

# Применение

## новой серии *p*-канальных MOSFET-транзисторов компании IXYS

Абдус Саттар  
(Abdus Sattar)

Перевод: Иван Полянский

ixysrus@gmail.com

### Введение

Семейство *p*-канальных MOSFET-транзисторов компании IXYS обладает всеми основными преимуществами сопоставимых *n*-канальных MOSFET, такими как очень быстрое переключение, управление с помощью уровня напряжения затвора, простота параллельного соединения и высокая температурная стабильность. Оптимизация паразитного *p-n-p*-транзистора позволила получить приборы с отличной стабильностью к лавинному пробое [1]. По сравнению с *n*-канальными силовыми MOSFET со схожей топологией, *p*-канальные транзисторы имеют лучшую FB-SOA (область безопасной работы при прямом токе) и практически имеют иммунитет к феномену одиночного эффекта выгорания (Single Event Burnout — открытие паразитного биполярного транзистора под воздействием космического излучения: приводит к разрушению прибора) [2]. Но главным преимуществом *p*-канальных силовых MOSFET является простота управления в схемах верхнего ключа [3].

Источник питания для управления *p*-канальным транзистором в схеме верхнего ключа может быть однополярным, в то время как управление *n*-канальным MOSFET в схеме верхнего ключа требует наличия либо изолированного драйвера, либо импульсного трансформатора, который во многих случаях может работать некорректно. Более того, во многих случаях драйвер нижнего ключа может успешно управлять *p*-канальным MOSFET в верхнем включении. Такое решение часто позволяет упростить драйвер и снизить общую итоговую стоимость изделия. Главным же недостатком *p*-канальных MOSFET — более высокое сопротивление в открытом состоянии ( $R_{ds(on)}$ ) по сравнению с *n*-канальными транзисторами. Это означает, что стоимостная эффективность решения на *p*-канальных MOSFET напрямую связана с оптимизацией по параметру  $R_{ds(on)}$  [4].

Компания IXYS разработала два семейства *p*-канальных MOSFET, перекрывающих диапазон напряжений от  $-50$  до  $-600$  В и диапазон токов  $I_{D25}$  от  $-10$  до  $-170$  А. Таблица для выбора находится на сайте [www.ixyspower.com](http://www.ixyspower.com). *p*-канальные Trench MOSFET в диапазоне от  $-50$  до  $-150$  В предлагают очень низкое сопротивление канала в открытом состоянии, низкий заряд затвора, быстрое переключение и быстрый встроенный диод. Планарные *p*-канальные MOSFET семейства Polar имеют превосходные динамические и статические характеристики в области напряжений от  $-100$  до  $-600$  В. Оба семейства доступны в лучших в отрасли изолированных корпусах семейства ISOPLUS.

### Схемотехника драйверов управления в схеме верхнего ключа

В этом разделе рассмотрены различные техники управления полумостовыми схемами. Управление *p*-канальным MOSFET — более простое и менее затратное, если сравнивать его с *n*-канальным MOSFET в схеме верхнего ключа [5].

На рис. 2 приведен пример схемы с *p*-канальным MOSFET в верхнем ключе. Эта схема управления более проста и экономически более эффективна, если сравнивать ее со схемами на рис. 5 и 7 для *n*-канальных MOSFET. В этой схеме Dz, Rz и Ch добавлены к стандартной схеме на *n*-канальном MOSFET-транзисторе. Конденсатор Ch, который «удерживает» постоянное напряжение между верхней и нижней схемами управления, должен быть существенно больше, чем входная емкость *p*-канального MOSFET. Dz удерживает напряжение между затвором и истоком в диапазоне от минуса напряжения на диоде Зенера до 0.

