

# Выбор и использование полевых транзисторов компании STMicroelectronics

## для импульсных источников питания

**В статье описаны критерии и особенности выбора полевых транзисторов с учетом особенностей их применения на примере MOSFET компании STMicroelectronics.**

**Владимир Токарев  
Анатолий Турыгин  
Николай Голубев**

### Введение

Основные параметры электронных преобразовательных схем определяются характеристиками применяемых ключевых полупроводниковых элементов. В преобразователях силовой электроники в качестве ключевых элементов широко используются полевые транзисторы с изоли-

рованным затвором (MOSFET) (рис. 1). Основными преимуществами MOSFET по сравнению с другими ключевыми элементами являются высокое быстродействие и низкая потребляемая мощность в цепи управления.

MOSFET производят многие ведущие компании мира, в том числе компания STMicroelectronics (STM), которая длительное время является одним

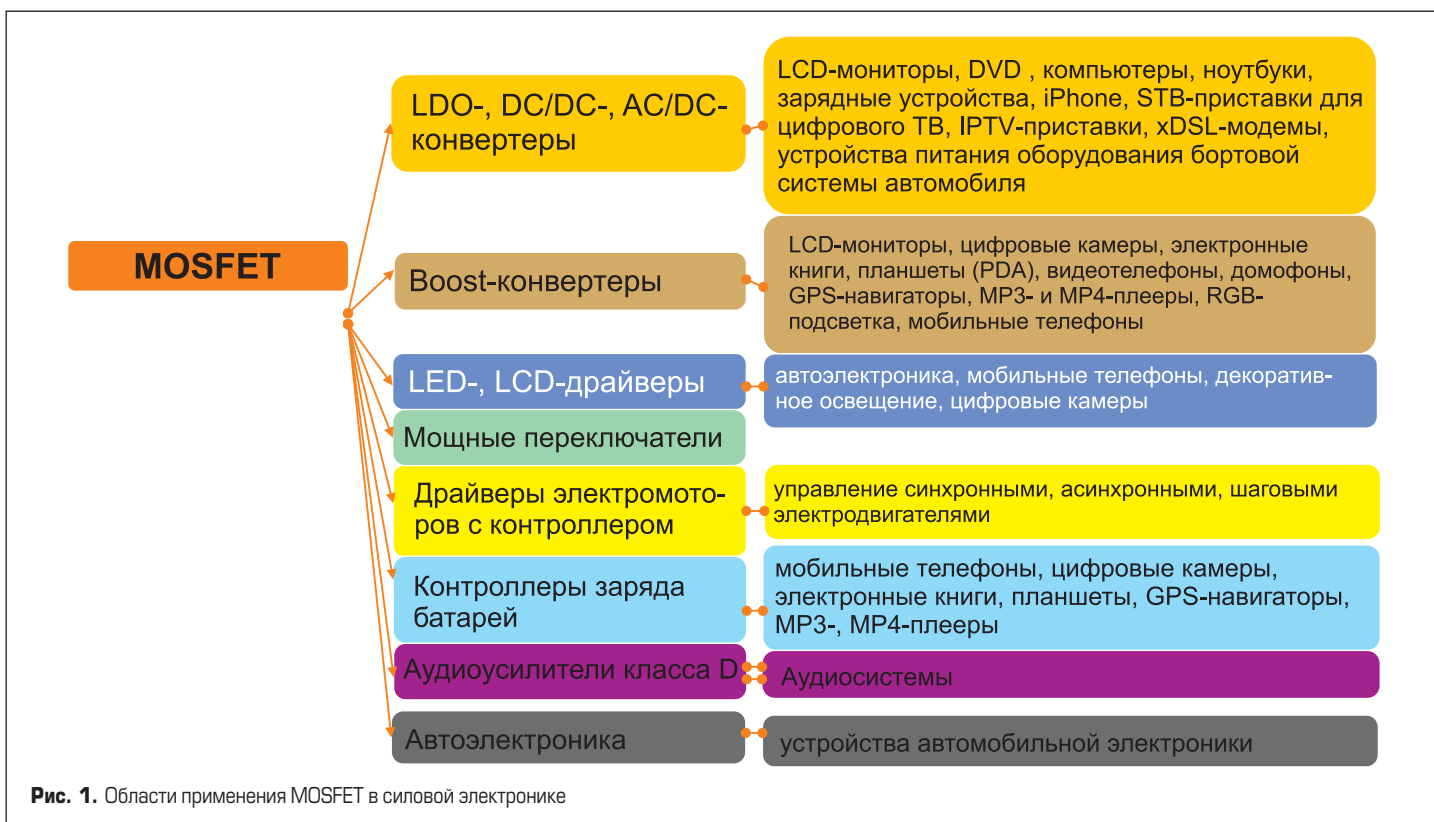


Рис. 1. Области применения MOSFET в силовой электронике

из лидеров мировой полупроводниковой промышленности. Ведущее место этой компании обусловлено постоянным совершенствованием технического уровня выпускаемой продукции, разработкой новых технологий производства полупроводниковых компонентов и непрерывным расширением продуктовых линеек. На сегодня STMicroelectronics является компанией, производящей одно из са-

мых эффективных высоковольтных семейств MOSFET в мире.

Семейства низковольтных транзисторов STM имеют общее название STripFET и отличаются индексом, который соответствует порядковому номеру поколения технологии (рис. 2) [1]. Технология STripFET III была представлена в 2005 г., структура транзистора приведена на рис. 3а. Транзисторы STripFET V

появились в 2008 г. У них было снижено сопротивление слоя металла благодаря увеличению его толщины, улучшена структура затвора, использован вертикальный контакт  $\mu$ -trench, что привело к снижению сопротивления канала и уменьшению полного заряда затвора. В этом же году начали производиться транзисторы серии F4, выполненные по технологии STripFET DeepGATE. В последующем эта технология была усовершенствована до STripFET VI DeepGATE с затвором в виде канавки (Trench MOSFET), структура которого приведена на рис. 3б. Данная технология за счет исключения паразитного сопротивления  $R_{FET}$  позволяет значительно снизить сопротивление канала и повысить плотность структуры кристалла. Однако в применениях с большой индуктивной нагрузкой по-прежнему используют транзисторы пятого поколения, выдерживающие большие энергии лавинного пробоя.

Высоковольтные транзисторы STM представлены серией MDmesh [3]. Эта серия в настоящее время насчитывает четыре поколения транзисторов (рис. 4), и уже анонсировано пятое поколение. Концепция MDmesh основана на использовании глубоких  $p$ -областей под базой транзистора (рис. 5). За счет увеличения площади  $p$ - $n$ -перехода можно снизить сопротивление эпитаксиального слоя без уменьшения пробивного напряжения. Таким образом, преодолевается противоречие между сопротивлением канала и пробивным напряжением. Концепция MDmesh в настоящее время используется многими ведущими компаниями и известна под названиями CoolMos (Infineon), DTMOS (Toshiba), SuperFet и SupreMos (Fairchild), Gen9 (Vishay) и пр. Компания «Микроника» тоже в их числе и реализует эту концепцию с использованием глубокой канавки, заполненной поликремнием, легированным бором в процессе роста, а также производит обычные планарные высоковольтные транзисторы для специального применения [2].

