

# Электромагнитные помехи импульсных преобразователей

Георгий БОКОВ,  
Georg.Bokovvv@yandex.ru

**В статье рассматриваются дифференциальные и синфазные помехи, создаваемые импульсными AC/DC- и DC/DC-преобразователями. Показаны основные источники помех и пути их распространения. Приводятся некоторые рекомендации для уменьшения помех, в частности с помощью входных фильтров электромагнитных помех.**

**Рассмотрены механизмы формирования кондуктивных помех, создаваемых импульсными AC/DC- и DC/DC-преобразователями. Даны способы уменьшения электромагнитных помех, создаваемых импульсными AC/DC- и DC/DC-преобразователями. Кратко описываются схмотехнические приемы, даются рекомендации по разработке топологии печатных плат.**

## Введение

При сертификационных испытаниях готового изделия нередко возникают проблемы при испытаниях на электромагнитную совместимость (ЭМС). Найти быстрое и безболезненное решение этих проблем для готового изделия далеко не всегда возможно. Следовательно, лучше уже на этапе разработки принять все возможные меры по удовлетворению требований стандартов.

Одним из главных источников помех являются DC/DC- и AC/DC-преобразователи. Существует несколько способов уменьшения коммутационных помех, создаваемых преобразователем. К ним относятся: применение помехоподавляющих компонентов, увеличение длительности фронтов коммутации силовых ключей, использование топологии силовых каскадов с аккумуляиро-

ванием энергии индуктивности рассеяния трансформаторов, оптимальная топология печатной платы.

Требования к ЭМС задаются стандартами CISPR (Международный специальный комитет по радиопомехам) и EN (Европейские нормы). Электронное оборудование, как правило, подпадает под действие стандартов EN 55022/CISPR 22 и EN 55032/CISPR 32, которым соответствуют российские стандарты ГОСТ 30805.22–2013 [1] и ГОСТ CISPR 32–2015 [2]. На рис. 1 в качестве примера приведены нормируемые уровни кондуктивных помех в стандарте ГОСТ 30805.22–2013 (CISPR 22:2006) для оборудования классов А и Б (рис. 1а) и Б (рис. 1б).

При испытаниях необходимо изолировать испытываемую схему от сети. С этой целью используется эквивалент сети LISN, который стабилизирует полное сопротивле-

ние сети и «отрезает» испытываемый прибор от помех и нестабильности импеданса сети. Электрическая схема испытаний показана на рис. 2. Как видно из рисунка, схема LISN, по сути, представляет собой П-фильтр. Величина индуктивности 50 мкГн характерна для индуктивности сети.

## Дифференциальные и синфазные шумы и помехи

Создаваемые преобразователем помехи удобно разделить на дифференциальные и синфазные. Соответственно и токи, которые создают эти помехи, также разделяются на дифференциальные и синфазные. На рис. 3 упрощенно показаны понижающий и повышающий DC/DC-преобразователи и токи, образующие дифференциальные и синфаз-

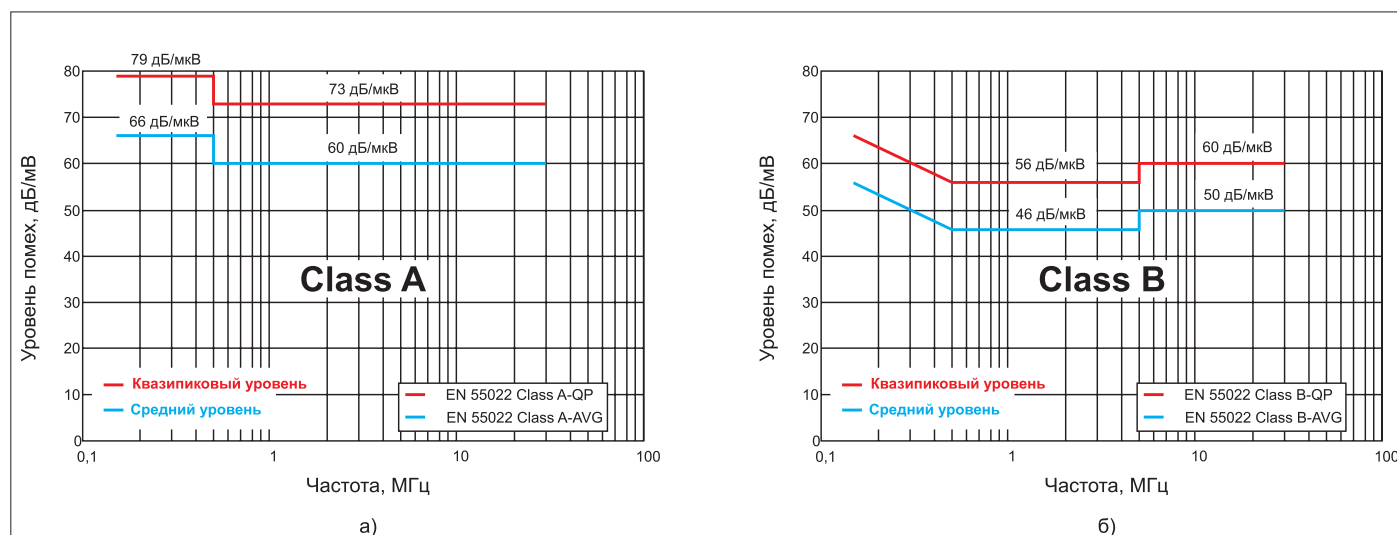


Рис. 1. Уровни кондуктивных помех в стандарте ГОСТ 30805.22–2013 (CISPR 22:2006) для оборудования классов А и Б