Цепочка Ch и Rz определяет скорость изменения постоянного напряжения на Ch. Если эта емкость

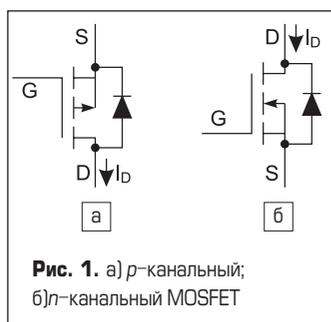


Рис. 1. а) *p*-канальный; б) *n*-канальный MOSFET

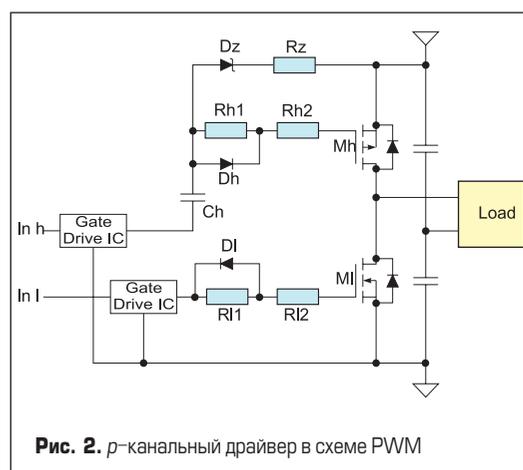


Рис. 2. *p*-канальный драйвер в схеме PWM

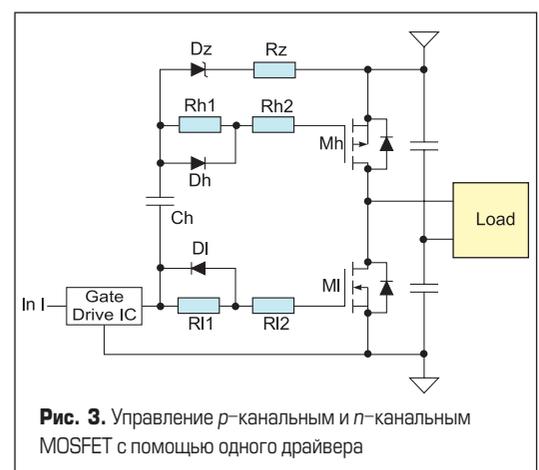


Рис. 3. Управление *p*-канальным и *n*-канальным MOSFET с помощью одного драйвера

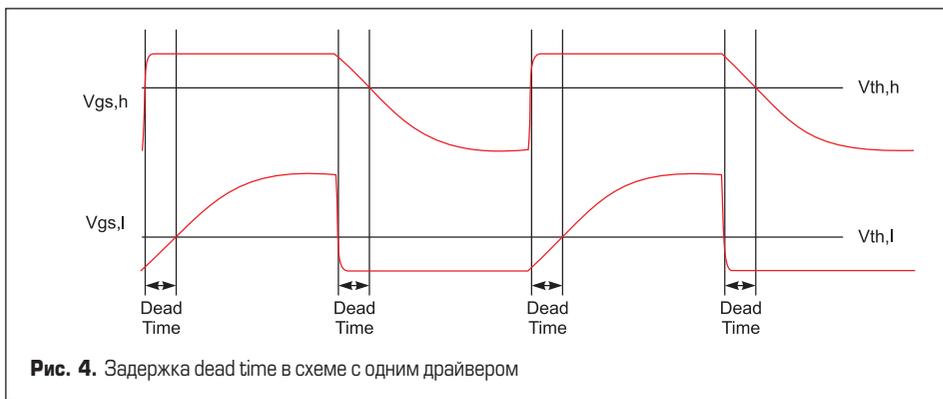


Рис. 4. Задержка dead time в схеме с одним драйвером

слишком мала, ток в цепи будет слишком высок, и он может повредить схему драйвера управления или  $D_z$ . Если емкость  $C_h$  будет слишком велика,  $p$ -канальный MOSFET будет включаться слишком медленно. Это будет происходить из-за медленного нарастания фронта на затворе транзистора и может привести к его повреждению.  $R_{h2}$  и  $R_{l2}$  регулируют скорость закрывания MOSFET.  $(R_{h1}+R_{h2})$  и  $(R_{l1}+R_{l2})$  определяют скорость включения транзистора. В большинстве применений требуется более низкая скорость открытия и более высокая скорость закрытия транзистора [4].

Во многих случаях  $p$ -канальный и  $n$ -канальный MOSFET могут управляться одной микросхемой драйвера, как показано на рис. 3. Это наиболее экономичное решение и самый простой способ управления полумостовой схе-

мой. Для исключения сквозных токов введена задержка dead time между включениями транзисторов, определяемая различием в скорости включения и выключения. Если эта задержка слишком мала, есть шанс высокого выделения тепла и повреждения транзисторов. Если задержка слишком велика, выходное напряжение мостовой схемы может упасть ниже допустимого уровня. В данной схеме в начале включения каждого из транзисторов напряжение на затворе недостаточно для полного включения MOSFET, и это приводит к дополнительным потерям мощности. Таким образом, данная схема не приспособлена для работы в режиме жестких переключений. Но для некоторых приложений с переключением на нулевом уровне напряжения (Zero Voltage Switching), когда MOSFET-транзистор

включается в тот момент, когда другой MOSFET работает в режиме диода, данная схема может быть экономически эффективна [4].