Одно из основных применений MOSFET нашли в импульсных источниках питания (Switched Mode Power Supply, SMPS) [4], в LED-драйверах [5], в которых используются как высоковольтные, так и низко-

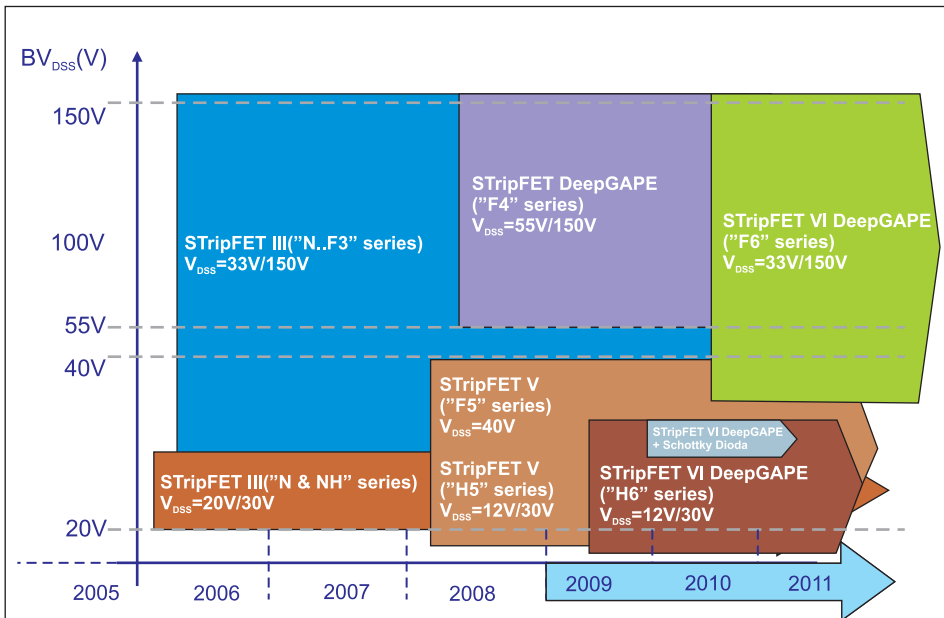


Рис. 2. Развитие технологии STripFET компании STMicroelectronics

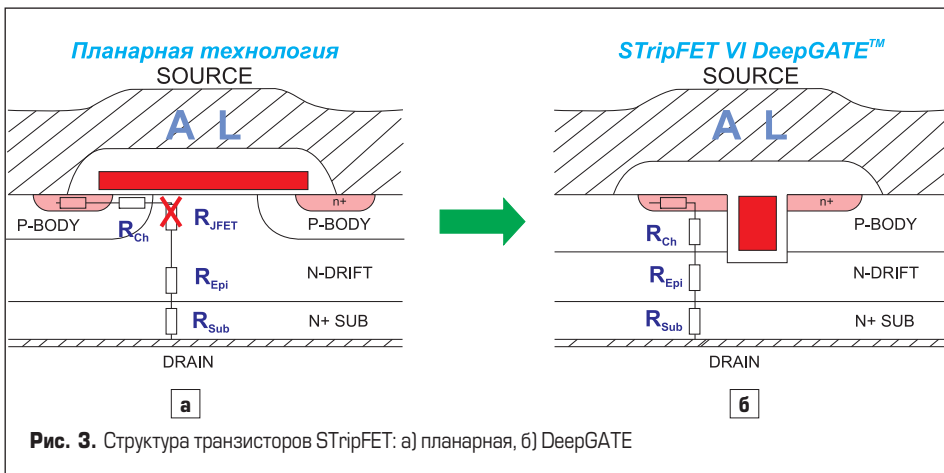


Рис. 3. Структура транзисторов STripFET: а) планарная, б) DeepGATE

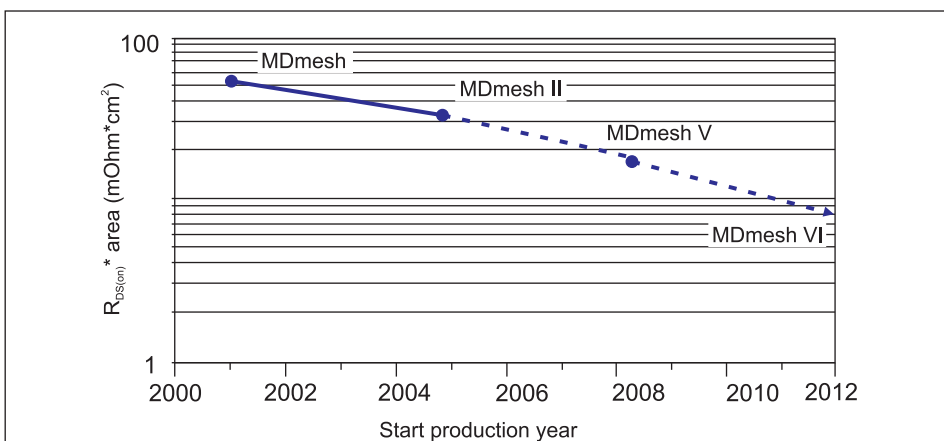


Рис. 4. Развитие технологии MDmesh

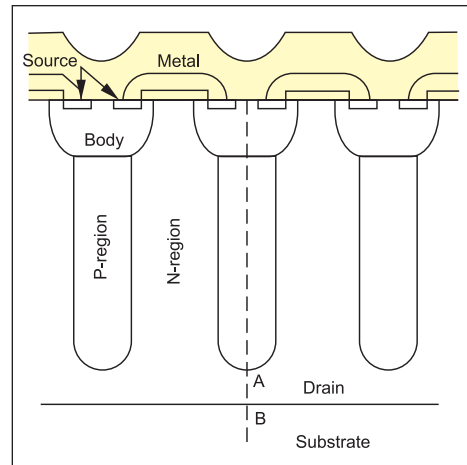


Рис. 5. Структура транзистора MDmesh

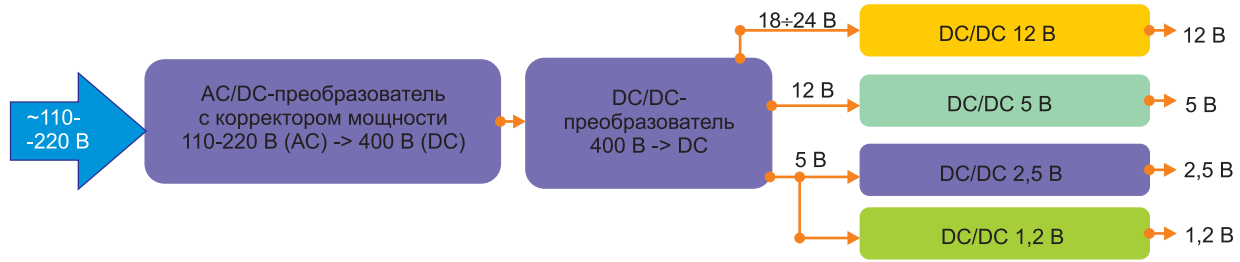


Рис. 6. Блок-схема системы питания с различными входными напряжениями конечных DC/DC-преобразователей

вольтные транзисторы в ключевом режиме. Типовой импульсный источник питания (рис. 6) состоит из предварительного AC/DC-преобразователя входного переменного тока с корректором мощности, на выходе которого формируется высокое напряжение, как правило, 400 В. Поэтому AC/DC-преобразователь содержит высоковольтные MOSFET. Далее DC/DC-преобразователь понижает высокое напряжение до необходимого уровня. Затем конечный DC/DC-преобразователь формирует выходные напряжения 1,2–12 В, необходимые большинству современных электронных приборов. Данный преобразователь требует наличия низковольтных MOSFET.

