

# Выбор и использование ферритовых бусин для подавления звона в импульсных преобразователях

Кристофер РИЧАРДСОН  
(Christopher RICHARDSON)  
Ранжит БРАМАНПАЛЛИ  
(Ranjith BRAMANPALLI)

В статье рассматриваются ферритовые бусины типоразмеров 0603 и 0805 компании Würth Elektronik, которые позволяют уменьшить скорость нарастания импульсов в переходных процессах при коммутации MOSFET верхнего плеча в синхронном понижающем преобразователе, чтобы уменьшить амплитуду и продолжительность звона.

## Введение

«Звон» — распространенный термин, обозначающий нежелательные колебания, которые происходят при коммутации ключа и наличии паразитных индуктивностей и емкостей. Паразитная емкость ключа, высвобождающая энергию при его переключении, образует звон с паразитными индуктивностями дискретных силовых дросселей, проводников печатной платы, выводов компонентов, разъемов и т. д. Поскольку у печатных плат всегда имеются паразитные элементы, все импульсные преобразователи генерируют, по крайней мере, незначительный звон. Частоты этих электромагнитных помех (ЭМП), как правило, находятся в диапазоне 50–200 МГц. На этих частотах проводники печатных плат, а также входные и выходные выводы работают как антенны, приводя к появлению кондуктивных помех и излучаемого шума.

Большинство импульсных преобразователей работает на частотах до 5 МГц. Поскольку мощность высших гармонических составляющих, возникающих при коммутации, как правило, очень мала на частотах до 50 МГц и выше, на осциллограмме излучаемых ЭМП эти гармоники маскируются основной частотой и могут остаться незамеченными. Кроме того, если пульсации основной частоты относительно просто подавляются с помощью LC-фильтров,

то с гармониками высших порядков дело обстоит иначе. На частотах 50–200 МГц многие дроссели фильтра ведут себя не как индуктивности, а как емкости, и практически перестают ослаблять сигналы. Схожим образом ведут себя и конденсаторы фильтра, импеданс которых в диапазоне 50–200 МГц приобретает индуктивный характер. В таких случаях более эффективным способом фильтрации является использование ферритовых бусин, поскольку у них очень малое сопротивление на низких частотах (как правило, меньше 10 МГц). Однако у этих компонентов очень большие резистивные потери в диапазоне частот 10 МГц...1 ГГц, что зависит от их типа и конструкции. Как правило, ферриты применяются последовательно входным и выходным соединениям импульсных преобразователей, а также последовательно силовым ключам, как видно из рисунка 1.

Поскольку главным недостатком размещения ферритовых бусин на рисунке 1 является прохождение через них больших токов, номинальные сопротивления этих устройств по постоянному току должны соответствовать требованиям к мощности рассеивания. Кроме того, необходимо также учитывать рассеиваемую мощность устройствами при преобразовании высокочастотного звона в тепло. Величину рассеиваемой мощности высокочастотных токов трудно рассчитать, т. к. амплитуда сигналов почти полностью зависит от паразитных элемен-

тов. На практике ферритовые бусины выбираются так, чтобы их номинальный ток в два раза превышал фактическое максимальное значение тока через эти элементы. При небольшой мощности применяются недорогие устройства для поверхностного монтажа, но при высоких значениях мощности необходимо параллельно устанавливать большие ферриты, что приводит к удорожанию схемы и уменьшению свободного места на плате.

В статье рассматриваются ферритовые бусины типоразмеров 0603 и 0805, которые позволяют уменьшить скорость нарастания фронта в переходных процессах при коммутации MOSFET верхнего плеча в синхронном понижающем преобразователе, что, в свою очередь, позволяет уменьшить амплитуду и продолжительность звона. В частности, уменьшение скорости нарастания фронта импульсов обеспечивает превосходные результаты; при этом лишь незначительно возрастают потери на переключение. Эта задача решается путем тщательного выбора и настройки сопротивления, установленного в цепь затвора MOSFET или вывода с положительным напряжением питания для затвора в управляющей цепи. Однако ферритовая бусина того же размера, что и резистор, так же или даже лучше справляется с поставленной задачей. Выбор бусины осуществляется с помощью ее технического описания, что много сокращает время испытаний.

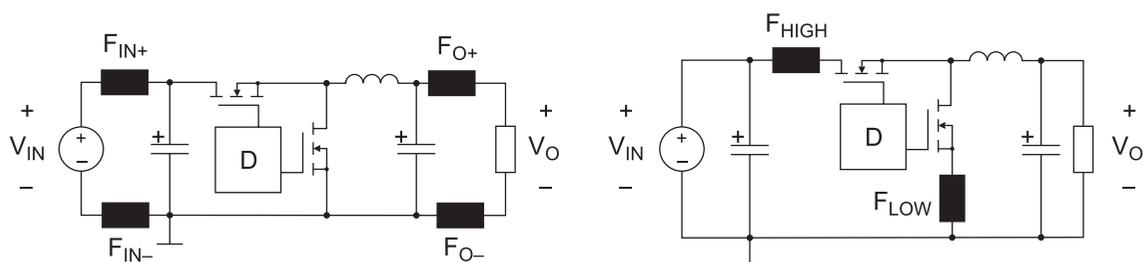


Рис. 1. Типовая схема синхронных понижающих преобразователей с использованием ферритовых бусин

### Установка бусины последовательно бутстрепной схеме

На рисунке 2 показаны два возможных способа реализации элемента, ограничивающего скорость нарастания фронта импульсов: в цепь затвора MOSFET верхнего плеча или последовательно бутстрепной цепи. Второй способ предпочтительнее по трем основным причинам. Во-первых, при его использовании ограничивается только скорость восходящего фронта, благодаря чему экономится расходуемая мощность, т. к. в каждом цикле замедляется только один переходный процесс (при его замедлении, как известно, увеличиваются потери на переключение). Во-вторых, замедление скорости нарастания восходящего фронта управляющего MOSFET в синхронном понижающем преобразователе может стать причиной возникновения нежелательного сквозного тока между шинами питания,

