

Давиде Джакомини, Луиджи Чине (International Rectifier)

## ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЙ ПОДХОД К ПОСТРОЕНИЮ ВХОДНЫХ ДИОДНЫХ МОСТОВ

Сетевой блок питания любого электронного оборудования снабжен одним или несколькими **входными диодными мостами**, предназначенными для преобразования синусоидального сигнала переменного напряжения частотой 50...60 Гц в выпрямленный сигнал постоянного напряжения. Этот сигнал понижается перед подачей в электронные устройства или подается непосредственно на инвертор электродвигателя. В статье представлен инновационный подход компании **International Rectifier** к реализации входного моста с использованием самозапускаемой технологии **синхронного выпрямления** на базе микросхем **IR1166** и **IR1167**. Эта технология позволяет реализовать простое устройство с четырьмя контактами, являющееся прямой высокоэффективной заменой существующих стандартных входных выпрямителей.

С появлением устройств электронного управления в повседневной жизни используются все меньше приборов, напрямую подключенных к сетям питания переменного напряжения. Как правило, переменное напряжение преобразуется в постоянное, а последнее используется для питания электронных приборов или электродвигателей с преобразователями, которые приходят на смену старомодным индукционным электродвигателям переменного напряжения. Кроме того, в тех случаях, когда это возможно, используется активная, а не пассивная компенсация коэффициента мощности (конденсаторная батарея). Это означает, что входной диодный мост устанавливается всегда, независимо от того, используется в системе каскад PFC или нет. Распространенная схема реализации этого принципа показана на рис. 1. Такая схема обладает малой эффективностью, поскольку, независимо от номинала тока, два связанных диода всегда находятся в состоянии пропуска тока, вызывающем постоянное выпадение сигнала и последующую потерю мощности в зависимости от величины тока.

Во многих случаях, когда мощность, подаваемая на выход, не очень высока, а мощность, рассеиваемая на четырех диодах, низка, эта конфигурация может оставаться хорошим экономичным решением.

### Синхронное выпрямление

Известно, что в состав МОП-структуры входит паразитный диод, включенный параллельно полевому транзистору, поэтому полный мост можно получить при помощи четырех полевых транзисторов, как показано на рис. 2.

Напряжение на контактах стандартного диода составляет 0,6...1 В, в зависимости от тока, протекающего через него, и технологии, с использованием которой диод изготовлен, и это является основной причиной потери мощности в мосте. Худший вариант возможен в случае использования только корпусного диода полевого транзистора, но если запуск этого транзистора

осуществляется при помощи технологии синхронного выпрямления, корпусный диод пропускает только очень короткую часть сигнала, в зависимости от времени запаздывания управляемых полевых транзисторов, а основная часть синусоидального входного тока проходит через полевые транзисторы. Проведем простой эксперимент: рассмотрим двухволновый (полный) выпрямительный мост и предположим, что напряжение на контактах диода в режиме проводимости равно 0,6 В, сравним его с активным мостом, включающим четыре полевых транзистора с сопротивлением  $R_{DS(on)}$  (при температуре 100°C) = 10 МОм. Средний выходной ток системы равен 5 А.

В таблице 1 приведено сравнение полных КПД двух решений.

### Практическая реализация и описание цепи

В данном случае понятно, что использование мощных полевых транзисторов в конфигурации активного моста с управлением синхронным выпрямлением — это способ повышения эффективности и снижения необходимости применения или полного отказа от применения дорогой и массивной системы теплоотвода. Использование интегральных схем (ИС) синхронного выпрямления International Rectifier **IR1166** и **IR1167** [1] делает реализацию крайне простой. Полная схема активного моста показана на рис. 3. Включение-выключение каждого полевого транзистора управляется соответствующими ИС, отслеживающими напряжение между соответствующим стоком и истоком. Если напряжение отрицательное, корпусный диод открыт, а полевой транзистор включен; когда напряжение  $V_{ds}$  поднимается до 0 В, ИС отключает транзистор.

Чтобы предотвратить возникновение короткого замыкания между высоким и низким плечом полевого транзистора на одном и том же контакте, порог выключения должен быть отрицательным и близким к 0 В. Недостаток состоит в том, что в конце переключения ток снова пойдет через корпусный диод,