Многие применения требуют наличия различных режимов работы: режим низкой рассеиваемой мощности (резервный или «спящий») и нормальный режим, обеспечивающий максимальную эффективность работы. Некоторые применения требуют наличия одного выходного напряжения, другим нужны несколько. При выборе типа применяемого источника питания (ИП) важным параметром является выходная мощность. С целью обеспечения оптимальности показателя цена/качество для различных применений в зависимости от выходной мощности разработаны различные типы преобразователей напряжения.

Правильный и оптимальный выбор MOSFET, учет особенностей их применения обеспечивает

сокращение сроков разработки и достижение необходимых параметров преобразователей напряжения.

В данной работе предлагается методика выбора высоковольтных MOSFET компании STMicroelectronics для импульсных ИП.

### Параметры MOSFET

Основные параметры MOSFET, которые определяют характеристики проектируемого импульсного ИП и выбору которых необходимо уделять основное внимание, показаны в таблице 1. Выбор необходимого уровня этих параметров определяется функциональным назначением прибора, входными/выходными напряжениями и токами, частотой работы, выходной мощностью, необходимостью обеспечения как максимально допустимой мощности рассеяния, так и минимальных потерь MOSFET на проводимость и переключение. Различие в выходной мощности преобразователей, требование наличия баланса между рассеянием и потерями мощности обуславливают различные требования для корпусов.

Далее будут рассмотрены вопросы, касающиеся выбора типа корпуса, параметров высоковольтных MOSFET для предварительных AC/DC-преобразователей и выбора параметров низковольтных MOSFET для конечных DC/DC-преобразователей.

### Выбор типа корпуса

Выбор типа корпуса для MOSFET главным образом определяется следующими показателями: рассеиваемой мощностью, расстоянием между выводами, размером, стоимостью [6].

### Рассеяние мощности, охлаждение

Тип корпуса MOSFET для использования в конкретном применении выбирают исходя из требуемой мощности рассеяния. Мощные корпуса TO-220 и особенно TO-247 со встроенным радиатором и форсированным отводом могут рассеивать большое количество тепла — 1,5 и 2,0 Вт соответственно — без внешних радиаторов. Однако в импульсных ИП современных электронных устройств, где большое значение имеет занимаемый объем, в основном применяются корпуса для поверхностного монтажа (SMD). В таблице 2 показаны тепловые параметры основных типов SMD-корпусов компании ST.

### Расстояние между выводами корпуса

Расстояние между выводами должно соответствовать напряжению, используемому в данном применении.

### Размер, объем корпуса

Размеры корпуса MOSFET также могут определяться параметрами (размер/объем/высота) корпуса источника питания. Например, в адаптерах для ноутбуков используются корпуса DPAK или D<sup>2</sup>PAK для обеспечения минимальной высоты.

### Стоимость

Как правило, меньший корпус дешевле, чем корпус большего размера. Также технология поверхностного монтажа более эффективна по стоимости при производстве плат ИП. Полностью изолированный корпус транзистора позволяет снизить стоимость сборки тепловых радиаторов, так как исключает необходимость размещения изоляционной прокладки между корпусом транзистора и радиатором.

Таблица 1. Основные параметры MOSFET

Параметр	Обозначение
Статические параметры	
Максимальное напряжение «сток–исток»	$V_{(BR)DSS}$
Максимальный постоянный ток стока	$I_D$
Максимальное напряжение на затворе	$V_{GS}$
Сопротивление «сток–исток» в открытом режиме	$R_{DS(ON)}$
Параметры переключения	
Задержка включения	$t_{d(on)}$
Время нарастания сигнала	$t_r$
Задержка выключения	$t_{d(off)}$
Время спада	$t_f$
Динамические параметры	
Суммарный заряд затвора	$Q_G$
Входная емкость	$C_{ISS}$
Входное сопротивление затвора	$R_G$
Проходная емкость (емкость Миллера)	$C_{RSS}$
Тепловые параметры	
Максимальная температура перехода	$T_{J(MAX)}$
Тепловое сопротивление «переход–корпус»	$R_{TH JC}$

Таблица 2. Тепловые параметры основных типов корпусов SMD компании STM

Корпус	Площадь монтажа, мм <sup>2</sup>	Мин. рекомендуемая площадь теплоотвода на плате, мм <sup>2</sup>	$T_{JMAX}$ , °C	$T_{TH-PCV}^*$ , °C/Вт	$T_{TH-PCV}^{**}$ , °C/Вт	$P_D$ , Вт
D <sup>2</sup> PAK	210	120	175	34,0	42,0	4,4
Power SO-10	140	60	175	35,0	50,0	4,3
DPAK	80	45	175	50,0	62,0	3,0
PowerFLAT 5×5	25	15	150	31,2	60,0	4,0
PowerFLAT 6×5	30	23	150	31,2	60,0	4,0
SOT-223	50	15	150	38,0	56,6	3,3
PowerSO-8	30	23	150	42,0	56,6	3,0
SO-8	30	23	150	50,0	100	2,5
TSSOP8	20	15	150	83,5	100	1,5

Примечания: \* — с использованием теплоотвода на плате площадью 600 мм<sup>2</sup>; \*\* — с использованием теплоотвода на плате минимальной рекомендуемой площади.

**Выбор параметров высоковольтных MOSFET**

**Выбор величины пробивного напряжения**

При выборе уровня пробивного напряжения необходимо учитывать следующие факторы:

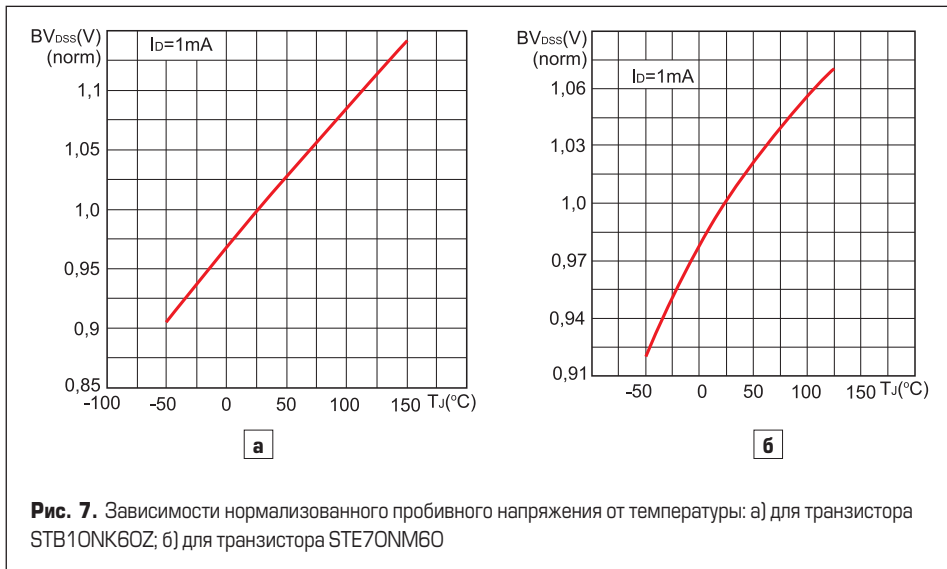
- Лавинное напряжение пробоя  $BV_{DSS}$ , которое всегда несколько выше максимального — допустимого напряжения «сток-исток»  $V_{DS}$ , т. е. существует некоторый запас. Температурные зависимости пробивного напряжения транзистора  $BV_{DSS}$ , как правило, приведены в спецификациях. На рис. 7а, б приведены температурные зависимости пробивного напряжения для 600-В MOSFET STB10NK60Z и STE70NM60. По этим зависимостям можно определить пробивное напряжение транзистора при рабочих температурах перехода +100...+120 °С. Обычно эта величина на 4–7% выше пробивного напряжения при комнатной температуре. Однако следует отметить, что если прибор будет использоваться в аппаратуре при отрицательных температурах, то необходимо, чтобы пробивное напряжение транзистора на этих температурах было выше, чем максимальное напряжение на стоке, для предотвращения лавинного пробоя транзистора в момент включения аппаратуры.
- Минимальное пробивное напряжение  $V_{(BR)DSS}$  указанное в спецификации на транзистор для комнатной температуры и имеющее такой же положительный температурный коэффициент, как и  $BV_{DSS}$ .
- Уровень выбросов напряжения (spike), обусловленный наличием индуктивностей и паразитных емкостей в плате применения. Уровень выбросов напряжения не должен превышать 70–90% от минимального пробивного напряжения  $V_{(BR)DSS}$ .