На рис. 5 показан пример управления  $n$ -канальным MOSFET с помощью импульсного трансформатора. Амплитуда управляющего импульса в этой схеме не чувствительна к изменению скважности импульсов, в отличие типовой схемы с импульсным трансформатором. Теоретически, скважность может быть любой. Но в реальной продукции наличие паразитных связей вносит ограничения на величину скважности. В момент подачи запирающего фронта импульса на затвор транзистора  $Q_h$  разряжает емкость затвора.  $R_b$  является базовым сопротивлением для  $Q_h$ . Малая емкость  $C_b$  используется для ускорения переключения  $Q_h$ .  $(R_{h1}+R_{h2})$  есть сопротивление затвора при включении, а  $R_{h2}$  является сопротивлением затвора при выключении.  $D_z$  поддерживает напряжение между затвором и истоком в диапазоне от 0 до номинального напряжения диода Зенера.

На рис. 6 представлен изолированный драйвер управления, который управляет и  $n$ -канальным, и  $p$ -канальным транзисторами при наличии одного импульсного трансформатора.  $n$ -канальный MOSFET использован в качестве верхнего ключа, в то время как  $p$ -канальный транзистор — нижнего ключа. Транзисторы применяются в схеме с общим истоком. Эта схема обеспечивает постоянное

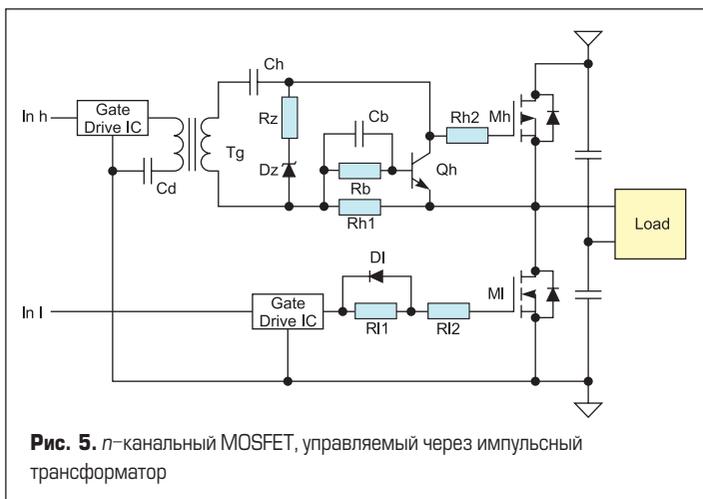


Рис. 5.  $n$ -канальный MOSFET, управляемый через импульсный трансформатор

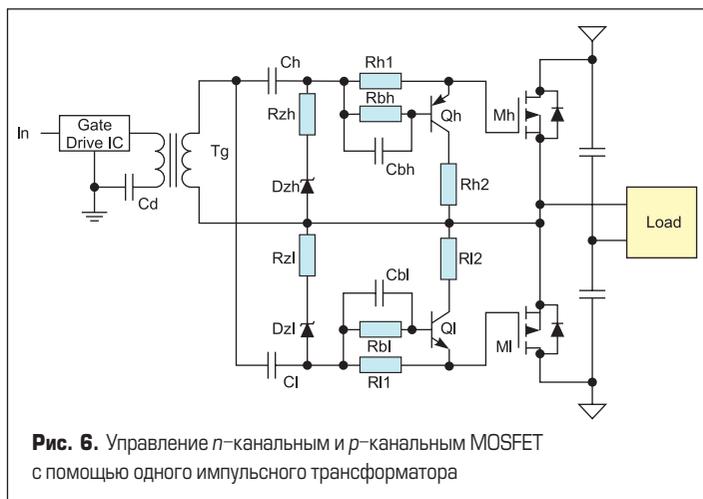


Рис. 6. Управление  $n$ -канальным и  $p$ -канальным MOSFET с помощью одного импульсного трансформатора