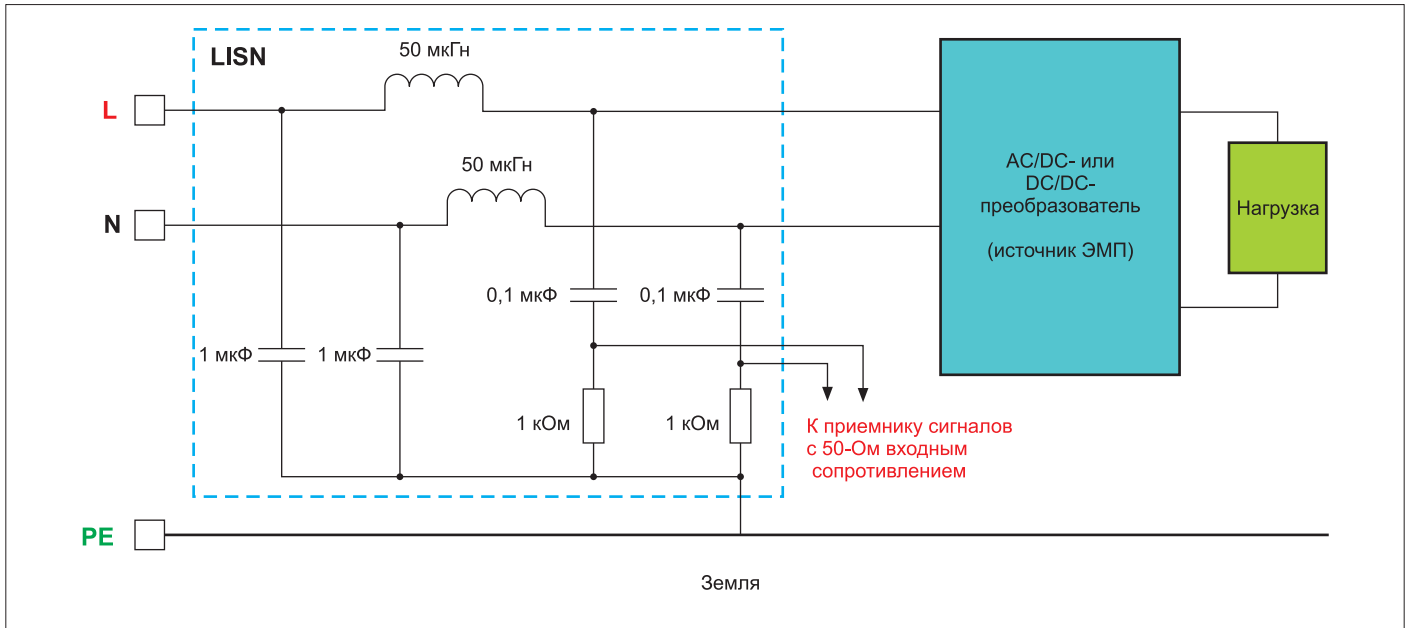


Рис. 2. Электрическая схема испытаний на ЭМС

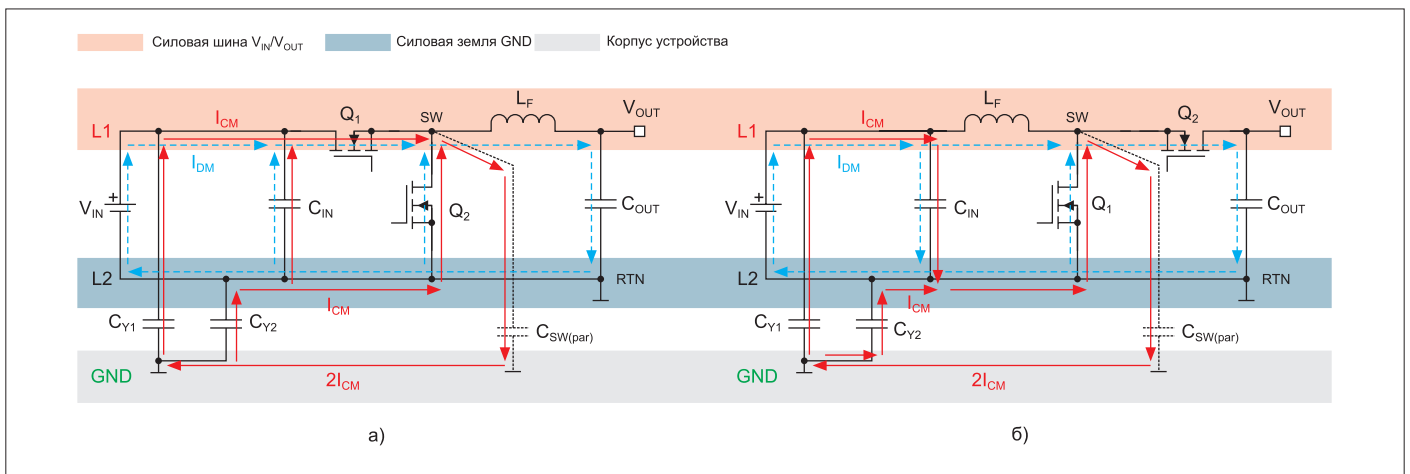


Рис. 3. Токи дифференциальных и синфазных помех в а) понижающих; б) повышающих преобразователях

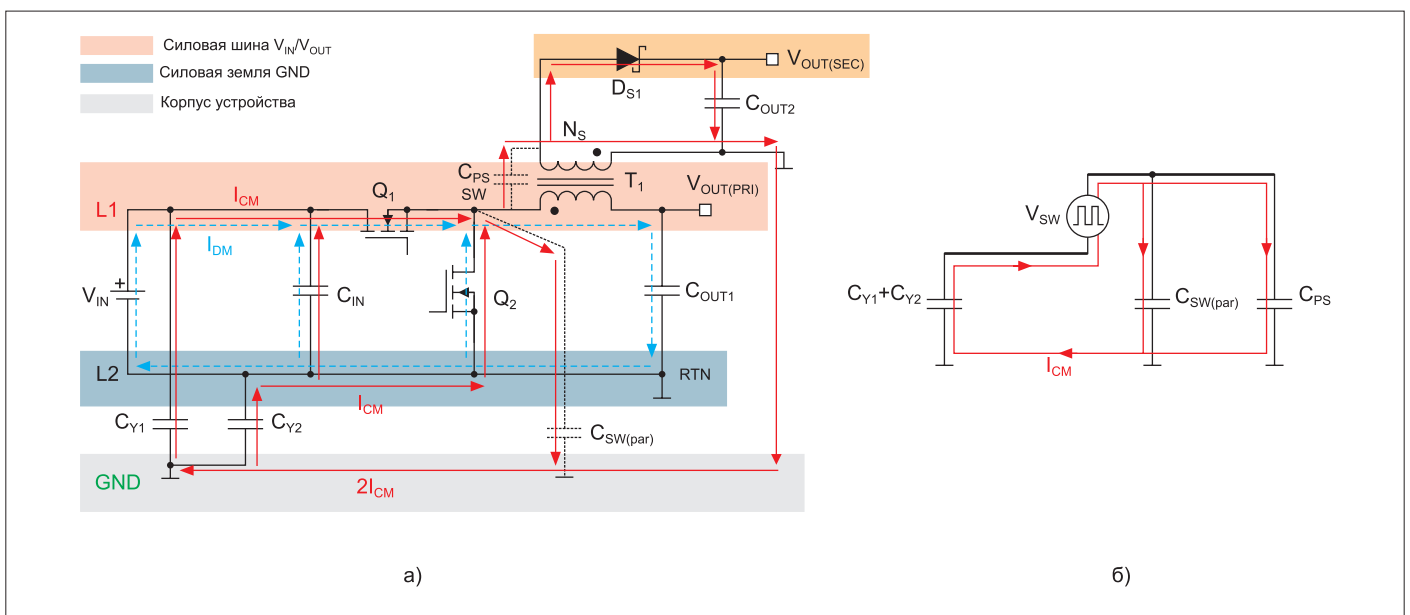


Рис. 4. а) контур синфазного тока в изолированном преобразователе; б) эквивалентная схема контура синфазного тока

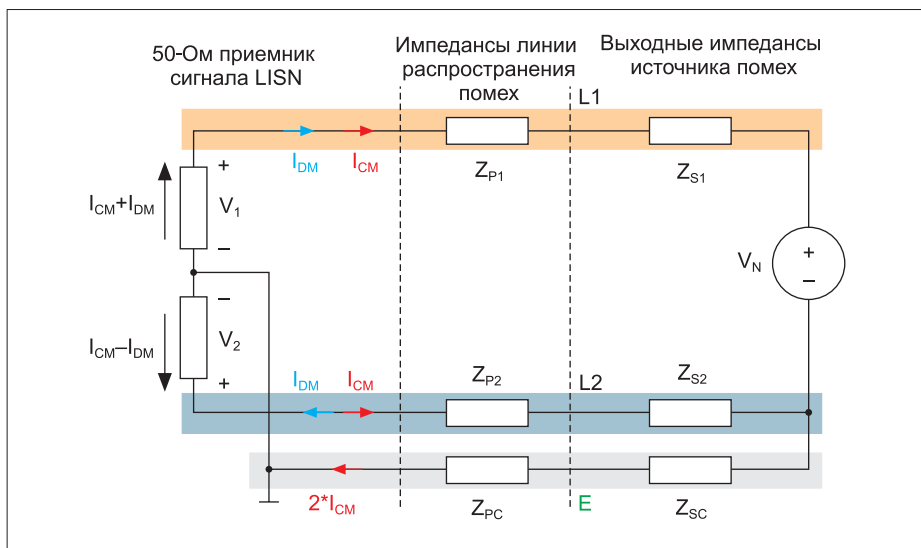


Рис. 5. Эквивалентная электрическая схема распространения и измерения помех

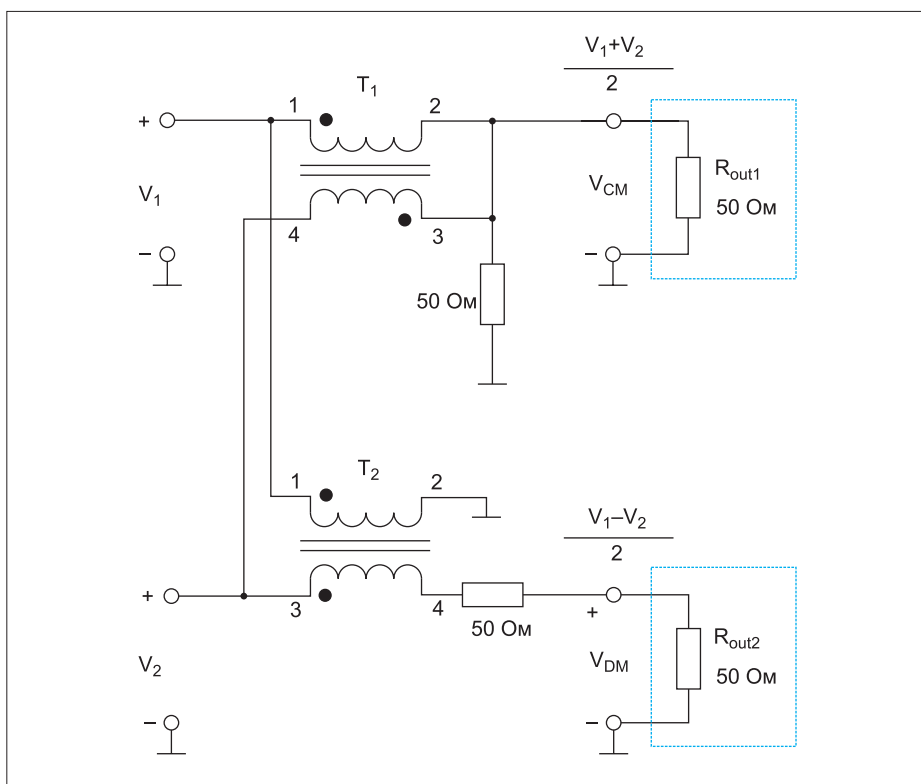


Рис. 6. Схема измерения синфазных и дифференциальных помех

ные помехи. Контуры дифференциальных токов IDM выделены синим цветом, а синфазных токов ICM — красным. Синфазные токи протекают через паразитные емкости между силовыми шинами питания и земли преобразователей.

Дифференциальные токи помех образуются при коммутации силовых ключей. Они протекают по силовым шинам питания L1 и земли L2. Генерируемые этими токами помехи тем больше, чем больше скорость изменения тока  $dI/dt$  и меньше импеданс контура. Источником этих помех является и несинусоидальная форма тока, порождающая высшие гармоники. Эти помехи отчасти ослабляются входным

конденсатором CIN, но эквивалентная последовательная индуктивность (ESL) и эквивалентное последовательное сопротивление ESR конденсатора не позволяют полностью избавиться от этих помех.