**Выбор рабочей температуры перехода**

Рабочая температура перехода не должна достигать максимальной рабочей температуры, определенной в спецификации, но для обеспечения запаса по надежности рабочая температура должна быть ниже максимальной. Снижение рабочей температуры на 20–30 °С может приводить к увеличению среднего времени наработки до отказа на порядок. С другой стороны, сопротивление транзистора в открытом состоянии  $R_{DS(ON)}$  повышается с ростом температуры перехода, что ведет к потерям проводимости. По этим причинам рекомендуется рабочая температура перехода, составляющая 55–65% от максимально допустимой.

**Выбор уровня тока**

В большинстве применений MOSFET не подвергается воздействию максимального тока по той причине, что для снижения потерь мощности на проводимость выбирают транзистор с низким сопротивлением, у которого максимальный ток выше, чем необходимо. Тем не менее требуется проверить область надежной работы (Safe Operating Area, SOA) выбранного MOSFET на предмет соответ-



**Рис. 7.** Зависимости нормализованного пробивного напряжения от температуры: а) для транзистора STB10NK60Z; б) для транзистора STE70NM60

ствия уровней необходимых тока и напряжения области устойчивой работы транзистора (рис. 8а).

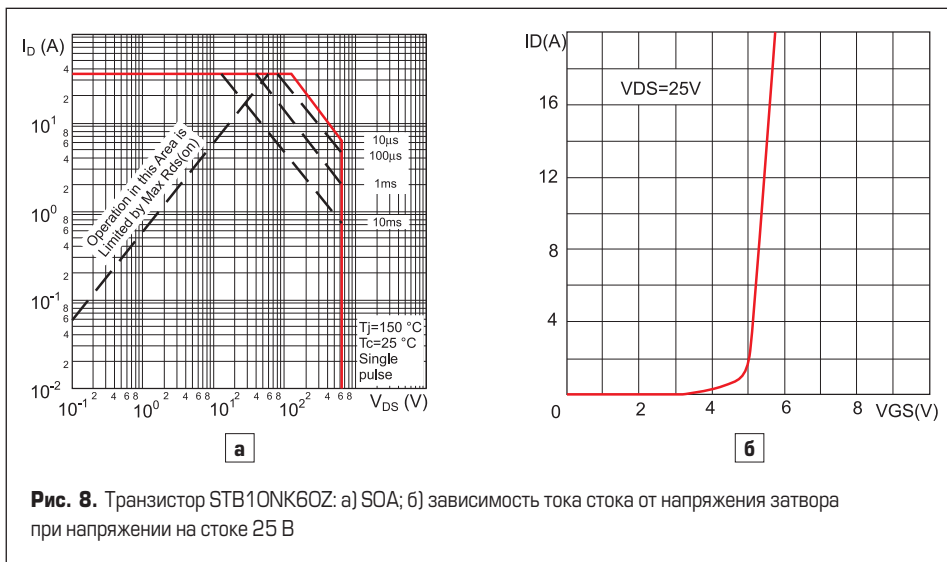
Далее следует проанализировать передаточную характеристику транзистора (рис. 8б), чтобы убедиться в том, что напряжение на затворе транзистора достаточно для его полного открытия, т. е. транзистор должен быть способен пропустить максимальный импульсный ток в схеме применения во всех режимах работы конечного устройства. Особенно в режимах различной защиты или короткого замыкания на выходе устройства, когда питающее напряжение схемы управления, а соответственно и напряжение на затворе транзистора, может уменьшаться. Если транзистор не удовлетворяет этому требованию, необходимо выбрать другой транзистор с более высоким уровнем тока.

**Выбор уровня сопротивления в открытом состоянии  $R_{DS(ON)}$  и динамических параметров**

Выбор правильного уровня  $R_{DS(ON)}$  — одна из самых главных задач в разработке схемы применения. Граница по  $R_{DS(ON)}$  определяется максимально допустимой мощностью рассеяния для конкретного применения и максималь-

ной температурой перехода MOSFET. Потери мощности MOSFET разделяются на потери проводимости и потери на переключение.

Потери проводимости легко вычисляются, исходя из значений сопротивления  $R_{DS(ON)}$  и величины тока стока. Некоторая проблема может возникнуть при расчете потерь на переключение. Эти потери определяются как характеристиками самого MOSFET, так и конструкцией платы. В частности, такими характеристиками, как динамические параметры транзистора, нелинейной выходной емкостью «исток-сток», суммарным сопротивлением затвора транзистора, паразитными емкостями и индуктивностями платы применения. В связи с этим выбор MOSFET по сопротивлению — это сложный процесс, который может потребовать несколько итераций. Входными данными этого процесса являются выходная мощность, форма импульса тока, конструкция платы применения. Также должна быть известна рабочая частота переключения транзистора, которая соответствует другим параметрам, таким как электромагнитные шумы или магнитные потери, но не связана с потерями мощности MOSFET; должна быть выбрана конструкция радиатора, для которого известно тепловое сопротивление  $R_{TH,CA}$ .



**Рис. 8.** Транзистор STB10NK60Z: а) SOA; б) зависимость тока стока от напряжения затвора при напряжении на стоке 25 В



Одним из наиболее корректных и практичных путей определения оптимального уровня сопротивления в сочетании с определенными динамическими параметрами MOSFET является оценка общей мощности потерь по измерению рабочей температуры перехода в тестовой плате применения. Конечно, такие измерения соответствуют только данному применению, и для каждого применения необходима соответствующая плата, так как паразитные параметры различны для разных применений. Сутью данного метода является предварительный выбор транзистора по расчетной максимально допустимой мощности рассеяния с учетом используемых условий применения (температур перехода и окружающей среды; конструкции радиатора) с последующей оценкой реальной общей мощности потерь.

Алгоритм определения оптимального уровня сопротивления  $R_{DS(ON)}$  следующий:

1. Вычисление максимальной мощности рассеяния для данной конструкции радиатора и рабочей температуры перехода по формуле:

$$P_{tot} = (T_{jmax} - T_A) / (R_{THJC} + R_{THCA}), \quad (1)$$

где  $T_{jmax}$  — максимальная температура перехода,  $T_A$  — температура окружающей среды,  $R_{THJC}$  — тепловое сопротивление «переход-корпус»,  $R_{THCA}$  — тепловое сопротивление «корпус-окружающая среда».