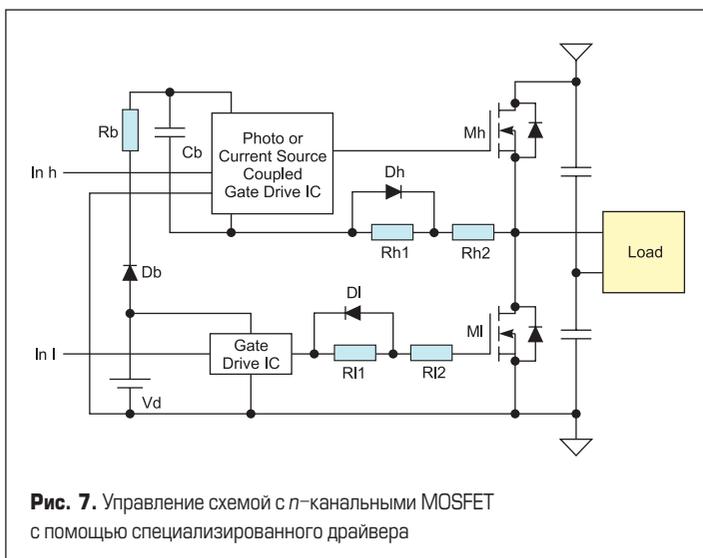


Рис. 7. Управление схемой с  $n$ -канальными MOSFET с помощью специализированного драйвера

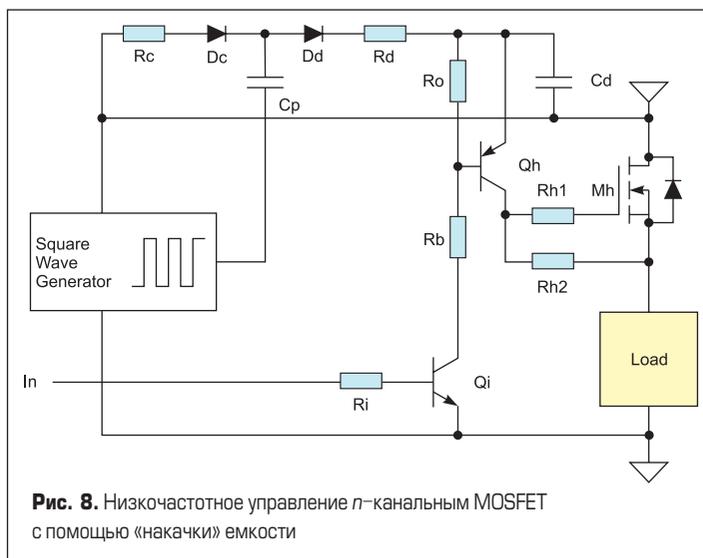


Рис. 8. Низкочастотное управление  $n$ -канальным MOSFET с помощью «накачки» емкости

время задержки dead time, определяемое разницей времени между зарядом и разрядом входной емкости.

Поскольку импульсный трансформатор объемный и не обладает высокой надежностью, во многих схемах используются дорогостоящие изолированные драйверы с оптоизолирующей или с развязкой по току. Простейший метод обеспечения питания такой схемы — применение техники bootstrap, показанной на рис. 7. Пока транзистор M1 находится во включенном состоянии и напряжение на истоке M2 близко к 0, конденсатор Cb заряжается через диод Db и резистор Rb. В случае если напряжение «земли» верхнего драйвера опустится ниже референсного значения, схема драйвера может стать причиной отказа. Чтобы уменьшить такую возможность, добавляют резистор в цепь стока транзистора Mh.

Данный метод используется преимущественно в автомобильных применениях, где вся нагрузка обычно подключается между ключом и общей «землей» на корпусе. Все ключи в автомобильных применениях располагаются в области положительного потенциала схемы. Для управления *n*-канальным MOSFET на очень низкой частоте импульсные трансформаторы или технику bootstrap применять невозможно. На рис. 8 показана схема, генерирующая напряжение на затворе выше входного напряжения цепи постоянного тока. Когда генератор прямоугольных импульсов устанавливает на выходе нулевое значение напряжения, диод Dc заряжает емкость накачки Cp. Когда выход генератора прямоугольных импульсов устанавливает положительное напряжение на уровне напряжения питания, диод Dd разряжает емкость Cp. Заряд передается на емкость Cd, которая является источником питания для схемы драйвера верхнего ключа.