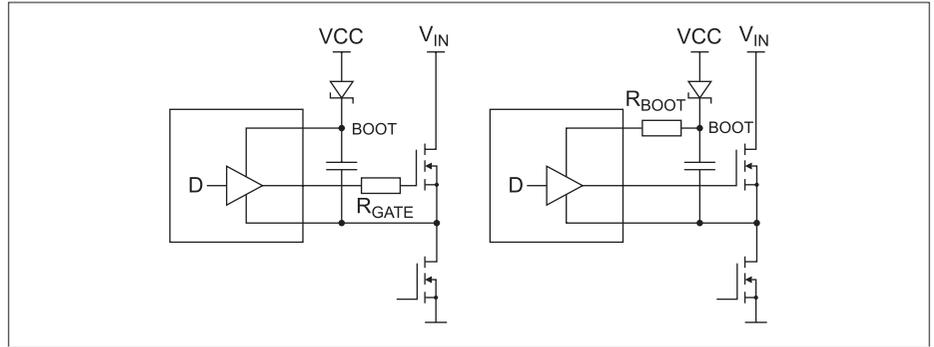


Рис. 2. Резисторы на затворе уменьшают время нарастания и спада импульсов, тогда как резисторы R<sub>BOOT</sub> в бутстрепной цепи замедляют лишь нарастающий фронт

когда оба MOSFET одновременно находятся во включенном состоянии. В-третьих, если резистор затвора можно задействовать, только если MOSFET не встроен в преобразователь, то бутстрепный вывод доступен при использовании большинства понижающих регуляторов с собственными MOSFET, что повышает

применимость этого метода для управляющих микросхем многих других типов.

### Выбор ферритовой бусины

Для рассматриваемого приложения предлагается демо-плата DC501A с синхронным

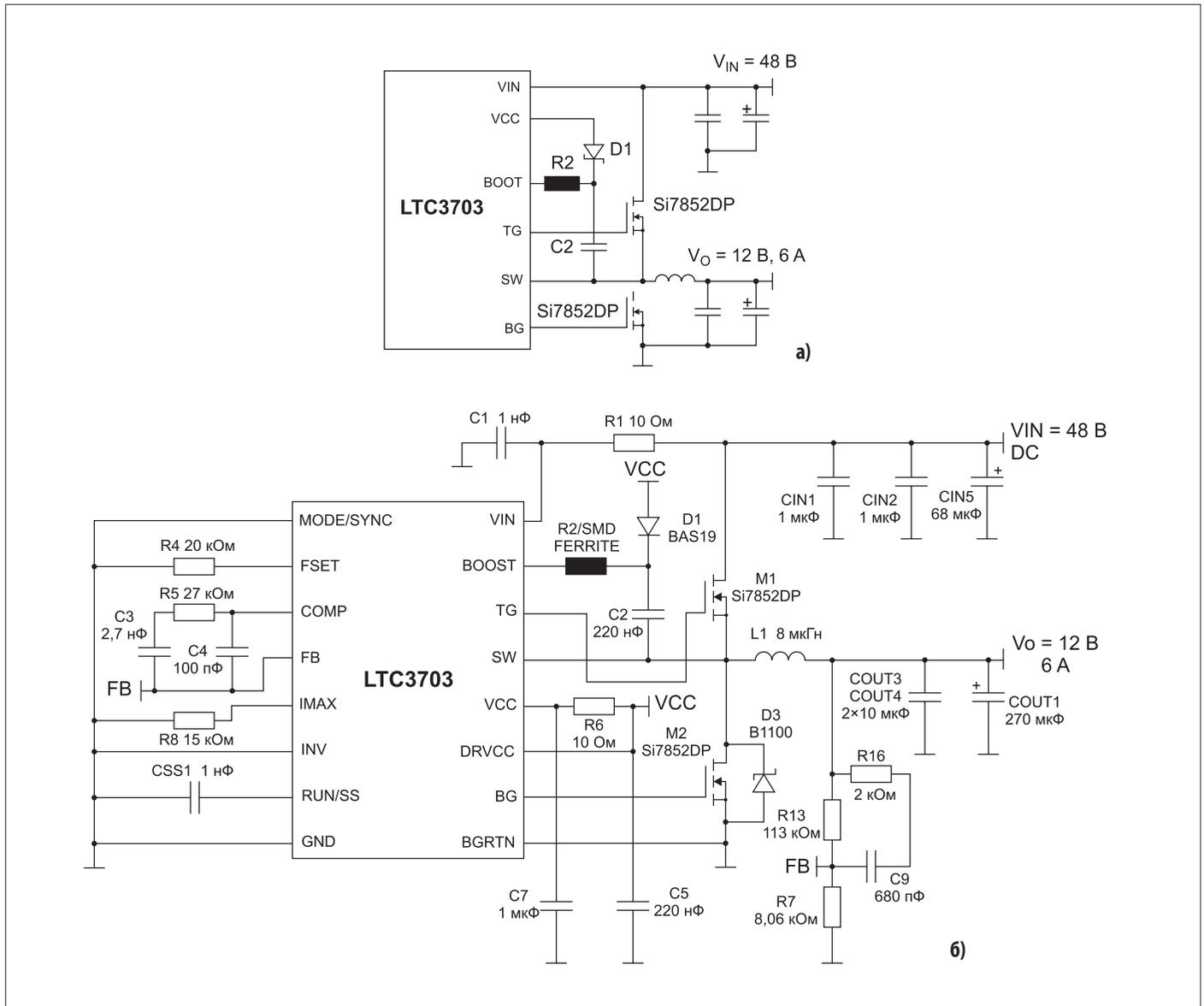


Рис. 3. а) В упрощенной схеме, используемой в демо-плате DC501, имеется элемент R2 для ограничения скорости нарастания фронта импульсов; б) полная схема

