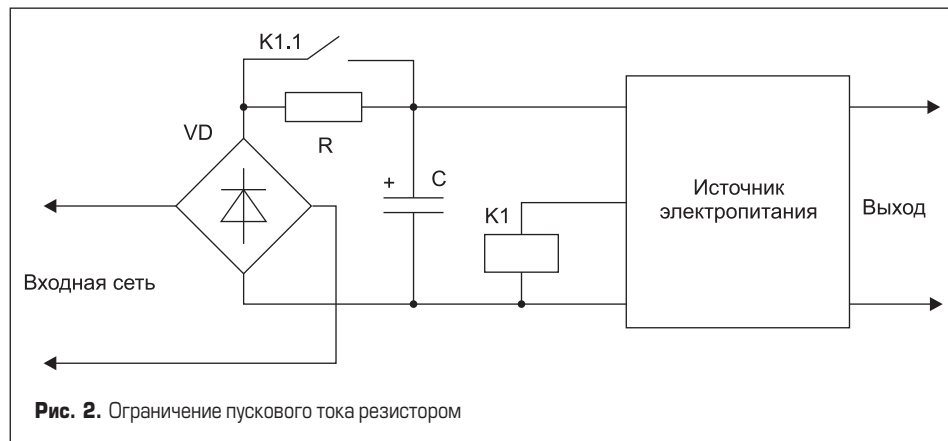


Рис. 2. Ограничение пускового тока резистором

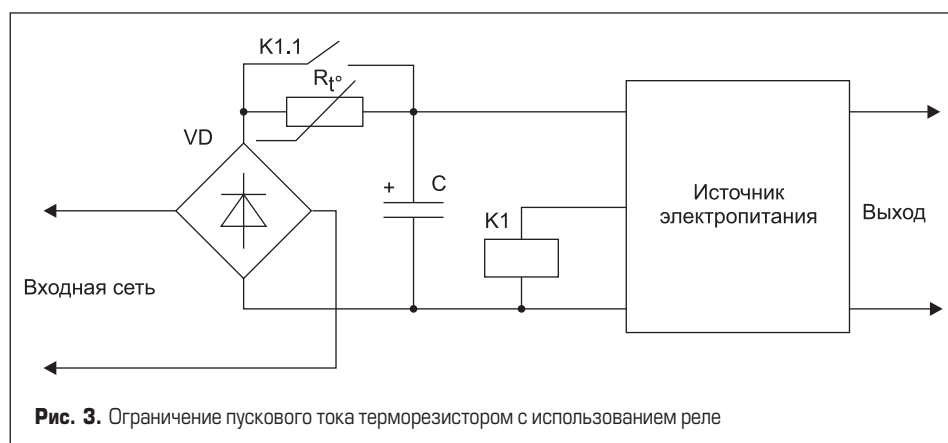


Рис. 3. Ограничение пускового тока терморезистором с использованием реле

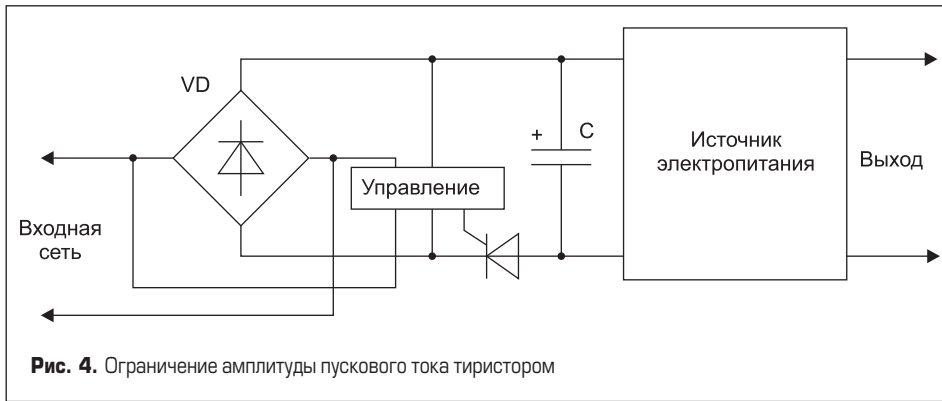


Рис. 4. Ограничение амплитуды пускового тока тиристором

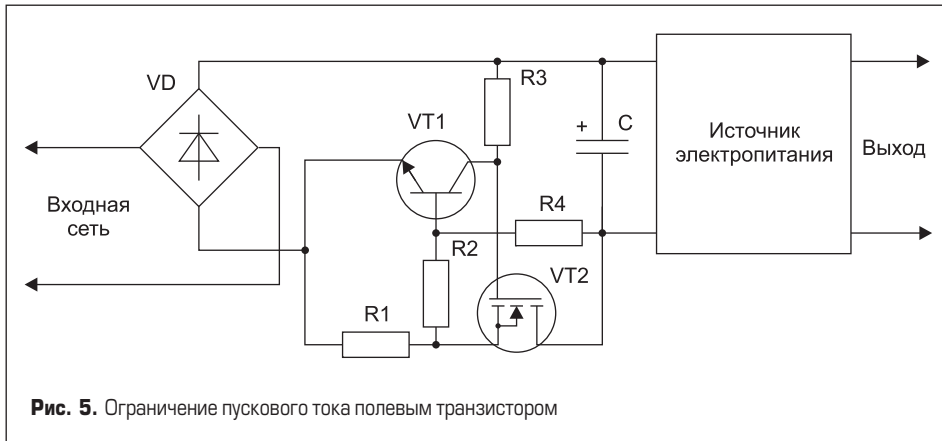


Рис. 5. Ограничение пускового тока полевым транзистором

При использовании ИП в широком диапазоне температур, в крайних значениях, проблемы остаются те же, как и на схеме рис. 1.

Зарядить нормированным током входной конденсатор С можно, используя ключевой элемент, например тиристор, включение которого происходит при прохождении переменного входного напряжения через ноль [1].

Если входное напряжение изменяется по синусоидальному закону, можно записать:

$$U = U_0 \sin 2\pi ft. \quad (1)$$

Ток конденсатора С определяется из выражения:

$$i = C(dU/dt), \quad (2)$$

где: U — мгновенное значение напряжения; U_0 — амплитуда синусоидального напряжения; f — частота сети; t — время; i — мгновенное значение тока через емкость; C — значение емкости; dU/dt — скорость изменения напряжения на емкости.

В формулу (2) подставим (1), про дифференцируем по времени и получим:

$$i = 2\pi f C U_0 \cos 2\pi ft.$$

Выражение принимает максимальное значение при $\cos 2\pi ft = 1$. Подставляем и получаем окончательную формулу для вычисления максимально возможного зарядного тока:

$$i = 2\pi f C U_0$$

Подстановкой в формулу параметров интегральной сети получаем, что максимальная

величина тока будет примерно 0,1 А на 1 мкФ входной емкости для сети 220 В, 50 Гц и 0,4 А для 115 В, 400 Гц. Время полного заряда емкости равно четверти периода входной частоты сети.