Токи синфазных помех протекают через паразитные емкости между линиями L1, L2 и землей. Их величина тем больше, чем больше скорость изменения напряжения  $dV/dt$ . В случае неизолированного преобразователя величина синфазных токов, главным образом, зависит от  $dV/dt$  в узле переключения преобразователя.

Паразитные емкости в этом случае определяются, в основном, емкостями между

корпусом прибора, металлическим корпусом силового ключа и между корпусом теплоотвода. Паразитные емкости могут образоваться между жгутом сетевых проводов, идущих от входного разъема к плате с преобразователем, и корпусом прибора. Синфазные токи помех обычно значительно меньше дифференциальных, но площадь контура, по которому протекают токи синфазных помех, больше. Фактически этот контур представляет собой антенну, и потому справиться с этими токами сложнее.

На рис. 4 показаны контуры дифференциальных и синфазных токов помех для изолированного преобразователя. Синфазный ток протекает через межобмоточную емкость преобразователя  $C_{PS}$ , а путь обратного тока образуется через паразитную емкость между вторичной стороной и корпусом прибора.

Эквивалентная схема контура синфазного тока показана на рис. 4б. Заметим, что на рис. 4 показана упрощенная схема. В ней не учтены емкости силовых MOSFET и выпрямительных диодов, емкость дросселя выходного фильтра. Столь строгое разделение помех на дифференциальные и синфазные несколько условно, хотя и значительно упрощает анализ. Например, дифференциальные помехи из-за несимметричности линий могут переходить в синфазные.

Эквивалентная электрическая схема распространения и измерения помех показана на рис. 5. Схема состоит из трех частей: источник помех с выходными импедансами  $Z_{S1}$ ,  $Z_{S2}$ ,  $Z_{SC}$ ; линия распространения помех с импедансами  $Z_{P1}$ ,  $Z_{P2}$ ,  $Z_{PC}$  и приемник помех LISN с 50-Ом сопротивлениями, по падению напряжения на которых и измеряются помехи. Величина дифференциальной помехи определяется из выражения:

$$V_{DM} = \frac{V_1 - V_2}{2} = 50I_{DM}.$$

Величина синфазной помехи вычисляется из соотношения:

$$V_{CM} = \frac{V_1 + V_2}{2} = 50I_{CM}.$$

Разделение помехи на синфазную и дифференциальную составляющие необходимо для того, чтобы скорректировать схему, в частности для построения фильтра электромагнитных помех — ЭМП-фильтра. Простой пример схемной реализации упомянутых выше выражений показан на рис. 6. Для реализации этой схемы следует выбрать широкополосный трансформатор. В противном случае результаты будут искажены. Подобные трансформаторы выпускаются несколькими компаниями, например Coilcraft и Bourns.

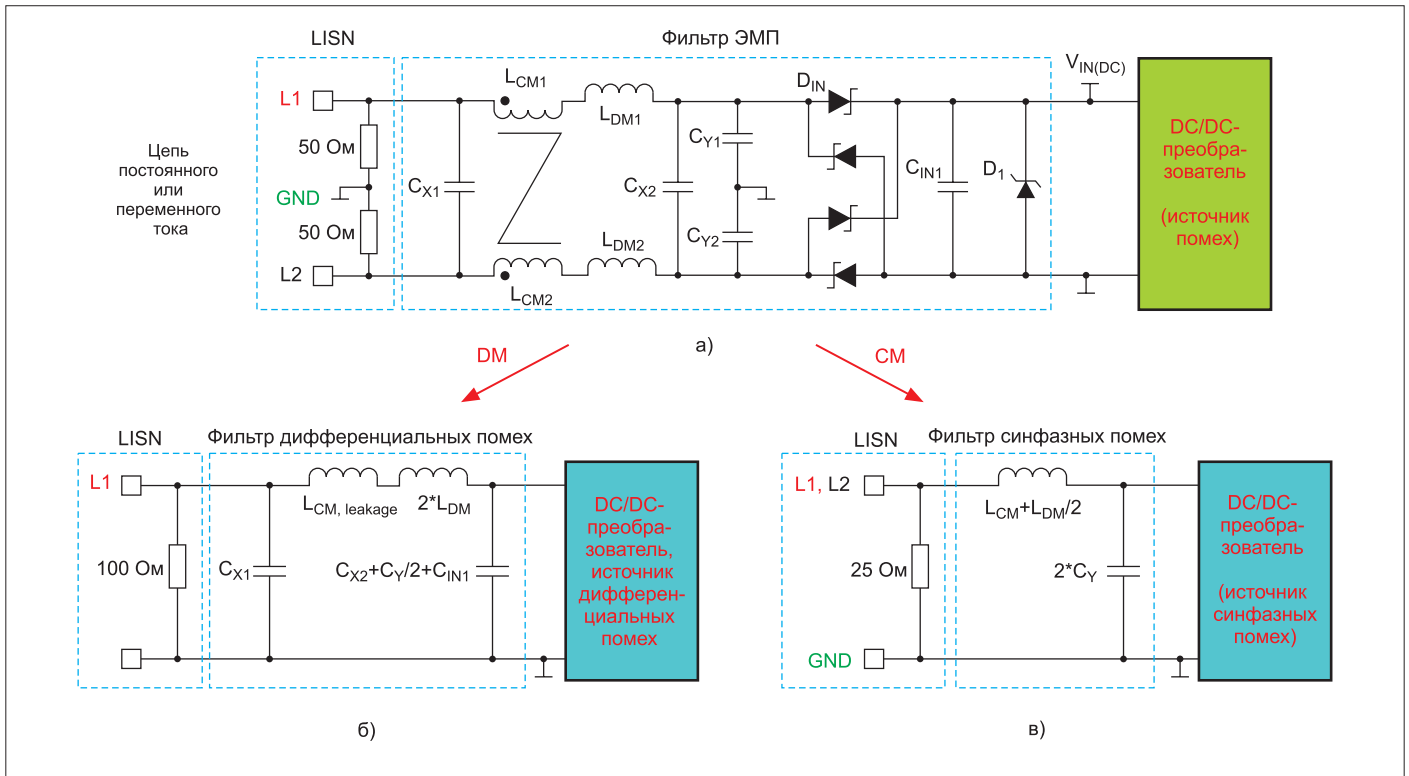


Рис. 7. Пассивный ЭМП-фильтр синфазных и дифференциальных помех

Поскольку импеданс источника и линии передачи синфазного шума носит явно выраженный емкостной характер, с увеличением частоты он уменьшается. Импеданс источника дифференциального шума имеет резистивный или индуктивный характер и возрастает при увеличении частоты. Для

уменьшения шума требуется либо уменьшить его величину в источнике шума, либо увеличить импеданс линии распространения шума с помощью фильтров или других шумоподавляющих компонентов, например ферритовых бусин. Для уменьшения синфазного шума необходимо так-

же уменьшить величину  $dV/dt$  в узле переключения преобразователя.

Традиционный способ подавления помех во входной цепи преобразователя заключается в использовании пассивных фильтров. Желательно установить эти фильтры в цепи переменного тока, но если такая возможность