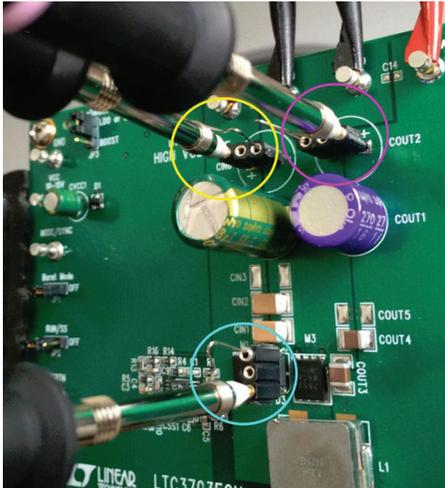


Рис. 4. Корректное измерение напряжения с малым уровнем шума. Желтым кружком обозначен вывод с входным напряжением, розовым — вывод с выходным напряжением, бирюзовым — коммутационный узел

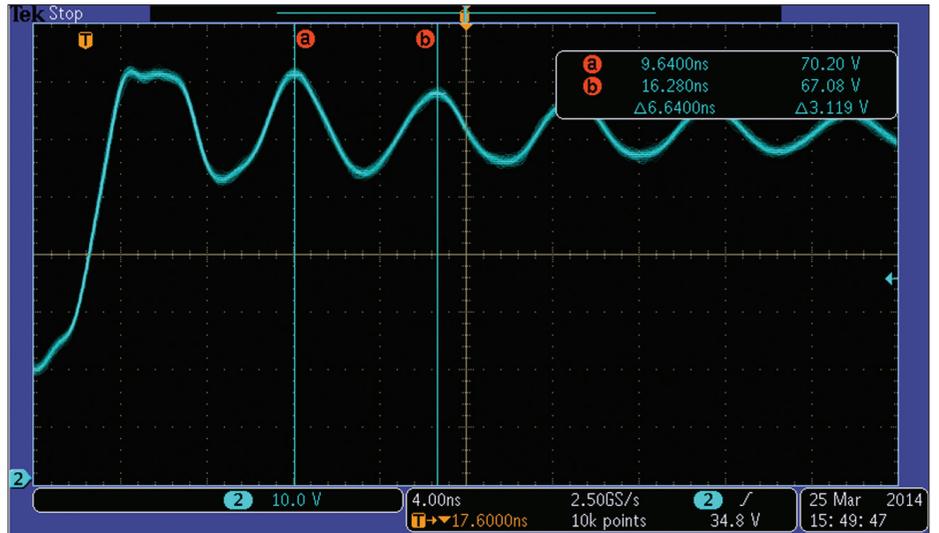


Рис. 5. Результаты измерения схемы без элементов управления скоростью нарастающего фронта показали, что период звона равен 6,64 нс, что соответствует частоте 150 МГц

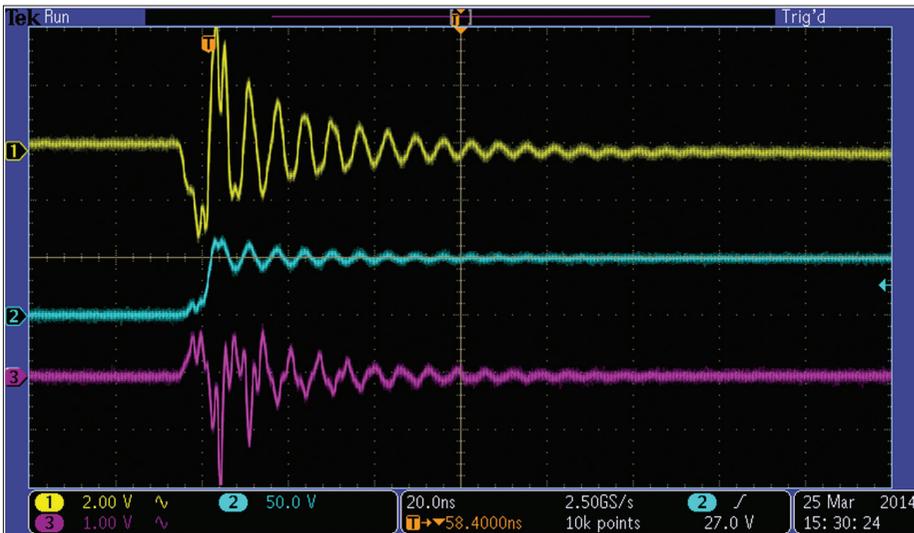


Рис. 6. Звон схемы демо-платы DC501A в отсутствие схемы по управлению скоростью нарастания сигнала при:  $V_{IN} = 48$  В;  $V_{OUT} = 12$  В;  $I_{OUT} = 6$  А. Кан. 1 =  $V_{IN}$  связан. по перем. току, кан. 2 — коммут. узел, кан. 3 =  $V_{OUT}$  AC

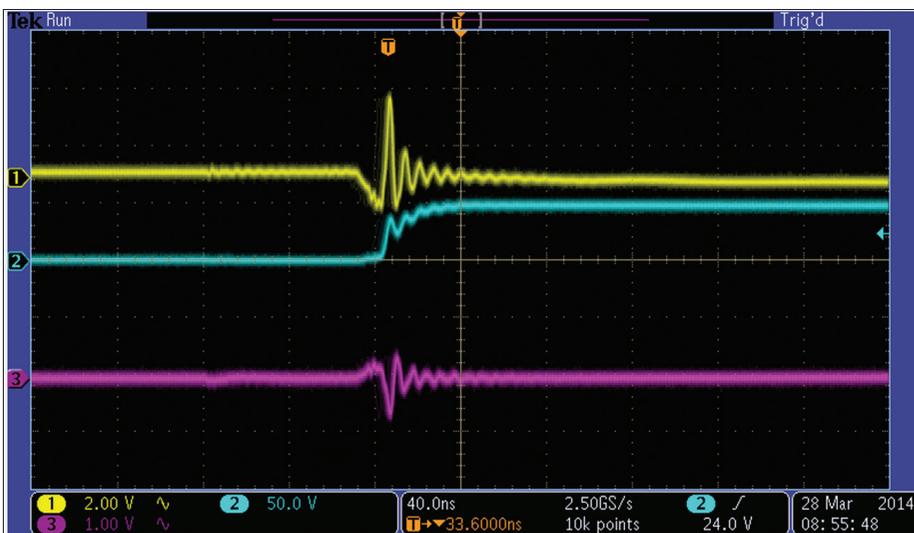


Рис. 7. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании толстопленочного резистора R2 величиной 16,2 Ом:  $V_{IN} = 48$  В;  $V_{OUT} = 12$  В;  $I_{OUT} = 6$  А. Кан. 1 =  $V_{IN}$  связан. по перем. току; кан. 2 — коммут. узел; кан. 3 =  $V_{OUT}$  AC

понижающим контроллером LTC3703 Linear Technology. Упрощенная схема его использования показана на рисунке 3а, а на рисунке 3б — полная схема.