Так как тип MOSFET еще не выбран, для расчета необходимо определить некоторое желаемое значение  $R_{THJC}$

2. Вычисление необходимого  $R_{DS(ON)}$ , удовлетворяющего максимальной мощности рассеяния, проводится для конкретной формы импульса тока. Для первого приближения учитываются только потери проводимости, так как на данном этапе еще неизвестен тип транзистора, а потери на переключение зависят от его конкретного типа. Важно проводить вычисления сначала для рабочей

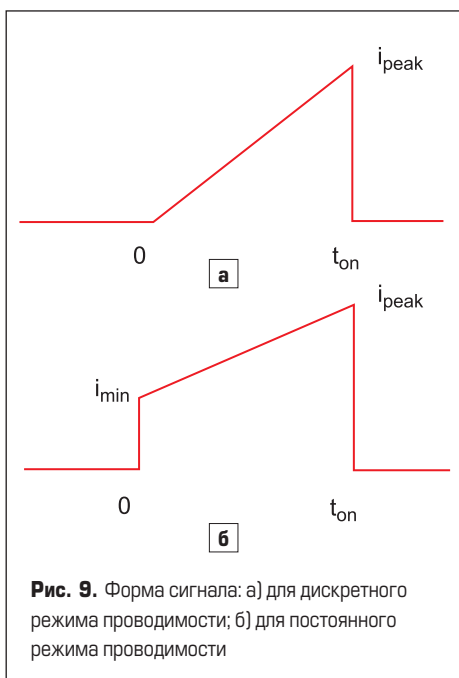


Рис. 9. Форма сигнала: а) для дискретного режима проводимости; б) для постоянного режима проводимости

температуры перехода, а потом провести ее пересчет для комнатной.

Для дискретного режима проводимости (рис. 9а) потери составляют:

$$P_{cond} = E_{cond} \times f = 1/3 \times R_{DS(ON)} \times i_{peak}^2 \times D, \quad (2)$$

где  $D = t_{on} \times f$ ,  $f$  — частота работы преобразователя.

Для постоянного режима проводимости (рис. 9б) потери составляют:

$$P_{cond} = E_{cond} \times f = 1/3 \times R_{DS(ON)} \times D \times (i_{min}^2 + i_{peak} \times i_{peak} + i_{peak}^2), \quad (3)$$

Исходя из приведенных формул потерь можно определить необходимое значение  $R_{DS(ON)}$  для рабочей температуры и затем для +25 °С.

Например, при дискретном режиме проводимости для рабочей температуры  $R_{DS(ON)}$  определяется следующим образом:

$$R_{DS(ON)} = 3P_{cond} / (D \times i_{peak}^2), \quad (4)$$

где  $P_{cond} = P_{top}$  и для +25 °С:

$$R_{DS(ON)} = R_{DS(ON)}(T_j) / (1 + \alpha / 100) T_j^{25} \text{°C}, \quad (5)$$

где  $\alpha$  — это температурный фактор для данного типа транзисторов.

3. Выбор типа транзистора, удовлетворяющего рассчитанному сопротивлению, по данным  $R_{DS(ON)}$  из спецификаций на транзисторы компании STMicroelectronics.

4. Транзисторы со сходным уровнем сопротивления могут иметь различный уровень динамики: различные времена нарастания и спада сигнала. При первичном выборе важно обратить внимание, что частотные свойства транзистора должны соответствовать частоте работы источника напряжения и иметь при этом некоторый запас в 15–20%. Первичную оценку необходимой частоты транзистора можно сделать по следующему соотношению:

$$\text{Max}(t_{d(on)}, t_r, t_{d(off)}, t_f) < 1/4f, \quad (6)$$

то есть максимальное значение каждого из четырех параметров переключения должно быть меньше, чем четверть периода работы преобразователя.

5. Далее проводится оценка общей мощности потерь для выбранного транзистора путем имитации работы данного блока источника на тестовой плате с контролем рабочей температуры перехода. Если измеренная температура не выше той, что использована в расчете максимальной мощности рассеяния, то выбранный тип MOSFET удовлетворяет требованиям.

При необходимости можно провести оптимизацию по размеру транзистора, проверив на соответствие требованиям MOSFET с более высоким сопротивлением, что соответствует меньшему размеру и меньшей стоимости.

6. Если измеренная температура выше, то необходимо выбрать транзистор либо с более

низким сопротивлением, либо в зависимости от соотношения стоимостей с лучшими динамическими параметрами, и проверить на соответствие требованиям. Либо для более эффективного охлаждения можно поменять радиатор теплоотвода на более мощный.

Правильный тип MOSFET найден, когда следующий транзистор с более высоким  $R_{DS(ON)}$  не удовлетворит требованиям по температуре перехода.

### Выбор параметров низковольтных MOSFET

Низковольтные MOSFET составляют основу DC/DC-преобразователей, формирующих конечные выходные напряжения. Это накладывает свою специфику на выбор MOSFET для таких применений.

Типовая схема DC/DC-преобразователя показана на рис. 10 [7]. В этой схеме основным является транзистор верхнего ключа SW1 (high side MOSFET), а транзистор нижнего ключа SW2 (low side MOSFET) является синхронизирующим. Наличие транзистора нижнего ключа значительно снижает потери энергии в DC/DC-преобразователе. При этом основные режимы работы транзисторов различны, поэтому различны и параметры, определяющие выбор необходимого транзистора.

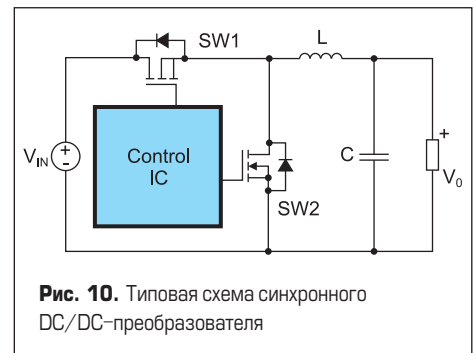


Рис. 10. Типовая схема синхронного DC/DC-преобразователя

### Выбор параметров MOSFET верхнего ключа

Транзистор верхнего ключа работает главным образом в режиме переключения, поэтому для него наиболее важны динамические параметры: низкий заряд затвора, низкие внутренние емкости и, соответственно, малые времена переключения. Хорошие динамические параметры обеспечивают высокую скорость переключения, малые динамические потери и в итоге высокую эффективность преобразователя в целом. При этом уменьшение значения такого важного параметра, как сопротивление  $R_{DS(ON)}$ , не является определяющим для повышения эффективности. Поэтому сопротивление MOSFET верхнего ключа может быть достаточно высоким для оптимизации цены и размера.

Потери энергии на переключение определяются выражением:

$$P_{SW} = V_{IN} \times I_{OUT} \times f_{SW} \times Q_G / 2I_{GATE} \quad (7)$$

где  $V_{IN}$  — входное напряжение,  $I_{OUT}$  — выходной ток,  $Q_G$  — заряд затвора,  $f_{SW}$  — частота преобразователя и  $I_{GATE}$  — ток затвора.

В выражении (7) только заряд затвора  $Q_G$  является параметром непосредственно MOSFET. Оценку влияния заряда затвора  $Q_G$  и сопротивления  $R_{DS(ON)}$  транзистора верхнего ключа на эффективность DC/DC-преобразователя можно сделать исходя из анализа таблицы 3 и рис. 11, где в качестве примера приведены значения параметров  $Q_G$  и  $R_{DS(ON)}$  MOSFET верхних ключей и соответствующие им кривые эффективности. Из представленных данных видно, что лучшую эффективность имеет транзистор SW12 с минимальным значением  $Q_G$ , несмотря на то, что у этого транзистора значение  $R_{DS(ON)}$  не наименьшее.

При повышении частоты работы преобразователя его эффективность снижается из-за повышения в целом потерь на переключение, но важность обеспечения высокой скорости переключения повышается, как это видно на рис. 12.