Недостатки этого метода заключаются в необходимости разработки узла управления тиристором, действующего по определенному алгоритму. Присутствуют тепловые потери ключа, которые становятся значительными при увеличении мощности источника. Наблюдаются зависимости нормированного тока от заряжаемой емкости, величины входного напряжения, частоты сети. Закачка энергии за четверть периода может вызвать недопустимый по величине ток. Например, для сети 220 В, 50 Гц и стандартного диапазона входного напряжения для ИП мощностью 100 и 1000 Вт максимальный зарядный ток составит 10 и 100 А соответственно. И наконец, этот метод можно использовать только для однофазных сетей, для трехфазных он неприемлем.

На основе тиристора с фазоимпульсным управлением (привязка управления к нулям выпрямленного напряжения) можно нормированным током плавно заряжать входные емкости, уменьшая угол управления, начиная от 180°. Схема устройства ограничения пускового тока похожа на схему, представленную на рис. 4, — добавляется только дроссель последовательно с тиристором и меняется алгоритм управления. Здесь важно правильно выбрать индуктивность дросселя, чтобы обеспечить достаточное время для выключения тиристора. При таком способе нормированный ток не зависит от параметров сети и устанавливается разработчиком. Из недостатков — потери мощности в тиристоре и более сложная схема управления.

Наличие дополнительного элемента — дросселя — нельзя расценивать как недостаток, по-

скольку он зачастую присутствует в аналогичных схемах как фильтр высокочастотных помех.

Если в качестве сети применяется отдельный электрический генератор, например авиационный на сеть 115 В, 400 Гц с ограниченной выходной мощностью, то дроссель можно исключить, так как подобные генераторы обладают достаточной собственной индуктивностью.

Ограничение тока на основе тиристорov наиболее просто реализуется в однофазных сетях. В трехфазных сетях описанный метод имеет смысл применять на мощностях свыше 3–5 кВт и на основе управляемых выпрямительных мостов, но в этом случае сложность схемы управления значительно возрастает.