#### Измерение частоты звона

Рассмотрим схему преобразователя, в которой отсутствуют элементы, ограничивающие скорость нарастания фронта. Как видно из рисунка 3а, типовое значение входного напряжения этого преобразователя составляет 48 В, выходное — 12 В, а максимальный выходной ток — 6 А. Для захвата восходящего фронта сигнала коммутационного узла следует выбрать полную полосу пропускания осциллографа. Воспользуемся пробником с пружинными наконечниками, который ставляется вместе с вольметровыми щупами для осциллографов, чтобы минимизировать поступление излучаемых помех в контуре, образованном наконечником и гибким заземляющим проводом. Для испытаний было выбрано приспособление с секцией из трех выводов, находящихся на расстоянии 2,54 мм друг от друга, с центральным усеченным выводом (рис. 4). Вместо отсутствующего или утерянного пружинного наконечника можно с успехом задействовать кусок неизолированного провода длиной 0,5–0,75 мм, обвитого вокруг корпуса пробника.

На рисунке 5 масштаб отображения сигнала выбран так, чтобы можно было легко измерить частоту звона. В данном случае она равна 150 МГц.

#### Расчет или измерение среднего бустерного тока

Средний бустерный ток силового MOSFET верхнего плеча рассчитывается следующим образом:

$$I_{GDRIVE} = 0,5Q_{G-MAX} \times f_{SW}$$

В рассматриваемом примере преобразователь работает на частоте 260 кГц, а величина максимального заряда на затворе равна 41 нКл. Исходя из того, что длительность переднего фронта импульса при коммутации составляет 1% периода сигнала, для образования максимального заряда затвора 41 нКл средний ток во включенном состоянии MOSFET равен примерно 5,3 мА:

$$I_{GDRIVE} = 0,5 \times 41 \text{ нКл} \times 260 \text{ кГц} = 5,3 \text{ мА.}$$

В сигнал бустерного тока также входят импульсные помехи, возникающие при переключении тока MOSFET величиной 1 А или больше. Поскольку их продолжительность не превышает 100 нс, а вклад в разогревание феррита минимальный, ими можно пренебречь.

### Выбор феррита с максимальным сопротивлением на частоте звона

Ферритовые бусины для поверхностного монтажа серии WE-CBF от компании Würth Elektronik выпускаются с типоразмерами 0402–1812, а благодаря серийному производству у серии 0603 очень привлекательная цена. (Заметим, что в серии WE-TMSB имеются миниатюрные ферритовые бусины.) Несмотря на свои малые размеры, даже компоненты серии 0603 с максимальным сопротивлением при 150 МГц могут работать со средним током 50 мА и тем более с управляющим током 5 мА, как в рассматриваемом примере. На рисунках 6–9 сравнивается работа исходной схемы без элемента управления скоростью нарастания фронта со стандартным резистором 16,2 Ом, с ферритовой бусиной 74279265 (типоразмер: 0603; ном. сопротивление: 600 Ом при 150 МГц), а затем с ферритовой бусиной 742792693 (типоразмер: 0603; ном. сопротивление: 2200 Ом при 100 МГц; на 150 МГц сопротивление равно примерно 1500 Ом).

Это устройство с максимальным сопротивлением на частоте звона позволяет наилучшим образом уменьшить не только амплитуду, но и продолжительность нежелательных колебаний (рис. 10), а его выбор не представляет особого труда и осуществляется с помощью соответствующих технических описаний.

На рисунке 11 показаны типовые частотные характеристики реактивного сопротивления, активного сопротивления и импеданса ферритовых бусин 74279265 (600 Ом) и 742792693 (2200 Ом). На всякий случай напомним, что на количество тепла, образующегося за счет преобразования высокочастотного сигнала, влияет активное (омическое) сопротивление.

### Потери мощности и ее рассеивание

При управлении крутизной сигнала достигается некий компромисс между уменьшени-

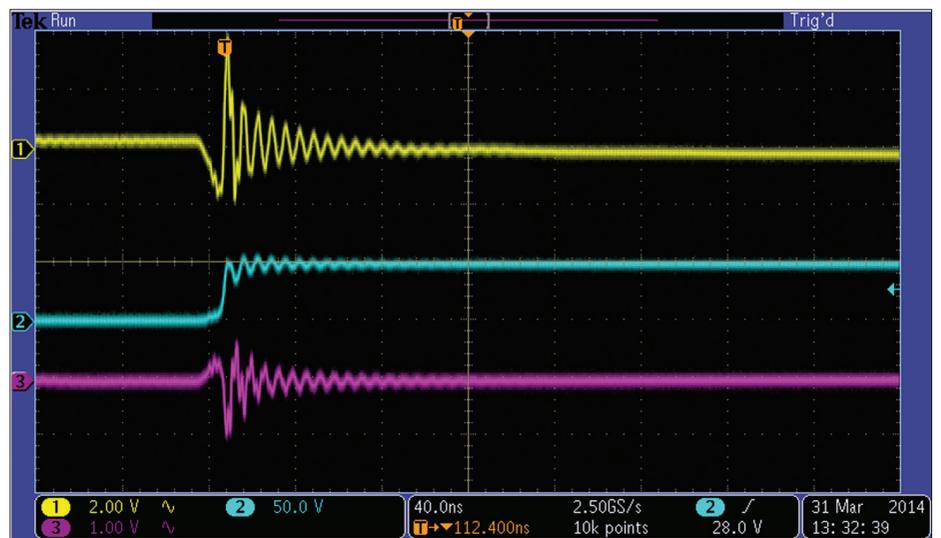


Рис. 8. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании 600-Ом феррита 74279265 типоразмера 0603:  $V_{IN} = 48 \text{ В}$ ;  $V_{OUT} = 12 \text{ В}$ ;  $I_{OUT} = 6 \text{ А}$ . Кан. 1 =  $V_{IN}$  связан. по перем. току; кан. 2 — коммут. узел; кан. 3 =  $V_{OUT}$  AC