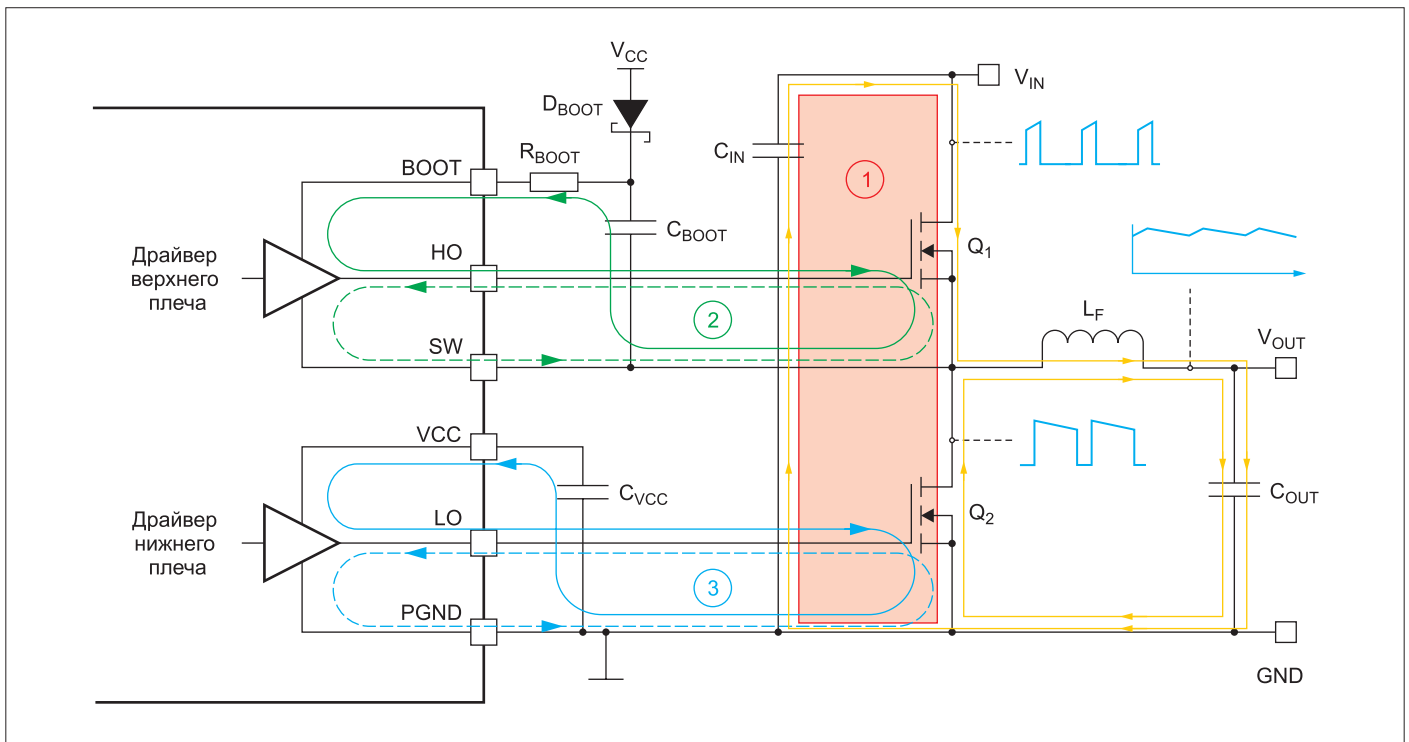


Рис. 8. Выходной силовой каскад синхронного понижающего преобразователя без учета паразитных индуктивностей

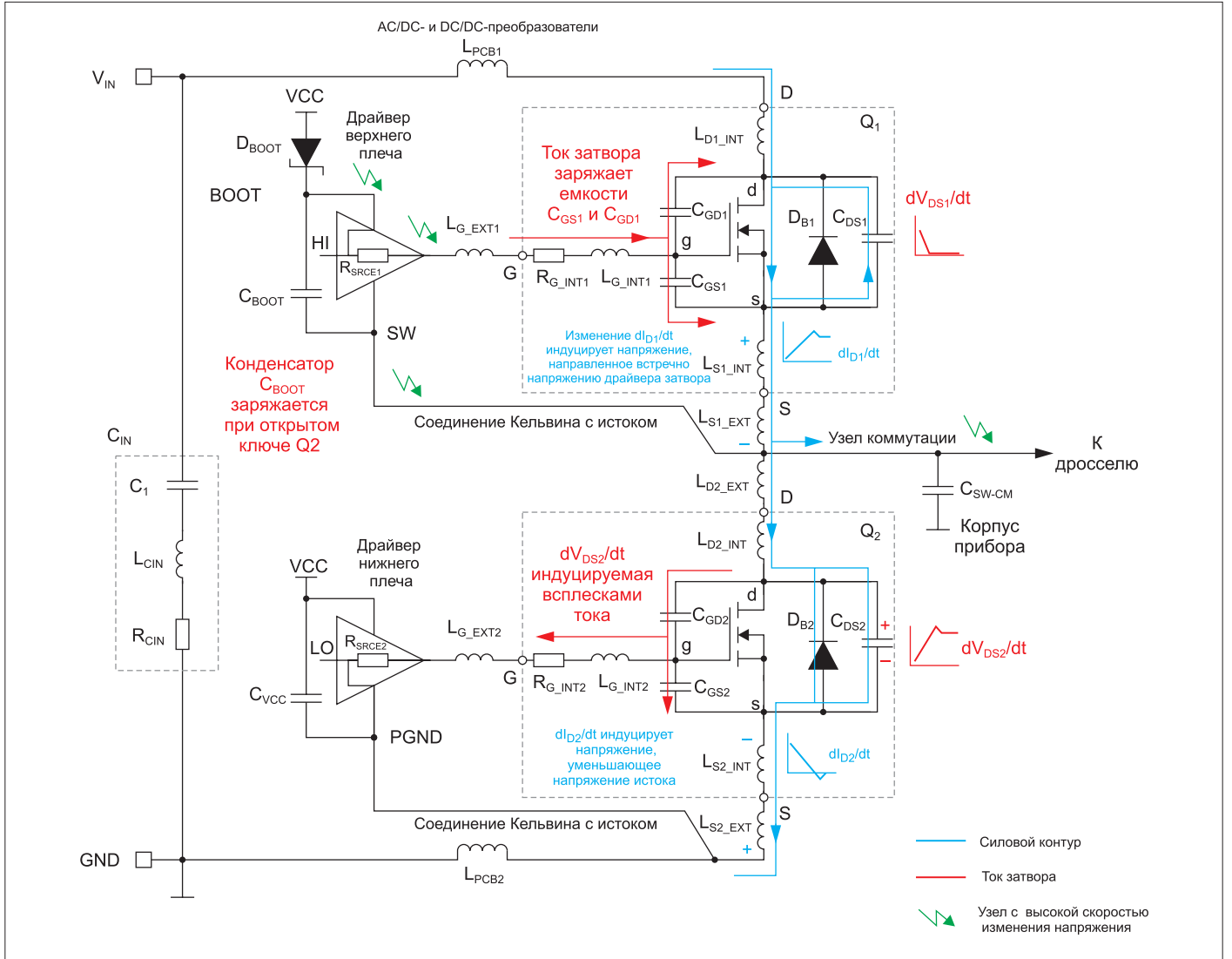


Рис. 9. Выходной силовой каскад синхронного понижающего преобразователя с учетом паразитных индуктивностей

отсутствует, следует установить их в цепи выпрямленного напряжения. Заметим, что при установке пассивного фильтра в цепь постоянного напряжения магнитные сердечники дросселя не перемагничиваются по полной петле гистерезиса, и потому следует выбирать дроссели с запасом по току насыщения.

На рис. 7а показан пример фильтра, в котором совмещены фильтры дифференци-

альных и синфазных помех. На рисунках 6б–в из этого фильтра вычленены цепи фильтрации дифференциальных помех (рис. 7б) и цепи фильтрации синфазных помех (рис. 7в). Помимо компонентов для фильтрации помех в этой схеме присутствует выпрямительный мост, установленный за ним сглаживающий конденсатор  $C_{IN}$  и ограничитель перенапряжения  $D1$ .

Дроссели LCM представляют собой две магнитосвязанные обмотки на одном сердечнике. Учитывая, что токи синфазных помех в линиях L1 и L2 текут в одном направлении, обмотки включены согласно, чтобы магнитные потоки от этих токов суммировались и индуктивность дросселя возрастала. При малых дифференциальных помехах в качестве дросселей LDM можно использовать

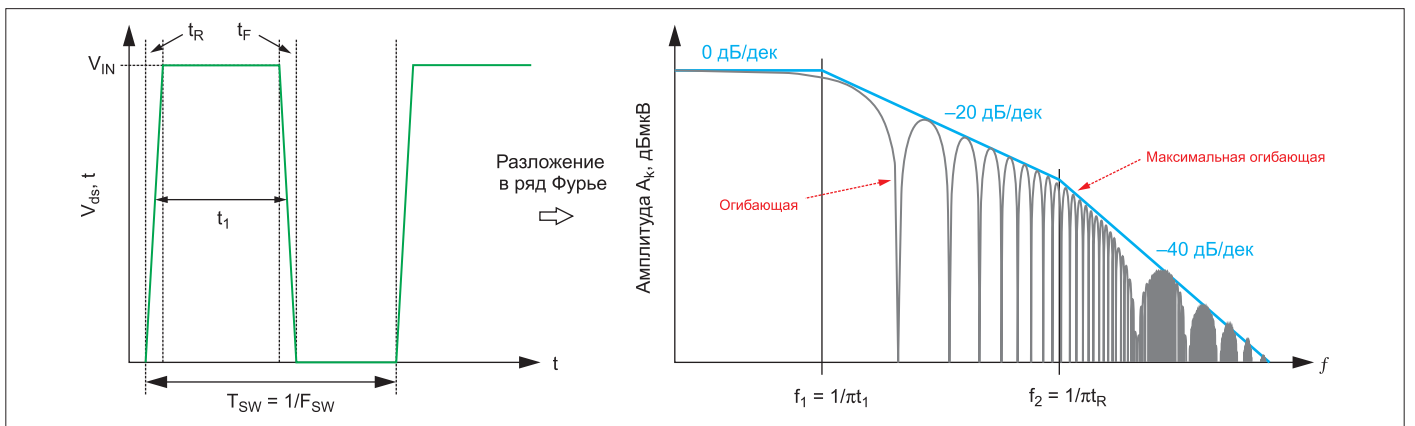


Рис. 10. Гармонический состав идеального импульса напряжения в узле переключения

Таблица. Типы шумов и помех преобразователя

Вид шума и помех	Преобладающий источник шума и помех	Частотный диапазон	Вид помех
низкочастотные помехи	гармоники частоты коммутации	150 кГц...50 МГц	кондуктивные
широкополосные помехи	звон при замыкании/размыкании силовых ключей	50–200 МГц	кондуктивные и радиопомехи
высокочастотные помехи	восстановление обратной характеристики диода	свыше 200 МГц	радиопомехи

индуктивность рассеяния дросселей LCM. В этом случае дроссели LDM не должны быть экранированными. Если дифференциальные помехи велики, лучше использовать дискретные дроссели LDM.