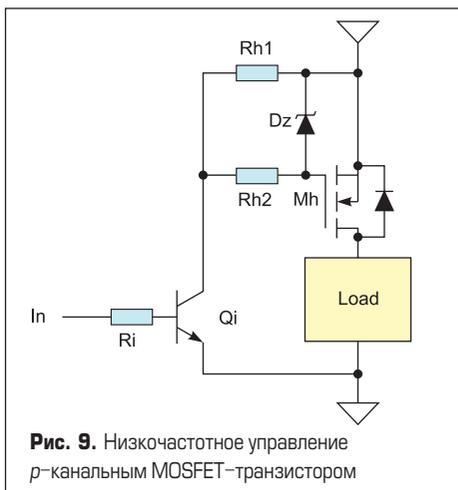


Рис. 9. Низкочастотное управление *p*-канальным MOSFET-транзистором

Как видно на рис. 9, *p*-канальные MOSFET требуют гораздо более простой схемы управления, нежели схема на рис. 8. В общем случае более простая схема является более надежной. Хотя *p*-канальные MOSFET имеют более высокое сопротивление канала в открытом состоянии и, как следствие, более высокую удельную стоимость, эта схема управления во многих случаях делает применение *p*-канальных MOSFET более экономически выгодным [4].

### Выбор *p*-канальных и *n*-канальных MOSFET

Невозможно создать *p*-канальный силовой MOSFET, который имел бы такие же электрические характеристики, как и *n*-канальный MOSFET. Поскольку подвижность носителей заряда в *n*-канальном силовом MOSFET в 2,5–3 раза выше, то для обеспечения одного и того же сопротивления в открытом состоянии  $R_{ds(on)}$ , размер кристалла *p*-канального MOSFET должен быть в 2,5–3 раза больше, по сравнению с *n*-канальным транзистором. Вследствие большей площади кристалла *p*-канальные MOSFET-транзисторы имеют меньшее тепловое сопротивление и более высокие значения допустимого тока. Но их динамические характеристики (емкость, заряд затвора и др.) зависят от размера кристалла.

На низких частотах переключений, при которых доминируют потери проводимости, *p*-канальный MOSFET должен иметь тот же уровень номинального тока  $I_{D25}$ , что и *n*-канальный транзистор. Если два транзистора имеют одинаковый номинальный ток  $I_{D25}$ , нагрев их кристаллов будет практически одинаков при одинаковой температуре корпуса и одинаковом токе. В этом случае оптимальный размер кристалла *p*-канального MOSFET составит уже 1,5–1,8 от размера кристалла *n*-канального транзистора.

На высоких частотах переключения, где доминируют динамические потери, *p*-канальный MOSFET должен иметь ту же величину заряда затвора, что и *n*-канальный транзистор. Если два транзистора имеют одинаковый заряд затвора и управляются одинаково, их динамические потери близки. В этом случае *p*-канальный MOSFET имеет тот же размер кристалла, что и *n*-канальный, но его номинальный ток  $I_{D25}$  может быть меньше, чем у *n*-канального.

Для работы в линейном режиме необходимо соответствие *p*-канального и *n*-канального транзистора по FBSOA (области безопасной работы) в реальном режиме. Это часто означает соответствие по номинальной рассеиваемой мощности  $P_{D25}$ , но, кроме того, нужно обращать внимание на физическую способность транзистора работать в линейном режиме.

В реальных приложениях необходимо тщательно выбирать *p*-канальный MOSFET-транзистор по номинальному току  $I_{D25}$  или заряду затвора Qg. Приложений, в которых требуется одинаковое сопротивление в открытом состоянии  $R_{ds(on)}$ , не так много.