Рис. 9. Звон схемы демо-платы DC501A при использовании 2200-Ом феррита 74279263 типоразмера 0603:  $V_{IN} = 48 \text{ В}$ ;  $V_{OUT} = 12 \text{ В}$ ;  $I_{OUT} = 6 \text{ А}$ . Кан. 1 =  $V_{IN}$  связан. по перем. току; кан. 2 — коммут. узел; кан. 3 =  $V_{OUT}$  AC

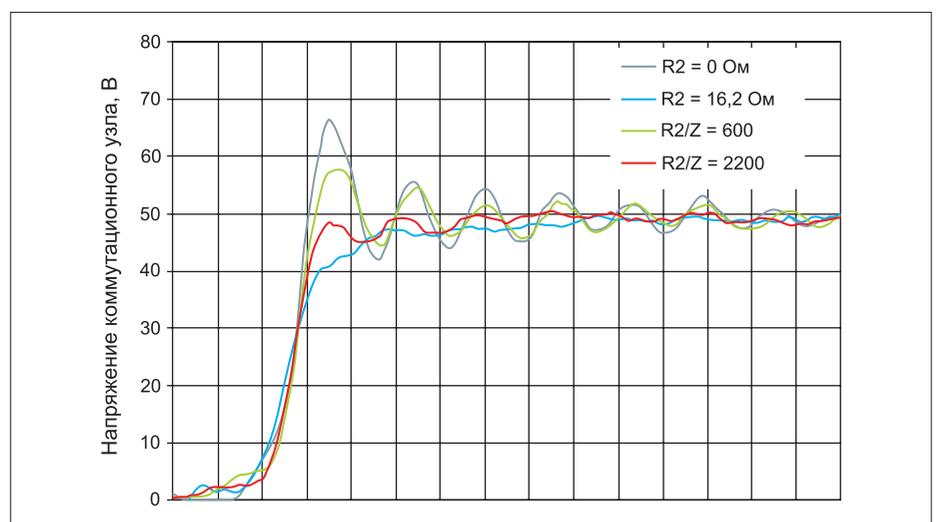


Рис. 10. Сравнение напряжений коммутационного узла

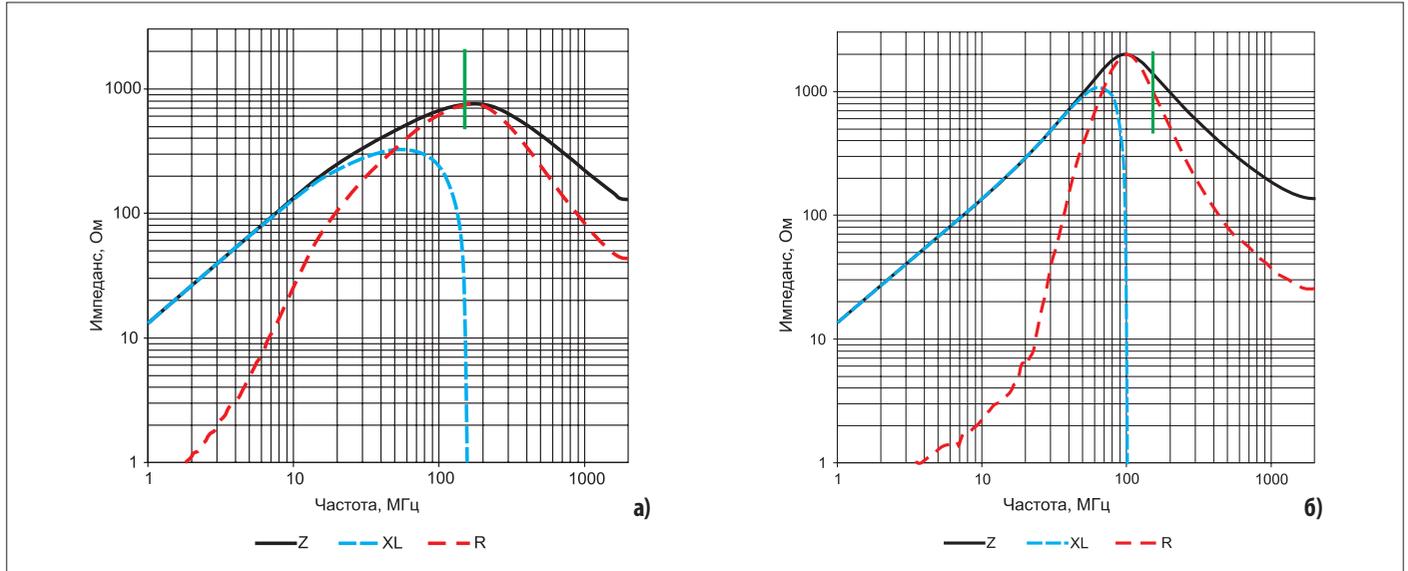


Рис. 11. Типовые частотные характеристики реактивного и активного сопротивлений, а также импеданса ферритовых бусин: а) 74279265 и б) 742792693

ем ЭМП и растущими потерями. Замедление скорости нарастания сигнала при переключении MOSFET может привести к перегреву этого ключа, снижению общей эффективности до неприемлемого уровня. В таблице 1 представлены значения входного тока и КПД рассматриваемой схемы без элемента управления крутизной сигнала, с подобранной величиной  $R_2 = 16,2$  Ом и с двумя ферритовыми бусинами.