Конденсаторы CX1 и CX2 принадлежат фильтру дифференциальных помех, а CY1 и CY2 — фильтру синфазных помех. В ЭМП-фильтрах должны использоваться специальные помехоподавляющие конденсаторы, которые разделяются на классы X и Y. Конденсаторы класса X включаются между фазами или между фазой и нулем. В рассматриваемом примере (рис. 6) они включены между линиями L1 и L2. Конденсаторы класса Y включаются между фазами и корпусом. В примере на рис. 6 они включены между линиями L1, L2 и корпусом.

Конденсаторы класса X делятся на два подкласса – X1 и X2. Конденсаторы подкласса X1 используются в трехфазных цепях. Их рабочее напряжение составляет 400–630 В. Они должны выдерживать всплески напряжения до 4 кВ. Конденсаторы подкласса X2 применяются в однофазных цепях. Их рабочее напряжение обычно не превышает 300–310 В, и они должны выдерживать всплески напряжения до 2,5 кВ.

Конденсаторы класса Y делятся на три подкласса – Y1, Y2 и Y4. Рабочее напряжение обоих подклассов не превышает 500 В. Конденсаторы подкласса 1 должны выдерживать всплески перенапряжения до 5 кВ, а подкласса 2 – до 8 кВ. К конденсаторам подкласса Y4 требования значительно ниже. Их рабочее напряжение не превышает 150 В, и они должны выдерживать всплески напряжения до 2,5 кВ [3].

При разработке топологии печатной платы необходимо выявить цепи, генерирующие помехи. К таковым относятся проводники с высокой скоростью изменения токов и напряжений. На рис. 8 показан выходной силовой каскад синхронного понижающего преобразователя без учета паразитных индуктивностей.

Красным фоном на рис. 8 выделена область, которую образует контур из силовых ключей и входного конденсатора. Поскольку в этой области протекают силовые токи, пульсирующие с частотой коммутации ключей, иногда ее называют горячей областью. Контур, в которых протекает ток затвора, обозначены цифрами 2 и 3. В контур затвора верхнего силового ключа также включена бутстрепная цепь

из резистора R<sub>BOOT</sub>, конденсатора C<sub>BOOT</sub>, диода D<sub>BOOT</sub>.

На рис. 9 показан этот же преобразователь, но с учетом всех паразитных индуктивностей проводников, выводов корпусов микросхем, ключей и емкости силовых ключей. Красным цветом на рис. 9 выделены токи, протекающие в цепи затворов силовых ключей. Синим цветом выделены силовые контуры, а стрелками зеленого цвета обозначены узлы с высокой скоростью изменения напряжения dV/dt.

Помехи появляются из-за высокой скорости изменения напряжений или токов и распространяются посредством электрического или магнитного поля, соответственно. Они трансформируются в кондуктивные и в радиопомехи. Топология печатной платы определяет площадь и конфигурацию описанных выше контуров, а, следовательно, и уровень излучаемых помех.

Суммарная индуктивность горячей области (область 1 на рис. 8) определяется следующим соотношением:

$$L_{LOOP} = L_{PCB1} + L_{PCB2} + L_{D1INT} + L_{D2EXT} + L_{D2INT} + L_{S2INT} + L_{S2EXT} + L_{CIN}$$

где L<sub>D</sub> — суммарная индуктивность контура; L<sub>LOOP</sub>, L<sub>PCB1</sub> и L<sub>PCB2</sub> — индуктивности проводников печатной платы; L<sub>D1INT</sub> и L<sub>D2EXT</sub> — индуктивности стока, соответственно, внутри кристалла и внешнего вывода; L<sub>S2INT</sub> + L<sub>S2EXT</sub> — индуктивность истока, соответственно, внутри кристалла и внешнего вывода; L<sub>CIN</sub> — эквивалентная последовательная индуктивность входного конденсатора C<sub>IN</sub>.

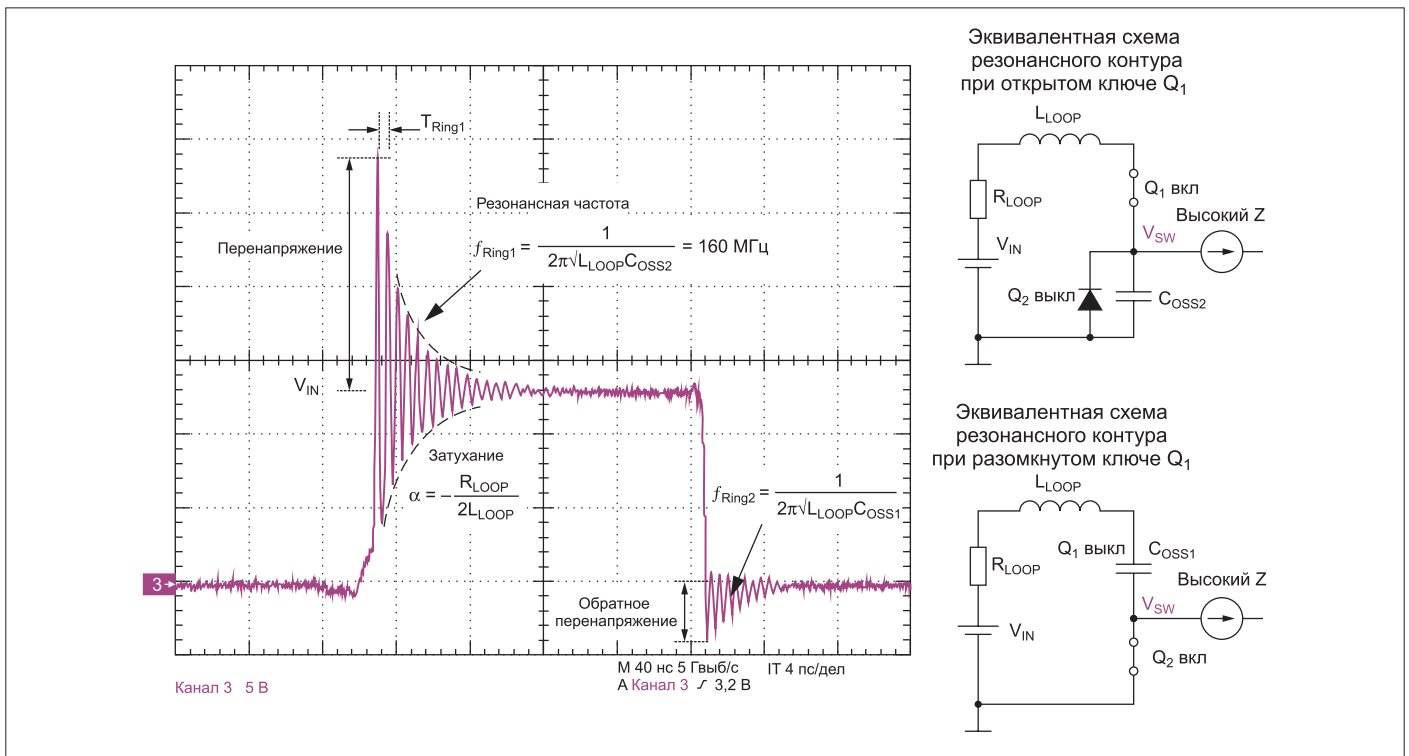


Рис. 11. Форма импульса напряжения в узле переключения с учетом паразитных контуров

Заметим, что в состав индуктивности контура затвора входит индуктивность истока верхнего ключа Q1. На ней в процессе замыкания ключа Q1 при нарастании тока индуцируется напряжение обратной полярности по отношению к напряжению управления затвором. Таким образом, напряжение, появляющееся на индуктивности истока, препятствует росту напряжения затвора, затягивает открытие ключа и увеличивает коммутационные потери.

Для уменьшения индуктивности необходимо не только уменьшить цепи, выделенные на рис. 8–9, но и путь обратного тока через слой земли. Этот слой не должен иметь существенных разрывов и прорезей, удлиняющих путь обратного тока.

Входная  $C_{ISS}$ , выходная  $C_{OSS}$  емкости и емкость обратной связи  $C_{RSS}$  определяются следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} C_{ISS} &= C_{GS} + C_{GD}, \\ C_{OSS} &= C_{DS} + C_{GD}, \\ C_{RSS} &= C_{GD}, \end{aligned}$$

где  $C_{GS}$  — емкость затвор–исток;  $C_{GD}$  — емкость затвор–сток;  $C_{DS}$  — емкость сток–исток.