Также необходимо отметить важность оптимального выбора сопротивления согласующего резистора  $R_{GEXT}$  между драйвером и MOSFET верхнего ключа. Значение этого сопротивления является компромиссным для обеспечения высокой скорости переключения и эффективности (низкое  $R_{GEXT}$ ) и обеспечения устойчивого переключения и минимизации уровня выброса (phase node spike) выходного напряжения (высокое  $R_{GEXT}$ ), который определяется энергией, запасенной в паразитных индуктивностях во время выключения верхнего транзистора и наблюдается при его включении (рис. 13, 14). Выбор входного сопротивления проводится при анализе рабо-

Таблица 3. Значения  $Q_G$  и  $R_{DS(ON)}$  MOSFET верхних ключей SW1 DC/DC-преобразователя

Транзистор	$V_{(BR)DSS}$ , В	$R_{DS(ON)}$ , мОм	$Q_{G,SW}$ , нКл
SW 11	30	9,2	6,85
SW 12		7,3	4,65
SW 13		7,6	9,25
SW 14		7,0	7

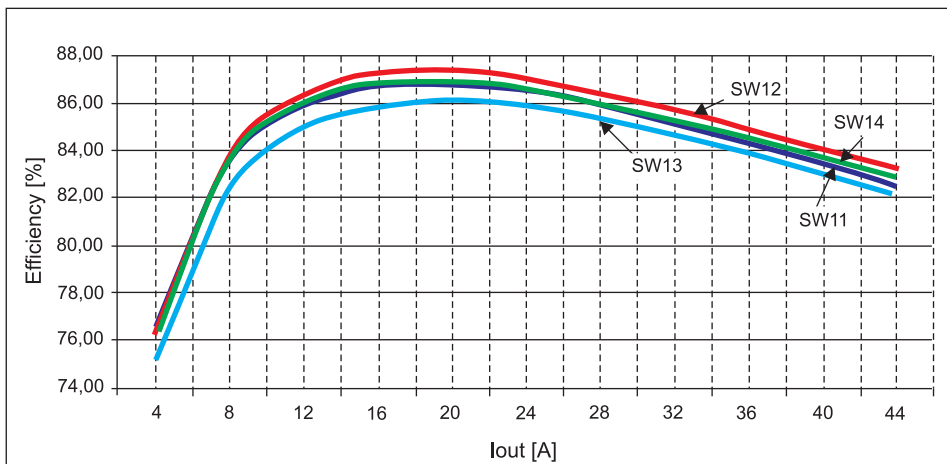


Рис. 11. Зависимость эффективности DC/DC-преобразователя с параметрами MOSFET верхнего ключа согласно таблице 3 от величины выходного тока для частоты  $f_{SW}=300$  кГц ( $V_{out} = 1,25$  В)

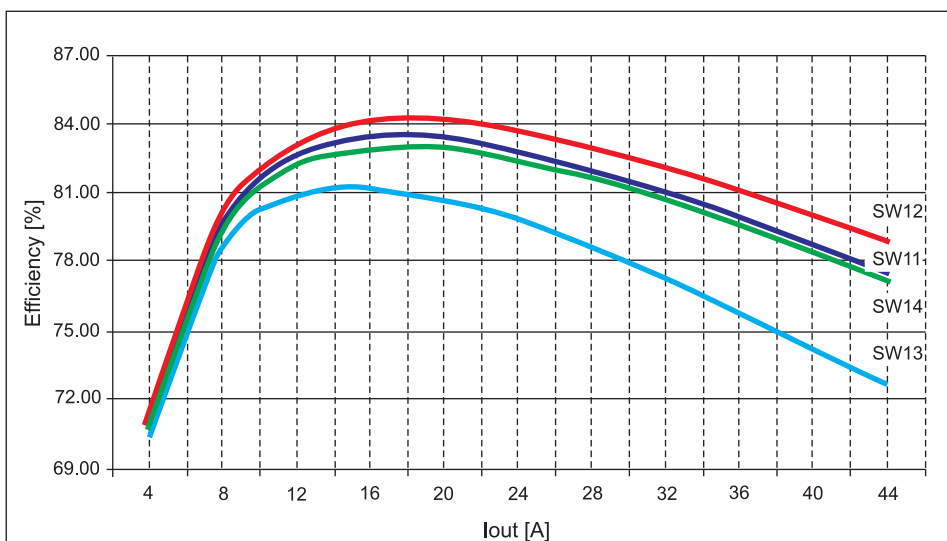


Рис. 12. Зависимость эффективности DC/DC-преобразователя с параметрами MOSFET верхнего ключа согласно таблице 3 от величины выходного тока для частоты  $f_{SW}=440$  кГц ( $V_{out} = 1,25$  В)

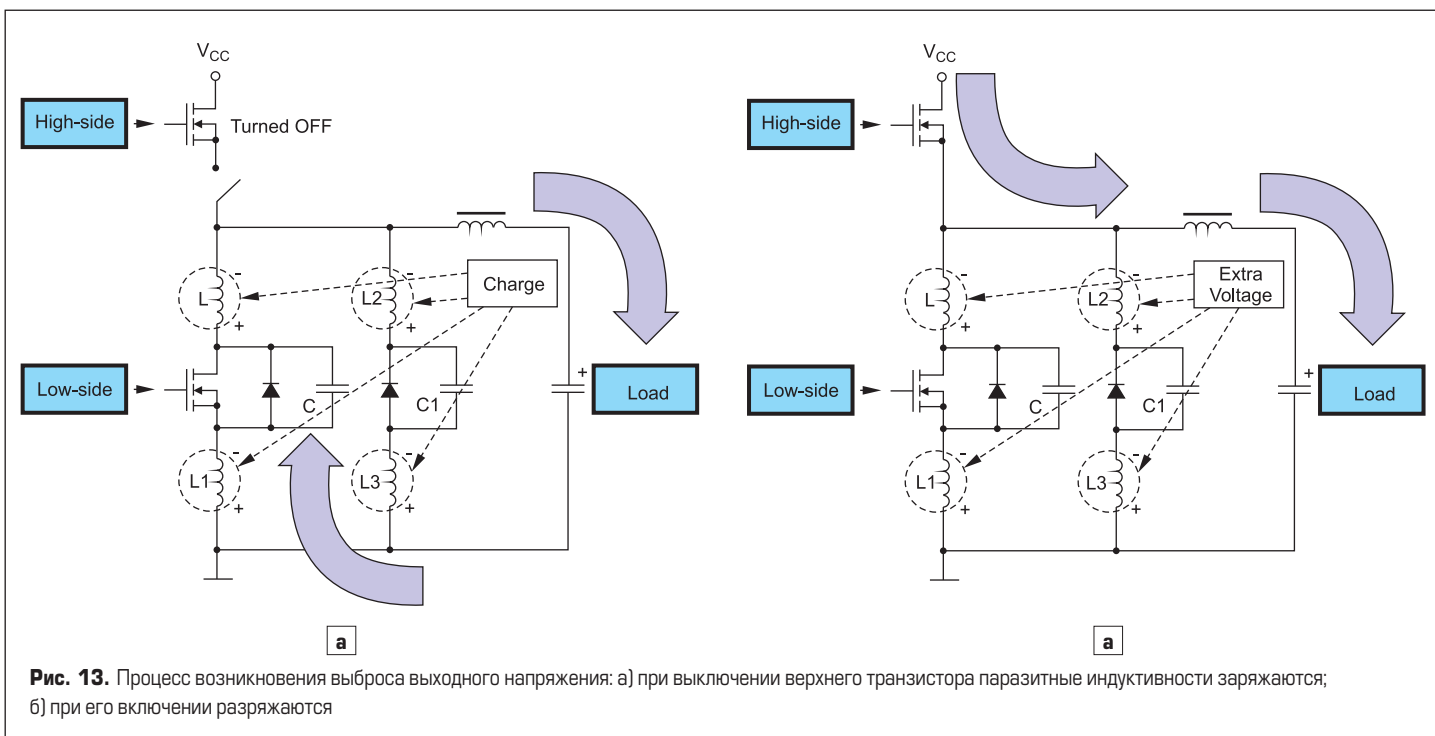


Рис. 13. Процесс возникновения выброса выходного напряжения: а) при выключении верхнего транзистора паразитные индуктивности заряжаются; б) при его включении разряжаются

ты преобразователя на тестовой плате путем сравнения скорости переключения, эффективности, уровня выброса напряжения.