Несмотря на то, что для повышения электромагнитной совместимости потребовалось немного уменьшить КПД,

применение феррита с номинальным сопротивлением 2200 Ом имеет небольшое преимущество по эффективности ограничения скорости нарастания и уменьшения звона по сравнению с использованием резистора.

#### Анализ излучаемых помех

В этом разделе рассматривается соответствие излучаемых электромагнитных помех демо-платы DC501A стандарту EN55022 по ЭМС для ИТ-оборудования. На рисунках 12–15 представлены ча-

стотные развертки излучаемых ЭМП демо-платы DC501A для рассматриваемых четырех случаев: без ограничивающего элемента, с ограничивающим элементом  $R_2$ , а также с использованием двух ферритовых бусин с разными сопротивлениями. На рисунке 16 сравниваются все указанные развертки, а в таблице 2 приводятся уровни излучаемых ЭМП в диапазоне 150 МГц в зависимости от используемых ограничивающих элементов.

В своей совокупности, развертки излучаемых ЭМП подтверждают данные, взятые

Таблица 1. Сравнение значений входного тока и КПД в зависимости от использования элементов управления крутизной сигнала

Резистор $R_2$	Входной ток, мА	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Выходной ток, мА	КПД, %
Толстопленочный шунт, 0 Ом	1600	48	12	6000	93,8
Толстопленочный 16,2-Ом резистор 0603	1614	48	12	6000	92,9
0603, 600-Ом феррит 74279265	1609	48	12	6000	93,2
0603, 2200-Ом феррит 742792693	1612	48	12	6000	93,1

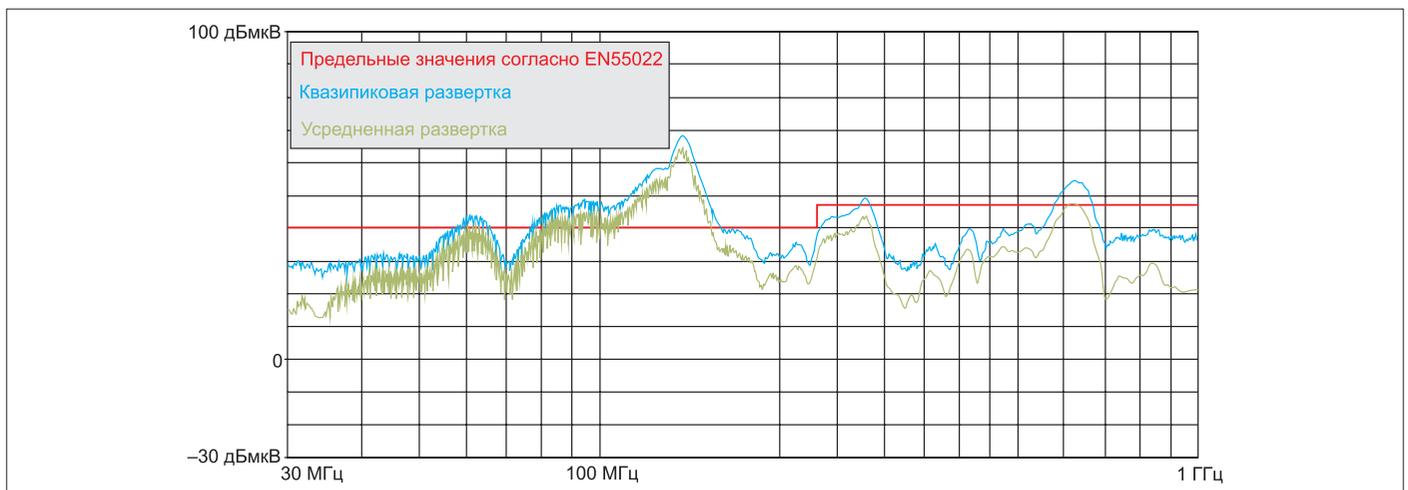


Рис. 12. Осциллограмма излучаемых ЭМП демо-платы DC501A без элемента управления крутизной сигнала:  $V_{IN} = 48$  В;  $V_{OUT} = 12$  В; нагрузка = 2 Ом

из частотной области: правильно подобранный резистор, установленный последовательно положительному выводу питания бутстрепной схемы, уменьшает квазипиковые и усредненные уровни излучаемых помех примерно на 10 дБмкВ, а ферритовая бусина с максимальным сопротивлением на основной частоте шума работает не хуже, а часто и лучше этого резистора.

### Управление включением и выключением в драйверах затвора в нижнем плече

Управление скоростью нарастания фронтов импульсов осуществляется и с помощью выводов затвора других импульсных преобразователей. При этом необходимо учитывать положение ограни-