Значительное влияние на коммутацию оказывает процесс восстановления обратной характеристики диода  $D_{B1}$ , следствием которого являются всплески тока на ключе Q1 в процессе открытия. Эти всплески схожи

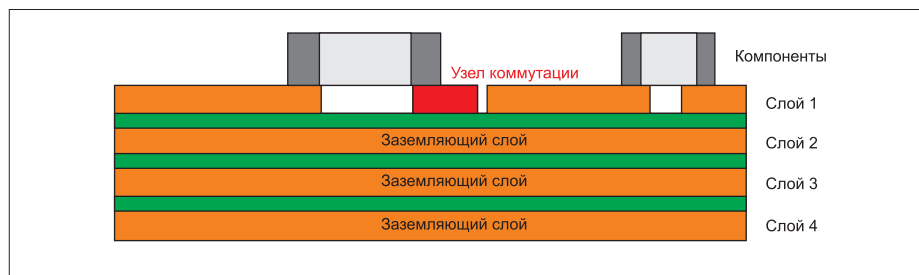


Рис. 12. Экранирование четырехслойной печатной платы двумя заземляющими слоями

с всплесками тока при заряде емкости  $C_{OSS2}$ , поэтому эффект от их действия часто оценивается в совокупности. Шумы и помехи, создаваемые преобразователем, удобно разделить на три составляющие, как показано в таблице.

Однако даже в случае идеального переключения без упомянутых выше помех преобразователи создают шум из-за несинусоидальной формы токов и напряжений. Учитывая, что производители ЭМП-фильтров приводят ослабление фильтра на разных частотах, для корректного выбора ЭМП-фильтров желательно хотя бы в первом приближении оценить гармонический состав помех преобразователя в зоне низкочастотных помех (см. табл.).

На рис. 10 слева показан импульс напряжения при идеальной коммутации без «звона» и «хвостов». Справа на рис. 10 показаны огибающие гармоник при разло-

жении импульса напряжения в ряд Фурье. Амплитуда  $k$ -й гармоники вычисляется по формуле:

$$A_k = 2D \times V_{IN} \left| \frac{\sin(k\pi D)}{k\pi D} \right| \times \left| \frac{\sin \frac{k\pi t_R}{T_{SW}}}{\frac{k\pi t_R}{T_{SW}}} \right|,$$

где  $A_k$  — амплитуда гармоники;  $k$  — номер гармоники;  $t_R = t_F$  — длительность фронта нарастания и спада импульса напряжения;  $T_{SW}$  — период следования импульсов;  $D = t_1 / (T_{SW} - t_1)$  — длительность импульса на уровне 0,5.

Индуктивность  $L_{LOOP}$  контура вызывает дополнительные выбросы на фронтах импульса коммутации, которые приводят к увеличению помех в диапазоне 50–200 МГц. Уменьшение площади петли

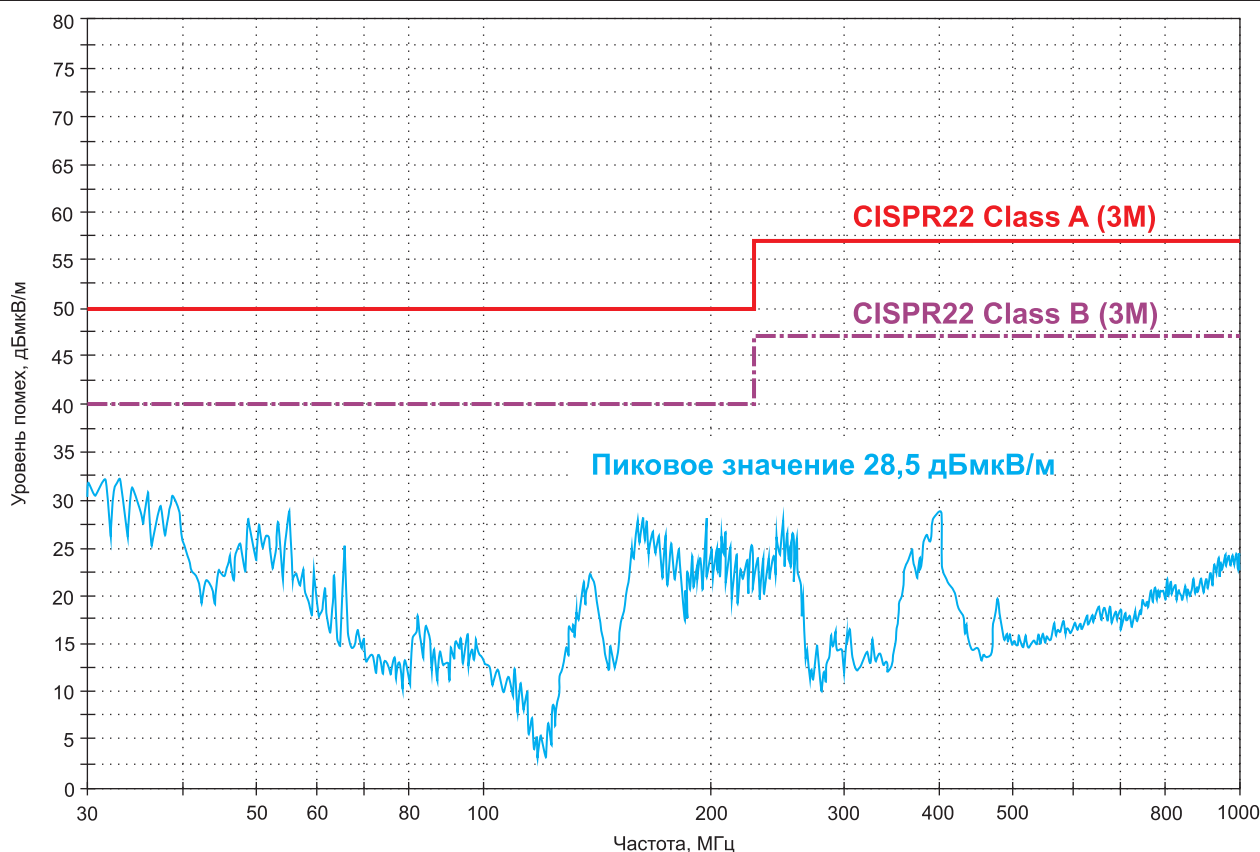


Рис. 13. Результаты измерения радиопомех для экранирования, показанного на рис. 12



приводит и к уменьшению индуктивности. Кроме того, следует учесть, что петля создает не только кондуктивные помехи, но также является излучающей антенной. Для минимизации излучения используется земляной слой, экранирующий петлю.

Следует также иметь в виду возможность резонанса в цепи, состоящей из входного конденсатора  $C_{IN}$  и выходного фильтра. Этот резонансный контур может возникнуть из-за паразитной емкости дросселя выходного фильтра. Следовательно, при подборе дросселя фильтра выбирается дроссель с минимальной эквивалентной параллельной емкостью, т. е. с максимальным значением собственной резонансной частоты SFR.

При выборе конденсатора  $C_{IN}$  при прочих равных условиях следует отдать предпочтение конденсатору с большей частотой SFR. В этом случае резонансная частота контура станет очень большой, достигнув многих сотен МГц или ГГц. При такой частоте в значительной степени проявится поверхностный эффект в проводниках, что приведет к увеличению их сопротивления, следовательно, к возрастанию коэффициента демпфирования и подавления колебаний.

Рассмотрим подробнее процессы в узле коммутации преобразователя. На рис. 10 мы оценили низкочастотные помехи (см. табл.), возникающие из-за несинусоидальной формы напряжения в узле коммутации. При этом мы пренебрегли звоном на фронтах, возникающим из-за паразитных резонансных контуров. На рис. 11 во всех подробностях показан импульс напряжения в узле коммутации. Звон на фронтах зависит от паразитных элементов. При правильно разработанной топологии длительность переходного колебательного процесса не превышает одного–двух периодов. Заметим, что при определении коэффициента демпфирования  $\beta$  в состав  $R_{LOOP}$  входит также сопротивление открытого канала силового ключа  $R_{DS(ON)}$ .

Колебания (звон) на фронтах возникают в паразитном резонансном контуре, образованном индуктивностью петли  $L_{LOOP}$  и емкостями силовых ключей. На рис. 11 справа приведены упрощенные эквивалентные схемы этих паразитных контуров для отрезков времени, когда силовые ключи Q1 и Q2 замкнуты. В первом приближении величину паразитной индуктивности можно определить из соотношения:

$$L_{LOOP} = \frac{T_{Ring1}^2}{4\pi^2 C_{OSS2}}$$

Нормативные требования к радиопомехам и условия их измерения приведены в [4]. Для уменьшения радиопомех требуется прибегнуть к тем же средствам, что и к описанным ранее для уменьшения кондуктивных помех. Как бы то ни было, для уменьшения излучаемых помех применяется специфическое

средство – клетка Фарадея или, как принято чаще говорить, экранирование с помощью слоев земли на печатной плате

На рис. 12 [5] приведен вариант экранирования четырехслойной печатной платы тремя заземляющими слоями, а на рис. 13 показаны результаты измерения радиопомех для такого экранирования. На этом же рисунке показаны максимально допустимые уровни излучаемых помех по стандарту CISPR 22 (ГОСТ 30805.22–2013). Как видно из рисунка, максимальная амплитуда излучаемых помех составила 28,5 дБмкВ/м.

Эффективность экранирования зависит от формы экрана. Например, при разрыве в экранирующих земляных слоях максимальный уровень помех составил уже 33,5 дБмкВ/м, тогда как при полном отсутствии экрана уровень помех немногим увеличился и составил 34 дБмкВ/м.