Современные полевые транзисторы при относительно небольших габаритах имеют приемлемые параметры для применения их в качестве управляющего элемента зарядки конденсаторов.

Низкое сопротивление канала, значительные напряжения и мощность рассеивания, высокое входное сопротивление предполагают относительно несложное в схемотехническом плане выполнение зарядки входного конденсатора в режиме непрерывного регулирования. Подобная схема ограничения пускового тока представлена на рис. 5.

При подаче входного напряжения конденсатор С заряжается через транзистор VT2 строго нормированным током, который зависит от величины резистора-датчика тока R1. Смещение на транзистор VT2 подается через резистор R3. Главное требование при работе транзистора в режиме управляемого сопротивления — за время полного заряда не выйти из области безопасной работы (ОБР) по мощности. За этим следит делитель на резисторах R2, R4.

Осциллограммы напряжения и тока транзистора VT2 во время заряда конденсатора по схеме рис. 5 в сети 220 В, 50 Гц представлены на рис. 6. Здесь луч желтого цвета — напряжение на транзисторе VT2, делитель 1:100; луч голубого цвета — напряжение на токовом резисторе R1, делитель 1:1.

На графиках заметно, что линейно убывающей амплитуде напряжения соответствует линейно возрастающая амплитуда тока через транзистор VT2. Делитель из резисторов R2, R4 выбран так, что в любой точке мгновенное произведение тока на напряжение транзистора не выходит из ОБР. На нижней осциллограмме

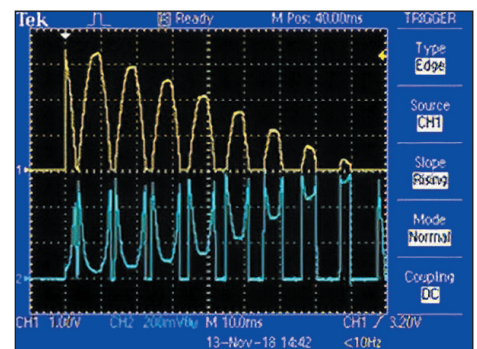


Рис. 6. Осциллограммы напряжения и тока в режиме ограничения пускового тока

ме видно, что амплитуда тока через транзистор постоянна и не превышает установленную разработчиком.

Описанный способ ограничения пускового тока может применяться в сетях как переменного, так и постоянного тока. Недостатки его заключаются в тепловых потерях на резисторе R1 и транзисторе VT2, особенно при импульсном потребляемом токе в установившемся режиме, который характерен для однофазных сетей. Потери, однако, можно минимизировать соответствующим выбором транзистора. Данный способ рекомендуется применять в ИП мощностью не более 150 Вт.

Если мощность источника превышает 150 Вт, можно исключить режим непрерывного регулирования на транзисторе VT2. Зарядка конденсатора C происходит через токоограничивающий резистор в течение расчетного промежутка времени, по истечении которого последний замыкается транзистором (рис. 7).

Схема отличается от предыдущей наличием резистора R5 и конденсатором C1. Здесь не предъявляются жесткие требования к соблюдению ОБР, поскольку транзистор работает в ключевом режиме. Задержка на включение полевого транзистора VT2 зависит от номиналов C1 и R3.

Недостатки остаются те же, что и для схемы, показанной на рис. 5, но надежность ее повышается за счет перевода значительных тепловых потерь с транзистора VT2 на резистор R5. При корректном выборе резистор, если он специализированный, всегда надежнее полупроводника.

Время запуска ИП и величина пусковых токов, как правило, жестко регламентированы техническими условиями. Для устройств со значительными входными емкостными накопителями эти требования вступают в противоречие. Для решения этой проблемы необходимо заряжать конденсаторы максимально допустимым током во время всего цикла заряда. В таком случае можно предложить устройство на последовательном полевом транзисторе с управлением ШИМ-контроллером в режиме стабилизации тока, показанной на рис. 8.

После прекращения процесса заряда силовой ключ полностью открывается с минимальным проходным сопротивлением и в дальнейшем не оказывает влияния на работу ИП. В этом варианте схемы токоограничения нетрудно совместить и защиту от перенапряжения на входе. Когда в силовой цепи возникает перегрузка по току или увеличение входного напряжения сверх допустимого, устройство автоматически переходит в режим стабилизации тока или напряжения соответственно, защищая ИП от перегрузки. Еще одно достоинство описанного способа заключается в практически неограниченной мощности ИП, которая зависит от выбора силовых электронных компонентов. Во время заряда конденсатора C максимальным током потери невелики вследствие ключевого характера регулирования. Силовой дроссель выполняет к тому же роль дополнительного фильтра помех. Кроме того, следует отметить отсутствие зависимости зарядного тока от входного напряжения — все это в целом