**Выбор параметров MOSFET нижнего ключа**

Так как MOSFET нижнего ключа большую часть времени является открытым, то потери проводимости, определяемые величиной сопротивления  $R_{DS(ON)}$ , вносят основной вклад в рассеяние мощности. Для снижения величины сопротивления в зависимости от необходимого уровня выходного тока можно использовать один или несколько транзисторов нижнего ключа.

Для нижнего ключа потери проводимости определяются как

$$P_{COND,LS} = R_{DS(ON)}(T) \times I_D^2 \times (1-D). \quad (8)$$

Параметр  $D$  для современных конвертеров очень низкий (0,1–0,2%), и потери проводимости определяются главным образом сопротивлением. Поэтому минимизация  $R_{DS(ON)}$  является критической для оптимальной работы MOSFET нижнего ключа. Как и в случае MOSFET верхнего ключа, в качестве примера в таблице 4 приведены значения параметров двух MOSFET нижнего ключа и соответствующие им кривые эффективности на рис. 15 при использовании для обоих случаев одного и того же транзистора верхнего ключа SW11. Отметим, что транзистор SW21 соответствует критерию для транзистора верхнего ключа: низкое значение заряда затвора. Как видно на рис. 15, для малых выходных токов, когда значительный вклад дают потери на переключение и управление затвора, эффективность транзистора SW21 несколько выше благодаря низкому  $Q_G$ . Однако для средних и больших токов выше эффективность уже транзистора SW22 — благодаря низкому значению  $R_{DS(ON)}$ .

Еще одним критическим параметром, определяющим поведение MOSFET нижнего ключа, является переходная емкость Миллера  $C_{GD}$ . Выше уже упоминался выброс напряжения при включении MOSFET верхнего ключа. Для уменьшения величины выброса необходимо также снижать скорость переключения MOSFET нижнего ключа. Это можно достичь путем увеличения емкости Миллера. На рис. 16 а, б приведены характеристики сигналов на обоих транзисторах для двух разных значений  $C_{GD}$  и показано, что увеличение емкости  $C_{GD}$  с 190 до 315 пФ уменьшает уровень выброса напряжения с 30,7 до 18,8 В.

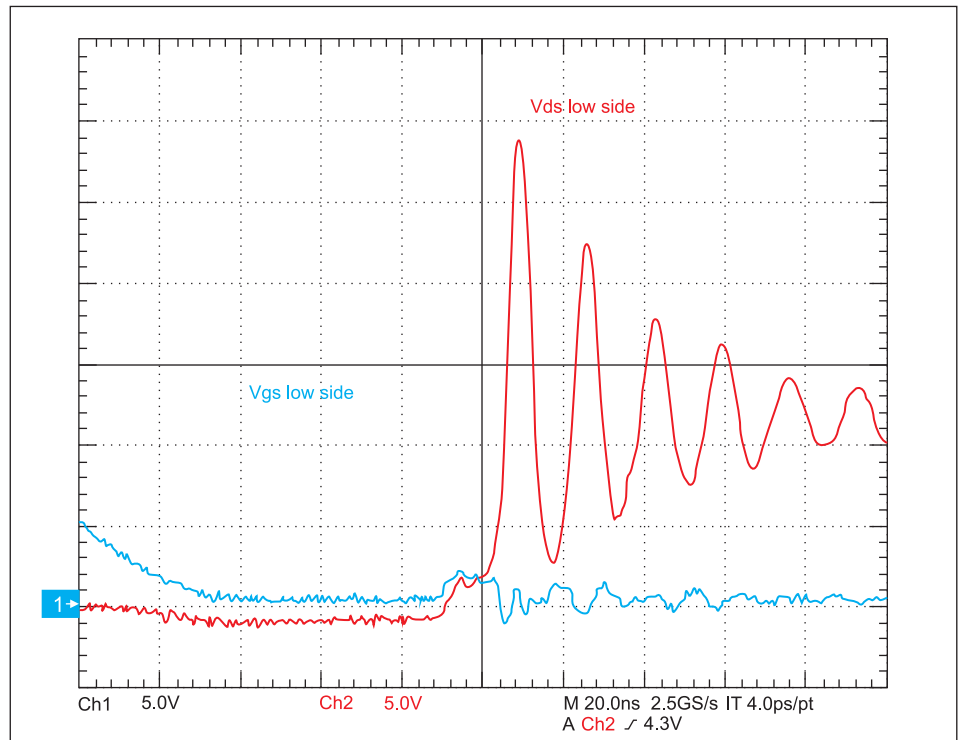
С другой стороны, слишком высокое значение  $C_{GD}$  приводит к значительному росту заряда затвора и, соответственно, росту потерь на переключение и управление. Это необхо-

димо учитывать для высокочастотных применений или когда используется несколько MOSFET нижнего ключа.

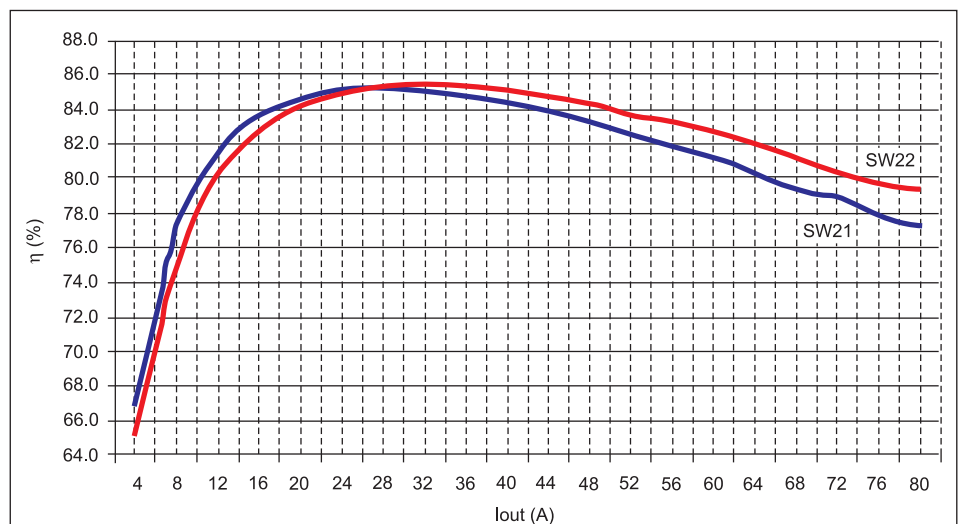
Примером выбора низковольтных транзисторов верхнего и нижнего ключей для DC/DC-преобразователей являются ST

транзисторы широко распространенной 30-В серии в корпусе DPAK — STD60N3LH5 и STD95N3LLH6 соответственно (табл. 5).

Видно, что транзистор STD60N3LH5 имеет практически минимальное  $Q_G$ , а транзистор STD95N3LLH6 — минимальное  $R_{DS(ON)}$ .