В качестве практического примера выберем для рассмотрения неизолированный понижающий DC/DC-преобразователь. Преобразователь этого типа наиболее часто встречается на практике. Его упрощенная схема показана на рис. 14. Красным цветом на рис. 14 выделен контур с высокой скоростью изменения тока  $di/dt$ , протекающего через силовые ключи Q1 и Q2. Синим цветом на этом же рисунке выделен контур с высокой скоростью изменения тока  $di/dt$  драйверов затворов. И, наконец, в проводнике, отмеченном малиновым цветом, скорость изменения напряжения  $dv/dt$  тоже высока.

Для минимизации помех необходимо уменьшить площадь упомянутых контуров и длину проводника с высоким значением  $dv/dt$ . Вернемся к рисунку 11; на нем показаны эквивалентные схемы контуров при открытом и закрытом состоянии ключа Q1, которые представляют собой последовательные резонансные цепи, а также показан импульс напряжения в точке коммутации SW. Колебания (звон) на фронтах обусловлены колебательным переходным процессом в контурах.

Колебания возникают при выполнении условия  $\beta < 1$ , где  $\beta = R_{LOOP}/2L_{LOOP}$ ;  $R_{LOOP}$

и  $L_{LOOP}$  – соответственно, сопротивление и индуктивность контура.

Чем лучше выполняется неравенство, тем больше проявляется колебательный процесс и тем ближе частота колебания к резонансной частоте контура. Таким образом, необходимо максимально уменьшить индуктивность рассеяния контура, для чего следует минимизировать его площадь. При этом уменьшится и сопротивление контура, но его величина ограничена снизу сопротивлением открытого канала ключа  $R_{DS(ON)}$ , выходным сопротивлением источника  $V_{IN}$ , в состав которого входит и эквивалентное последовательное сопротивление ESR входного сглаживающего конденсатора  $C_{IN}$ , и сопротивлением проводников печатной платы. Причем последнее вызвано в основном поверхностным эффектом, т. е. это сопротивление возрастает с увеличением частоты. Учитывая, что при уменьшении индуктивности увеличивается резонансная частота, возрастет и сопротивление проводников из-за поверхностного эффекта. Следовательно, увеличится и коэффициент демпфирования  $\beta$ .

Необходимо сказать несколько слов о сглаживающем конденсаторе  $C_{IN}$ . Это как раз тот случай, суть которого можно описать известным выражением «наши достоинства – продолжение наших недостатков». Эквивалентное последовательное сопротивление этого конденсатора позволяет увеличить сопротивление контура и, следовательно, коэффициент демпфирования  $\beta$ . Как это ни парадоксально звучит, но из практики известны случаи, когда использование отличных конденсаторов с малым ESR в шине постоянного тока приводило к явно выраженному колебательному переходному процессу при резком изменении нагрузки DC/DC-преобразователя. Мы не призываем использовать плохие электролитические конденсаторы, но это обстоятельство следует иметь в виду, особенно если используются ключи с малым сопротивлением  $R_{DS(ON)}$ .

Отдельно стоит рассмотреть выбор дросселя сглаживающего фильтра. Не стоит экономить на дросселях — следует выбирать дроссели,

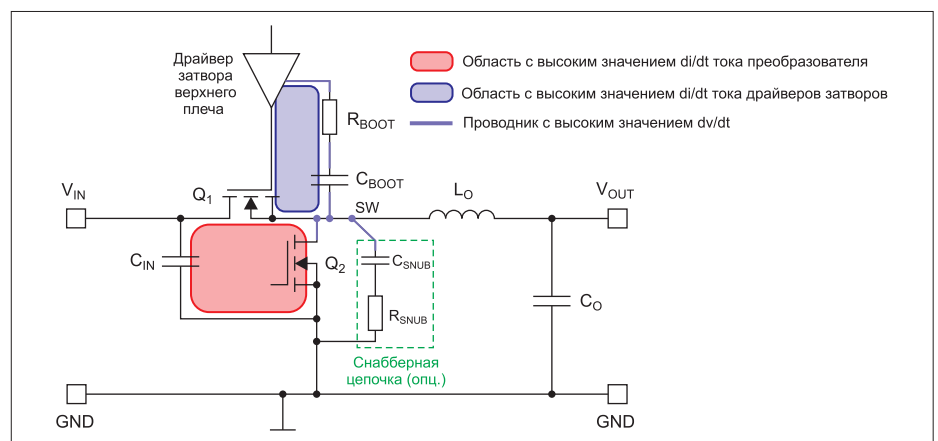
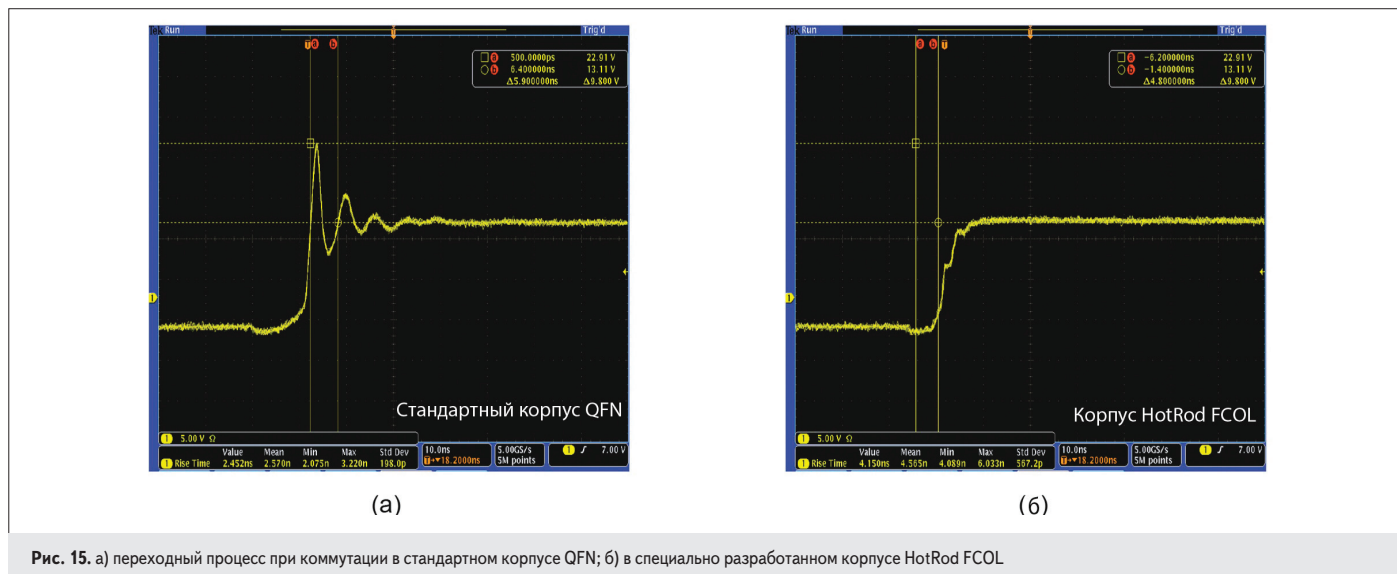


Рис. 14. Упрощенная схема неизолированного понижающего DC/DC-преобразователя





предназначенные для использования в сглаживающих фильтрах импульсных преобразователей. При возможности применяются дроссели с минимальным числом слоев обмотки, но в этом случае увеличиваются габариты устройства – увеличивается высота сердечника. Из известных производителей дросселей, присутствующих на отечественном рынке, упомянем Bourns, Coilcraft, TDK Epcos, Würth.

При подключении дросселя начало его обмотки (помеченное точкой на корпусе) должно соединяться с узлом коммутации SW (рис. 11). В этом случае уменьшаются электромагнитные помехи, излучаемые дросселем. Для уменьшения этих помех также выбирается полужэкранированный или полностью экранированный дроссель. В обоих случаях уменьшается поле рассеяния и, следовательно, величина излучаемых помех. Однако следует учитывать, что в полужэкранированных дросселях уменьшается ток насыщения по сравнению с неэкранированными аналогами. Еще в большей мере этот эффект выражен в полностью экранированных дросселях, что также приводит к увеличению габарита дросселей.

Существует немало рекомендаций по выбору компонентов и топологии печатных плат с импульсными преобразователями. Многие из них сводятся к уменьшению площади силовых контуров. Не будем повторять их все, но приведем некоторые, наиболее важные на взгляд автора.

– Все элементы силового каскада, составляющие «горячие» контуры (рис. 14), должны располагаться на верхней стороне печатной платы.

– Байпасные конденсаторы следует располагать как можно ближе к соответствующим выводам питания; другая обкладка этих конденсаторов должна подключаться к «своей» земле до объединения земель.

– Желательно экранировать бутстрепный конденсатор и узел коммутации SW медными проводниками.