### Примеры применения

Может быть, аудиоусилители являются наиболее популярной областью применения *p*-канальных MOSFET-транзисторов. На рис. 10а *n*-канальный MOSFET применен в качестве верхнего ключа (HS), а *p*-канальный — в качестве нижнего (LS). Выход аудиоусилителя как бы является в данном случае схемой истокового повторителя. Если коэффициент усиления по напряжению данной схемы равен 1, схема устойчива. На рис. 10б использо-

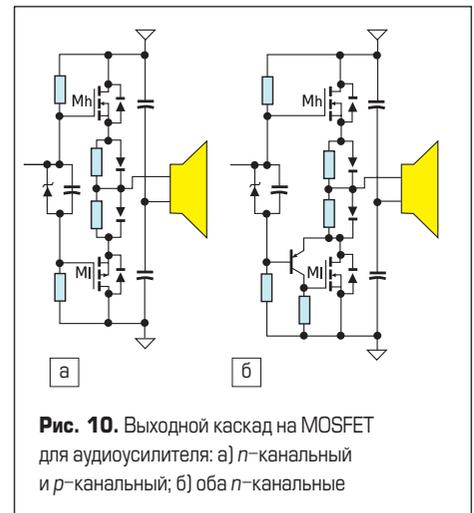


Рис. 10. Выходной каскад на MOSFET для аудиоусилителя: а) *n*-канальный и *p*-канальный; б) оба *n*-канальные

ван транзистор Дарлингтона в комбинации *p*-*n*-*p* и *n*-канального транзисторов, вместо *p*-канального MOSFET. MOSFET включен по схеме с общим истоком, которая имеет большой коэффициент усиления по напряжению и обратную связь, контролируруемую *p*-*n*-*p*-транзистором. То есть эта схема может быть неустойчива. После компенсации частотный диапазон этой схемы не может быть достаточен для передачи аудиосигнала высокого качества.

### Аудиоусилитель класса AB

На рис. 11 показана схема аудиоусилителя класса AB, который имеет комплементарный выход на MOSFET-транзисторах, дифференциальный вход и схему смещения выходного каскада. Данная схема предлагает улучшенные характеристики по сравнению с эквивалентной схемой на биполярных транзисторах, а также позволяет существенно упростить схему управления.

Входная цепь имеет дифференциальный компаратор на *p*-*n*-*p*-транзисторах, который получает сигнал через цепочку R1C1 и негативную обратную связь от выходного каскада на базу транзистора Q2 через резистор R6. Компаратор управляет транзистором Q4, который, в свою очередь, управляет выходным каскадом. Компоненты R6 и R5 определяют усиление в цепи обратной связи как  $\beta = R5/(R5+R6)$ . R2 определяет ток смещения во входном каскаде, обычно порядка 2 мА. Элементы R4 и C3 создают фильтр, который обеспечивает дополнительное подавление выбросов в цепи питания.

Источник постоянного напряжения, выполненный на R7, R8, R9 и Q3, обеспечивает напряжение смещения  $V_b$  между затворами транзисторов Q5 и Q6. Конденсатор C5 удерживает заданную величину напряжения. Если напряжение база-эмиттер  $V_{be}$  на транзисторе Q3 составляет порядка 0,6 В,  $R9 \approx 10$  КОм,  $R7 \approx 100$  КОм, напряжение смещения  $V_b$  будет  $V_b \approx 10 \times V_{be} \approx 6$  В. Назначение этого напряжения — сместить напряжение на затворах Q5 и Q6, чтобы слегка приоткрыть их и обеспечить протекание тока покоя в выходном каскаде. Ток покоя снижает задержку при переходе напряжения в выходном каскаде через 0. Конденсаторы небольшой емкости C2 и C4 обеспечивают стабильность всей схемы.