**Рис. 14.** Выброс выходного напряжения на стоке MOSFET нижнего ключа при включении MOSFET верхнего ключа



**Рис. 15.** Зависимость эффективности преобразователя с параметрами MOSFET нижнего ключа согласно таблице 4 от величины выходного тока ( $V_{out} = 1,25 В$ )

**Таблица 4.** Значения  $Q_G$  и  $R_{DS(ON)}$  MOSFET нижних ключей SW2 DC/DC-преобразователя

Транзистор	$V_{(BR)DSS}$ , В	$R_{DS(ON)}$ , мОм	$Q_{G,SW}$ , нКл
SW11	25	13	8,5
SW21	30	6	15
SW22	25	5,2	18

**Таблица 5.** Сравнительные параметры транзисторов STMicroelectronics

Типономинал	$V_{(BR)DSS}$ , В	$R_{DS(ON) MAX}$ ( $V_{GS} = 10 В$ ), В	$I_{D MAX}$ , А	$P_D MAX$ , Вт	$Q_G$ тип, нКл
STD40NF03L	30	0,011	40	55	35
STD40NF3LL		0,011	40	80	40
STD60N3LH5		0,008	48	60	8,8
STD65N3LLH5		0,0069	65	50	8
STD75N3LLH6		0,008	75	60	17
STD85N3LH5		0,065	80	70	14
STD86N3LH5		0,005	80	70	14
STD95N3LLH6		0,042	80	70	20

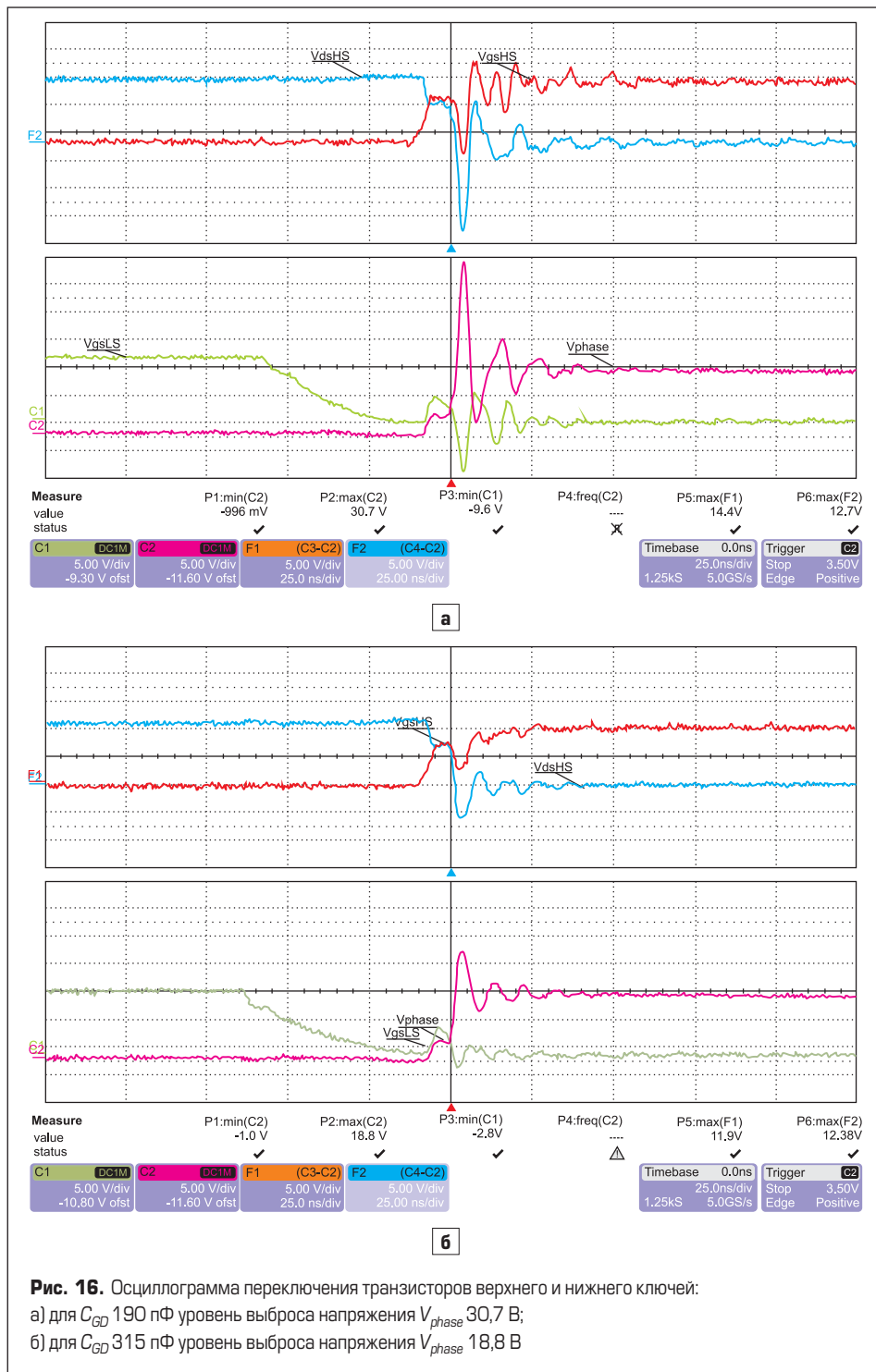
Также из спецификаций на данные транзисторы следует, что STD95N3LLH6 имеет значительную емкость Миллера 280 пФ против 32 пФ у STD60N3LH5. Следовательно, в качестве транзистора верхнего ключа целесообразно использовать MOSFET STD60N3LH5, а в качестве транзистора нижнего ключа — STD95N3LLH6.

**Заключение**

Описанные в данной статье критерии и особенности выбора как высоковольтных, так и низковольтных MOSFET компании STMicroelectronics с учетом особенностей их применения позволяют с практической точки зрения подойти к первоначальному подбору и окончательному определению необходимых оптимальных типов транзисторов. Обращено внимание на некоторые особенности выбора и применения транзисторов исходя из их режимов работы в импульсных ИП.

**Литература**

1. Захаров Ю. Новые MOSFET: нет лавинному пробую // Новости электроники. 2010. № 12.
2. <http://te.vrn.ru/projects.htm>
3. Managing the best in class MDmesh V and MDmesh II super junction technologies: driving and layout key notes. [www.st.com/web/en/resource/technical/document/application\\_note/DM00040658.pdf](http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application_note/DM00040658.pdf)
4. Рудаковский Д., Котов В., Битно Л. Распределенная система электропитания на основе AC/DC- и DC/DC-преобразователей компании «Микроника» // Компоненты и технологии. 2012. № 6.
5. Цевелюк Е., Котов В. Обзор LED-драйверов для светодиодных ламп широкого применения // Полупроводниковая светотехника. 2012. № 5.
6. R. Gulino. Guidelines for using ST's MOSFET SMD package. [www.st.com/web/en/resource/technical/document/application\\_note/CD00004438.pdf](http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application_note/CD00004438.pdf)
7. F. Fusillo, F. Scrimizzi. Power MOSFETs: best choice guide for VRM applications. [www.st.com/web/en/resource/technical/document/application\\_note/DM00068369.pdf](http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application_note/DM00068369.pdf)



**Рис. 16.** Осциллограмма переключения транзисторов верхнего и нижнего ключей:  
 а) для  $C_{GD}$  190 пФ уровень выброса напряжения  $V_{phase}$  30,7 В;  
 б) для  $C_{GD}$  315 пФ уровень выброса напряжения  $V_{phase}$  18,8 В