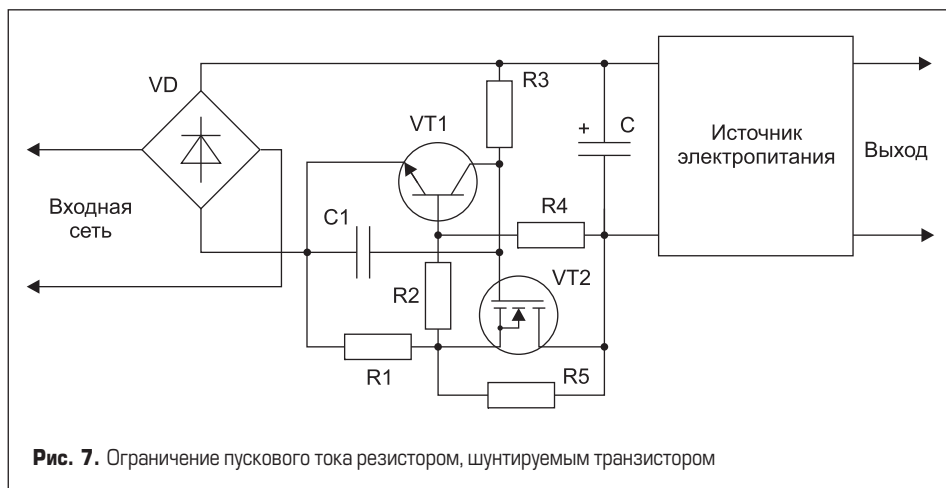


Рис. 7. Ограничение пускового тока резистором, шунтируемым транзистором

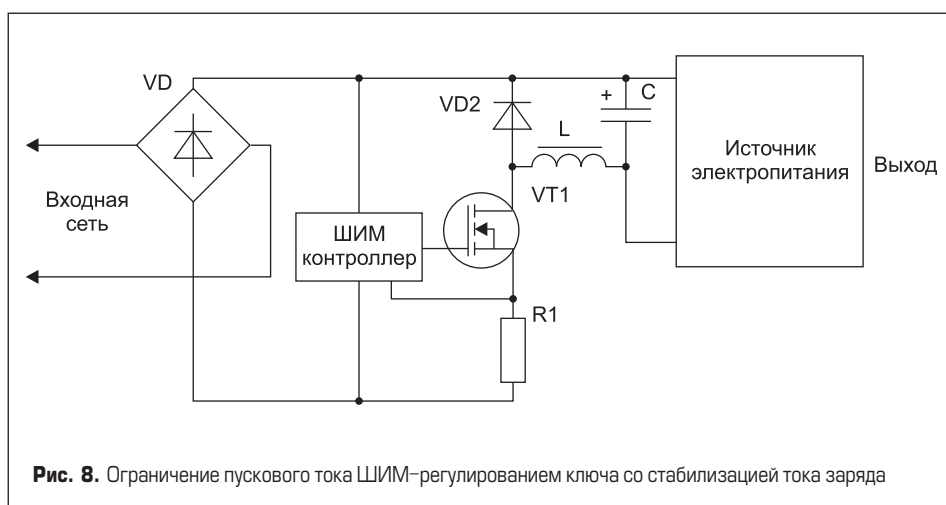


Рис. 8. Ограничение пускового тока ШИМ-регулированием ключа со стабилизацией тока заряда

повышает надежность и расширяет функциональные возможности ИП.

К недостаткам можно отнести следующие:

- ухудшение массогабаритных показателей ИП за счет добавления дополнительных силовых элементов;
- увеличенные тепловые потери в устройстве вследствие выделения мощности в силовом ключе и в датчике тока и после окончания процесса запуска;
- сложность схемы управления, наличие ШИМ-контроллера, драйвера силового транзистора и т. д.

В заключение хотелось бы отметить, что автор не ставил цель дать описание всех имеющихся методов ограничения пусковых токов в ИП, а лишь некоторых наиболее распространенных. В действительности их существует очень много [2]. Оптимальность применения того или иного метода зависит от многих факторов и конкретного случая и зачастую определяется предпочтениями разработчика. ■

Литература

1. Миронов А. А. Способ ограничения пускового тока преобразователей напряжения AC/DC. Научно-технический сборник «Электрическое питание». Сборник докладов научно-технической конференции. М.: 2006.
2. Алиберти Дж. Ограничение пусковых токов в устройствах ККМ // Компоненты и технологии. № 11. 2008.