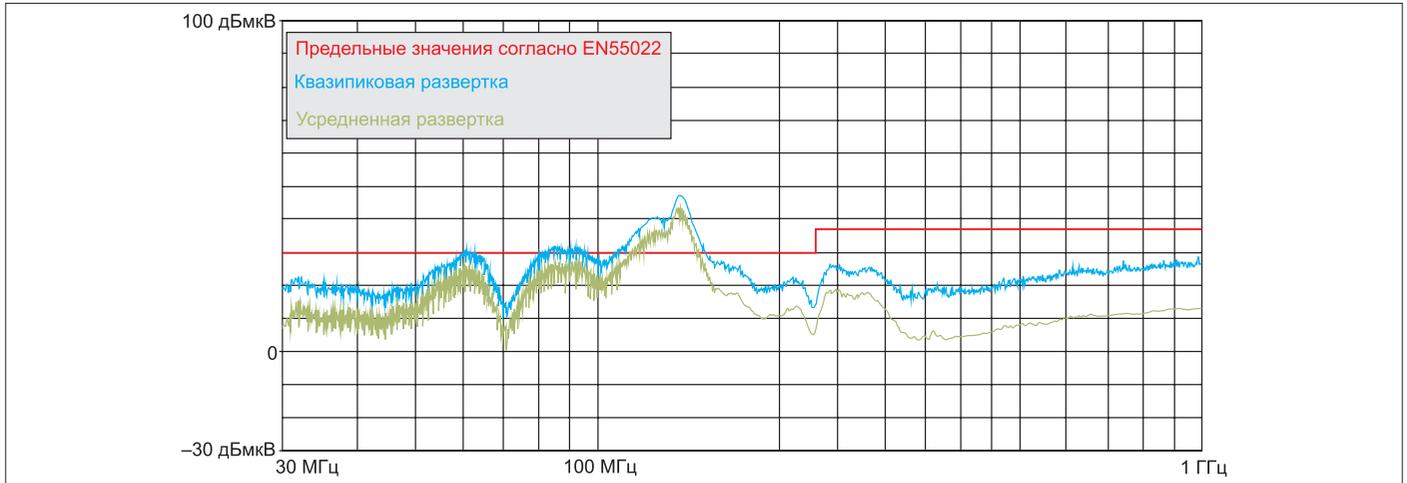


Рис. 13. Частотная развертка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с R2 = 16,2 Ом; V<sub>IN</sub> = 48 В; V<sub>OUT</sub> = 12 В; нагрузка = 2 Ом

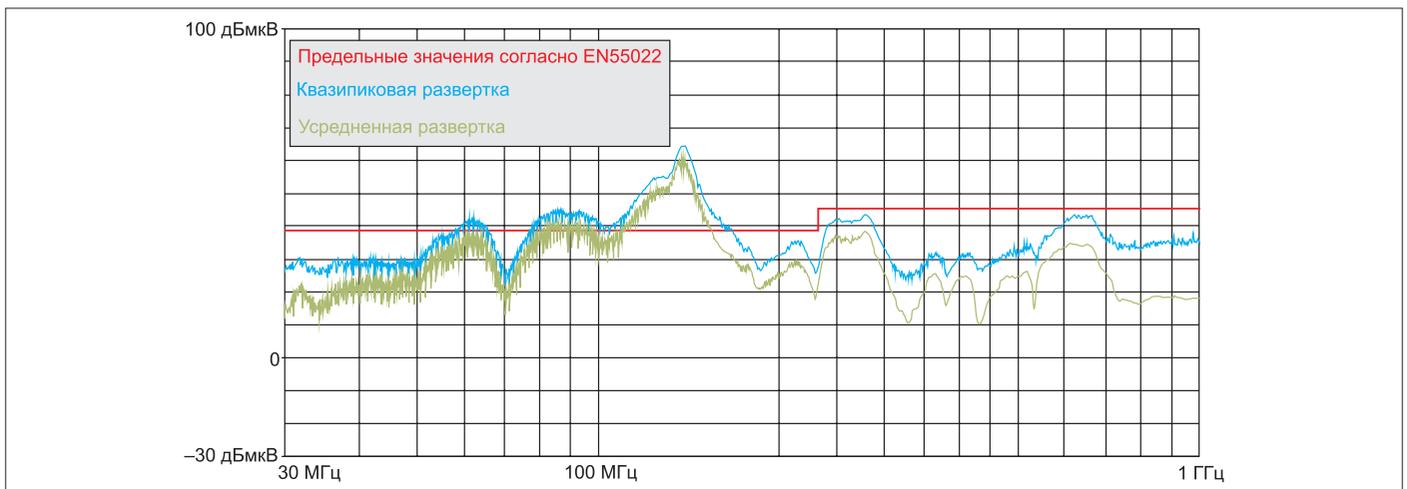


Рис. 14. Частотная развертка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с R2 = 600 Ом и ферритом 0603; V<sub>IN</sub> = 48 В; V<sub>OUT</sub> = 12 В; нагрузка = 2 Ом

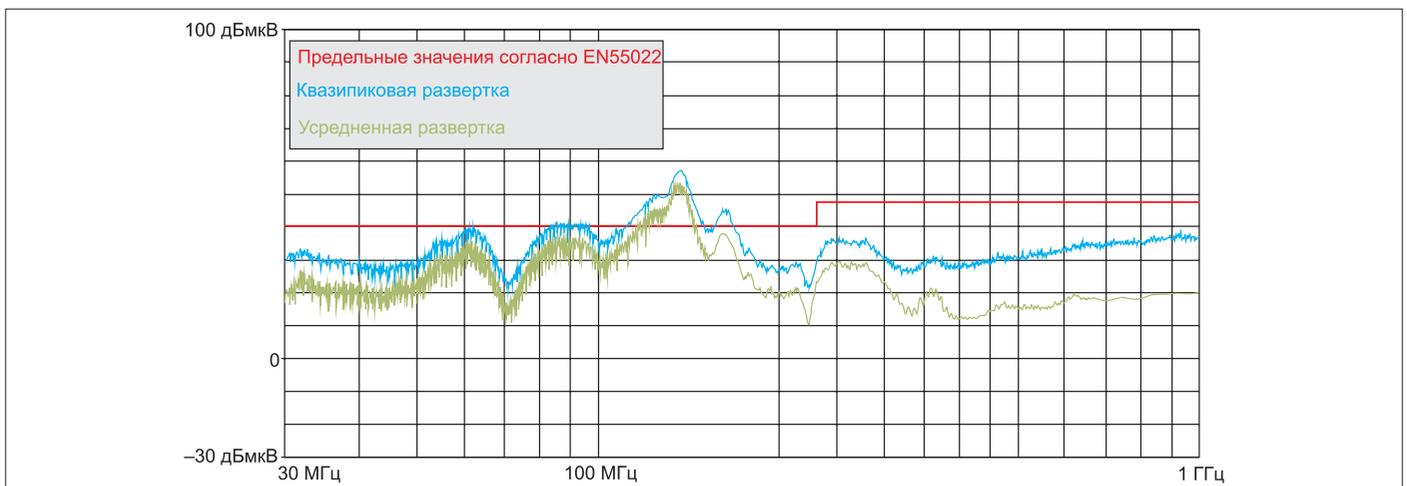


Рис. 15. Частотная развертка излучаемых ЭМП демо-платы DC501A с R2 = 2200 Ом и ферритом 0603; V<sub>IN</sub> = 48 В; V<sub>OUT</sub> = 12 В; нагрузка = 2 Ом