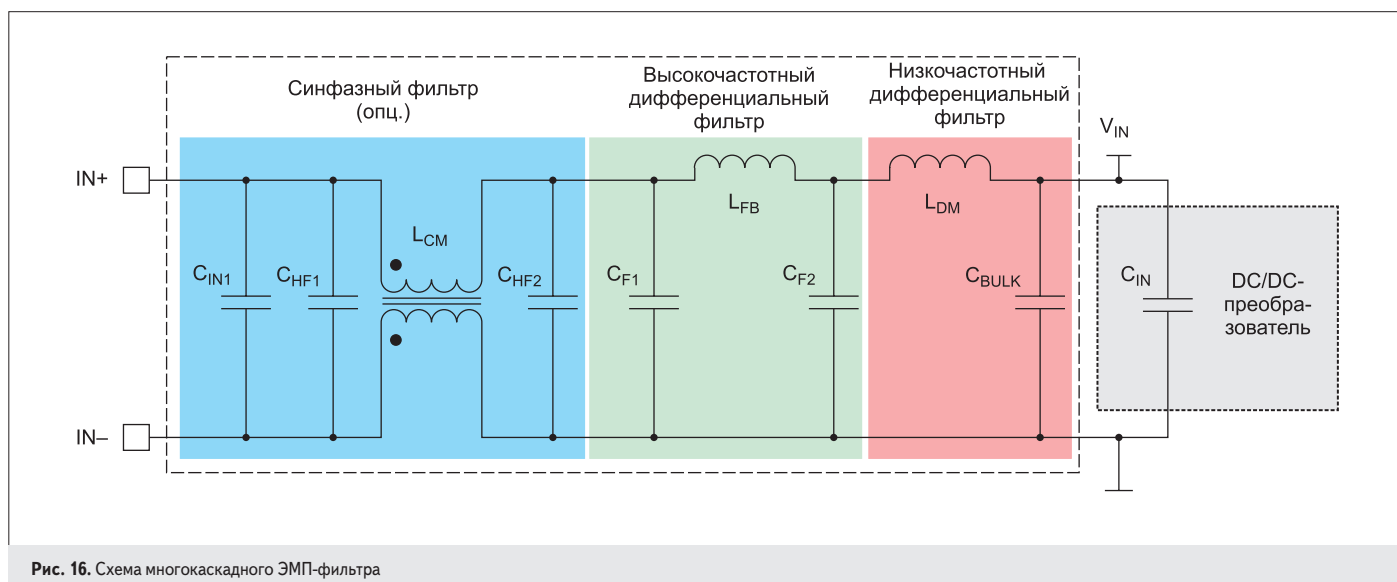
– Слой земли следует располагать как можно ближе к верхнему слою, на котором находятся все элементы силового каскада, составляющие «горячие» контуры.

– Компоненты ЭМП-фильтра не следует устанавливать рядом с узлом коммутации SW. Если нет возможности разместить их на расстоянии хотя бы 7–10 мм, лучше расположить их на другой стороне печатной платы.

– Паразитные емкости проводников, в т. ч. проводников возвратного тока, соединяющих компоненты ЭМП-фильтра должны быть минимальными, т. к. они могут изменить АЧХ фильтра.

– Если крутизна фронтов при переключении силовых ключей составляет несколько наносекунд, начинают сказываться паразитные параметры корпуса DC/DC-преобразователя.

К настоящему времени времени разработаны и производятся специальные корпуса с меньшей паразитной индуктивностью. На рис. 15 показан переходный процесс при коммутации в стандартном корпусе QFN и в специально разработанном корпусе HotRod FCOL с пониженной паразитной индуктивностью. Как видно из рисунка, в корпусе



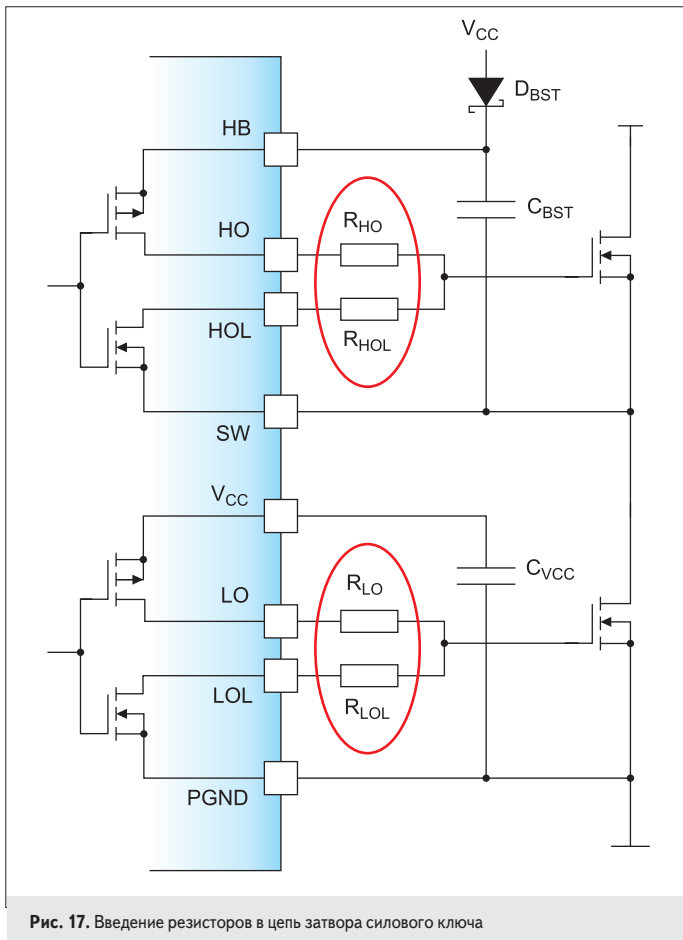


Рис. 17. Введение резисторов в цепь затвора силового ключа

HotRod FCOL переходный колебательный процесс практически отсутствует.

Схема многокаскадного ЭМП-фильтра показана на рис. 16. Дифференциальный фильтр состоит из двух каскадов. Первый, высокочастотный каскад, используется для подавления сигналов высокой частоты в районе 100 МГц. Вполне возможно, что не удастся подобрать требуемый дроссель для этого каскада. В таком случае в качестве индуктивности  $L_{FB}$  можно использовать ферритовую бусину.

Однако следует учитывать, что параметры ферритовой бусины нормируются лишь в определенном диапазоне частот, в котором она хорошо работает в качестве фильтра. Таким образом, требуется второй фильтр низкой частоты с дросселем  $L_{DM}$  и электролитическим конденсатором  $C_{BULK}$ . Эквивалентное последовательное сопротивление последнего достаточно велико, но в данном случае это достоинство, а не недостаток, т. к. ESR увеличивает коэффициент демпфирования  $\beta$  и предотвращает возникновение колебательных переходных процессов, т. е. повышает устойчивость системы.

Фильтр синфазного сигнала с дросселем  $L_{CM}$  ослабляет синфазный сигнал, а его индуктивность рассеяния дополнительно ослабляет дифференциальный сигнал. Однако, к сожалению, его использование невоз-

можно в системах, где по той или иной причине нельзя подключить корпус фильтра к земляной шине.

Еще один способ уменьшить электромагнитные помехи заключается в уменьшении крутизны фронта переключения силовых ключей. При увеличении длительности фронта импульса ни собственная частота колебательного звена, ни коэффициент демпфирования не меняются, но амплитуда колебательных переходных процессов уменьшается. Это обстоятельство используется и при мягком старте преобразователей. Уменьшение крутизны фронта — не самое лучшее решение, т. к. при этом возрастают потери на коммутацию, но иногда оно единственно возможное решение, позволяющее соблюсти требования стандартов ЭМС.

Для уменьшения крутизны фронта силового ключа верхнего плеча можно либо последовательно бутстрепному конденсатору включить небольшой, не более 10 Ом, резистор, либо ввести резистор в цепь затвора ключа. Последнее решение показано на рис. 17. В этом универсальном варианте драйвер затвора имеет тотемный выход; при этом сток и исток выходного каскада объединяются не внутри микросхемы, а подсоединены к внешним выводам, что позволяет использовать разные по величине резисторы в цепи затвора при закрытии и открытии ключа.

Если схему с отдельными резисторами в цепи затвора реализовать невозможно, используется один резистор. Иногда его шунтируют диодом так, чтобы исключить этот резистор из цепи затвора при заперении ключа.

В статье были описаны синфазные и дифференциальные кондуктивные электромагнитные помехи, создаваемые AC/DC- и DC/DC-преобразователями, рассмотрено влияние паразитных параметров на формирование электромагнитных помех. Были также показаны механизмы их формирования, позволяющие принять меры для снижения уровня помех на стадии проектирования. Все приведенные соображения и рекомендации распространяются только на устройства, установленные на печатные платы. В заключительной части статьи рассматриваются методы, позволяющие уменьшить электромагнитные помехи. ■

## Литература

1. ГОСТ 30805.22–2013 (CISPR 22:2006). Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование информационных технологий. Радиопомехи промышленные. Нормы и методы измерений.
2. ГОСТ CISPR 32–2015. Электромагнитная совместимость оборудования мультимедиа. Требования к электромагнитной эмиссии.
3. ГОСТ IEC 60384–14–2015. Конденсаторы постоянной емкости для электронной аппаратуры. Часть 14. Групповые технические условия: Конденсаторы постоянной емкости для подавления радиопомех и подключения к питающей магистрали.
4. The Engineer's Guide to EMI in DC-DC Converters (Part 4): Radiated Emissions.
5. Low Radiated EMI Layout Made SIMPLE with LM4360x and LM4600x.

Статья опубликована в журнале «Электронные компоненты» № 3, 7, 8'2018