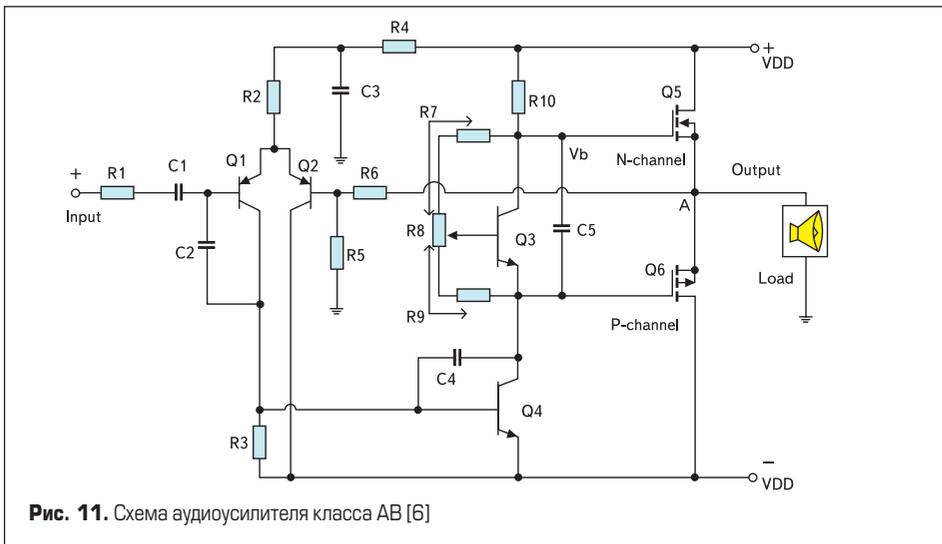


Рис. 11. Схема аудиоусилителя класса АВ [6]

Выходной каскад объединяет *n*- и *p*-канальные силовые MOSFET (Q5 и Q6), соединенные последовательно между терминалами положительного (+ $V_{dd}$ ) и отрицательного напряжения ( $-V_{dd}$ ). Стоки Q5 и Q6 соединены с выходными клеммами, к которым подключается нагрузка (громкоговоритель). Выходной каскад является, по сути, стоковым повторителем с коэффициентом усиления, очень близким к 1 (но чуть меньше 1), и выполняет функцию идеального источника напряжения. Его выходное напряжение практически нечувствительно к выходному току [6].

Оба транзистора MOSFET в схеме класса АВ требуют наличия области безопасной работы FBSOA, поскольку работают в линейном режиме. Рассеиваемая мощность будет высока по той же причине.

Линейные регуляторы напряжения широко используются для обеспечения питания электронных устройств. Они имеют множество модификаций для различных приложений. Один из примеров применения показан на рис. 12. Резистивный делитель на R3 и R4 отслеживает изменение выходного напряжения и создает обратную связь по напряжению на положительный вход операционного усилителя U1. Инверсный вход операционного усилителя получает величину опорного напряжения с диода Зенера ZD1. Операционный усилитель обеспечивает напряжение управления на затворе *p*-канального MOSFET-транзистора Q1. Поскольку падение напряжения на MOSFET

близко к 0, эта схема имеет широкий диапазон выходных напряжений.

Рассеиваемая мощность на транзисторе Q1 высока, поскольку она является функцией от разницы между входным и выходным напряжением и выходного тока. *p*-канальный MOSFET-транзистор работает в линейном режиме и требует расширенной области безопасной работы FBSOA, которая присутствует в обоих семействах *p*-канальных MOSFET компании IXYS.

На рис. 13 показана схема зарядки и разрядки ячейки на литий-ионных (Li+) аккумуляторах. Один MOSFET используется для зарядки аккумулятора, а другой — для ее разрядки. Когда оба транзистора выключены, ячейка изолирована от окружающей среды и батарея защищена. В начале цикла зарядки может протекать постоянный ток, и MOSFET будет работать в линейном режиме. Когда батарея достигнет определенного уровня напряжения, ток заряда должен быть снижен для достижения заданного уровня напряжения, и схема заряда должна начать работать при постоянном напряжении [7].

На рис. 14 представлена типовая мостовая схема преобразователя с применением *p*-канальных MOSFET в верхнем ключе. Каждая фаза содержит один *p*-канальный и один *n*-канальный MOSFET. В режиме верхнего ключа *p*-канальный MOSFET может быть включен напряжением меньшего уровня, чем напряжение питающей шины верхнего ключа, поскольку он требует отрицательного напряжения затвор/исток  $V_{gs}$ . Важно, чтобы амплитуда

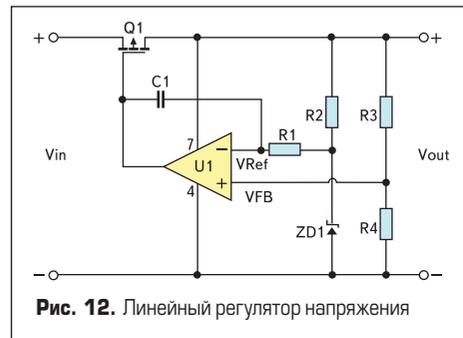


Рис. 12. Линейный регулятор напряжения

да этого напряжения была больше напряжения открытия транзистора  $V_{gs(th)}$ . Это исключает необходимость внешних цепей bootstrap или накачки емкости, что упрощает требования к DC/DC-конвертору [5].