Таблица 2. Уровни излучаемых ЭМП в диапазоне 150 МГц в зависимости от используемых элементов, ограничивающих скорость нарастания импульсов

Частота, МГц	R2 = 0		R2 = 16,2 Ом		R2 = 600 Ом, феррит 0603		R2 = 2200 Ом, феррит 0603	
	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м	Квазипик., дБмкВ/м	Усредн., дБмкВ/м
149,989	51,01	40,56	41,33	31,11	49,03	40,3	39,16	29,67
150,086	50,42	46,33	40,47	36,82	49,18	44,55	38,9	30,63
150,183	50,62	41,16	40,95	29,65	48,96	38,6	38,01	30,57

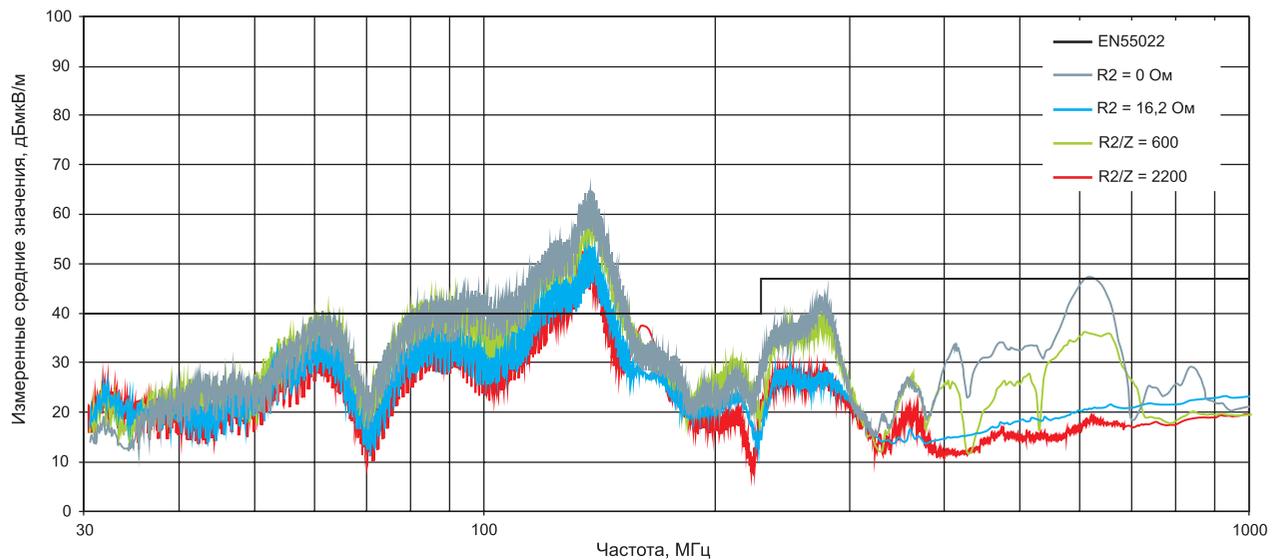


Рис. 16. Сравнение разверток излучаемых ЭМП при использовании платы DC501A

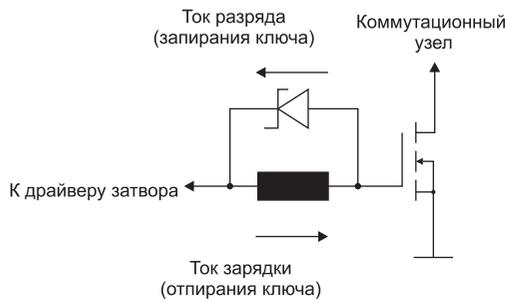


Рис. 17. Антипараллельный диод Шоттки обеспечивает управление включением, не оказывая влияния на выключение в цепях управления затвором ключей в нижнем плече

крутизной импульсов. При этом оба подключаются к затвору, как видно из рисунка 17.

## Выводы

Ферритовые бусины, установленные последовательно бутстрепному выводу понижающего преобразователя, представляют собой эффективные компоненты по ограничению звона. Эти бусины ослабляют высокочастотный шум, не занимая большого места на печатных платах и не ухудшая эффективность решения. Их преимущества над резисторами заключаются в простоте выбора и малом времени тестирования. Несколько более высокая стоимость феррита 0603 по сравнению с толстоленочным резистором того же типоразмера компенсируется использованием более компактных, легких и недорогих фильтров на входах и выходах импульсных преобразователей. Снабберным схемам, установленным последовательно или параллельно коммутационным элементам, не приходится рассеивать достаточно большую мощность, что позволяет повысить эффективность, уменьшить рабочую температуру, стоимость решения и место, занимаемое на печатной плате. ■

чивающего элемента относительно затворов MOSFET и IGBT. К другим топологиям с ключами в верхнем плече относятся однотактный прямоходовый полумостовой и мостовой преобразователи. При их использовании необходимо устанавливать элемент управления затвором последовательно выводу положительного питания драйвера затвора с плавающей землей. Однако в каждой из этих топологий применяется также, по крайней мере, один ключ нижнего плеча, а в повышающих, обратноточковых, прямоходовых и пушпульных

преобразователях используются только ключи нижнего плеча. Как правило, нарастающий фронт сигналов требует управления, а продолжительность спадающего фронта должна быть как можно меньше. Относительно малое количество управляющих ИС оснащено специализированным выводом для управления положительным выводом источника питания их драйверов ключей нижнего уровня, тогда как в большинстве случаев наилучшим решением является установка небольшого диода Шоттки параллельно элементу управления