Обе схемы зарядки аккумуляторной батареи и мостового преобразователя на рис. 13 и 14 являются примерами приложений, требующих низкого  $R_{ds(on)}$  и хороших переключательных характеристик, таких как низкий заряд затвора и низкая входная и выходная емкости.

Литература

1. Erickson R. W., Maksimovic D. Fundamental of Power Electronics. University of Colorado, Boulder, Colorado, Second Edition, 2001.
2. Dodge J. Reduced Circuit Zapping from Cosmic Radiation. Applications Engineering Manager, Power Products Group, Microsemi, September, 2007.
3. How *p*-Channel MOSFETs Can Simplify Your Circuit. AN-940, International Rectifier, [http://www.eetasia.com/ARTICLES/2000MAY/2000MAY04\\_ICD\\_WLP\\_AN.PDF?SOURCES=DOWNLOAD](http://www.eetasia.com/ARTICLES/2000MAY/2000MAY04_ICD_WLP_AN.PDF?SOURCES=DOWNLOAD)
4. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P. Power Electronics Converters, John Wiley & Sons, Second Edition.
5. *p*-Channel MOSFETs, the Best Choice for High-Side Switching. AN804, Vishay Siliconix, March 10, 1997. Linear Power Amplifier using Complementary HEXFETs. AN-948, International Rectifier, <http://home.eunet.cz/rysanek/pdf/irf-fet-amp.pdf>
6. A Discrete Approach to Battery Charging for Cellular Phones. AN817, Vishay, January, 2001. <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/83706/VISAY/AN817.html>
7. Sattar A., Tsukanov V. Linear Power MOSFETs Basics and Applications. IXAN0068. IXYS Corporation, [www.ixyspower.com](http://www.ixyspower.com)

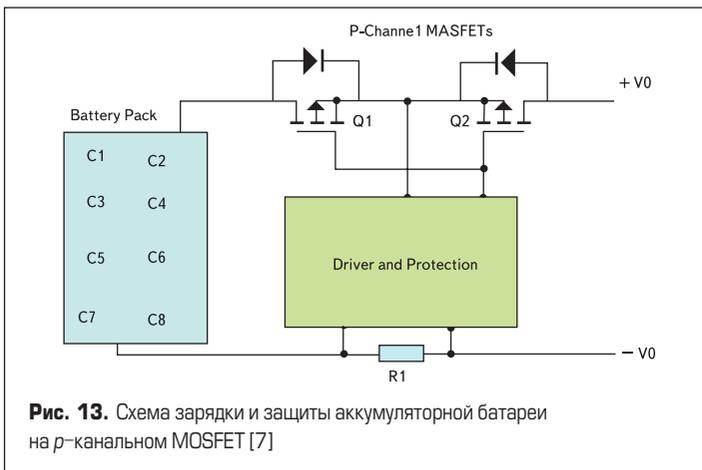


Рис. 13. Схема зарядки и защиты аккумуляторной батареи на *p*-канальном MOSFET [7]

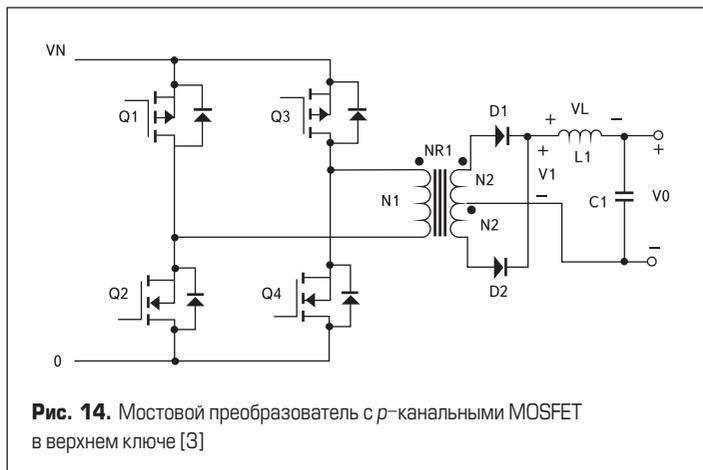


Рис. 14. Мостовой преобразователь с *p*-канальными MOSFET в верхнем ключе [3]