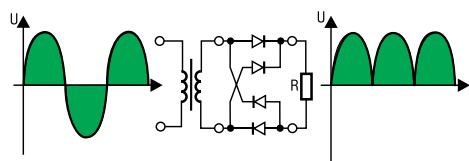


Рис. 1. Входной переменный ток и выпрямленный выходной сигнал

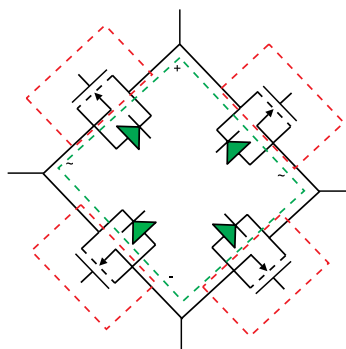


Рис. 2. Мост на полевых транзисторах

но в течение очень короткого времени. С помощью внутренней прецизионной цепи осуществляется постоянное измерение напряжения  $V_{ds}$ , необходимое для выполнения этой задачи. Следует отметить, что ИС должна выдерживать очень высокое напряжение на тех же контактах, если полевой транзистор выключен, поскольку другой транзистор, соединенный с этим же контактом, включен. Технической проблемой является установка компаратора, способного обнаруживать напряжения, равные нескольким милливольтам в одном полупериоде, а затем выдерживать напряжение в несколько сотен вольт на тех же измерительных контактах в следующем полупериоде синусоиды. Этого можно добиться с помощью технологии **IR Gen 5 HVIC**, интегрирующей точные и быстрые компоненты низкого напряжения с устройствами высокого напряжения и изолирующими барьерами [2].

**Принцип работы**

В начале синусоидального цикла начинается протекание тока через корпусный диод, создающий отрицательное напряжение  $V_{ds}$  на контактах полевого транзистора, в этот момент ИС включает полевой транзистор, напряжение отпущения на контактах компонента падает до значительно более низкого значения, повышая эффективность системы и снижая потери мощности.

Как только полевой транзистор включается, его необходимо удерживать в таком состоянии до приближения выпрямленного тока как можно ближе к нулевому значению, поэтому можно использовать компаратор нулевого уровня, чтобы определить момент, когда напряжение между стоком и истоком достигнет 0 В. С этой целью порог выключения ИС должен быть отрицательным и близким к нулю, чтобы избежать относительной поперечной проводимости и уменьшить интервал проводимости корпусного диода в конце полупериода. IR1167 — это ИС синхронного выпрямления, время ее внутреннего выключения составляет от наносекунд до микросекунд, однако во время работы на частоте сети питания необходимо поддерживать как можно более пологий фронт гасящего импульса, чтобы избежать ложного срабатывания измерительной цепи ИС. Фактически из-за низкой рабочей частоты и медленного (синусоидального) увеличения тока часто появляется вероятность того, что после первого включения напряжение отпущения полевого транзистора почти мгновенно упадет ниже порога выключения, и ИС начнет включаться и выключаться. Этот процесс выражается затухающими прямоугольными импульсами напряжения затвора полевого транзистора, пока ток не достигнет уровня, необходимого для

Таблица 1. Сравнение потерь мощности между стандартным и активным входным мостом

Расчет	Расчетная потеря мощности, Вт	Прим.
Диод	$2 \times V_F \times I_{AVG} - RECT$	6
МОП-транзисторы	$2 \times R_{Dson} \times I^2_{in - rms}$	0,6

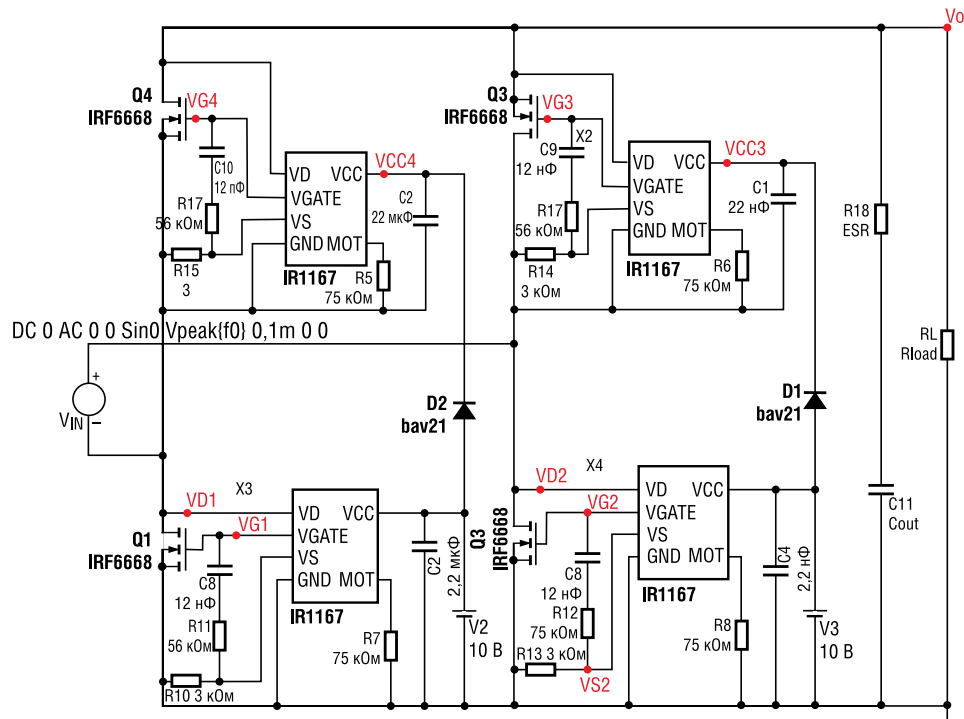


Рис. 3. Практическая реализация активного моста при помощи 4 дискретных ИС IR1167

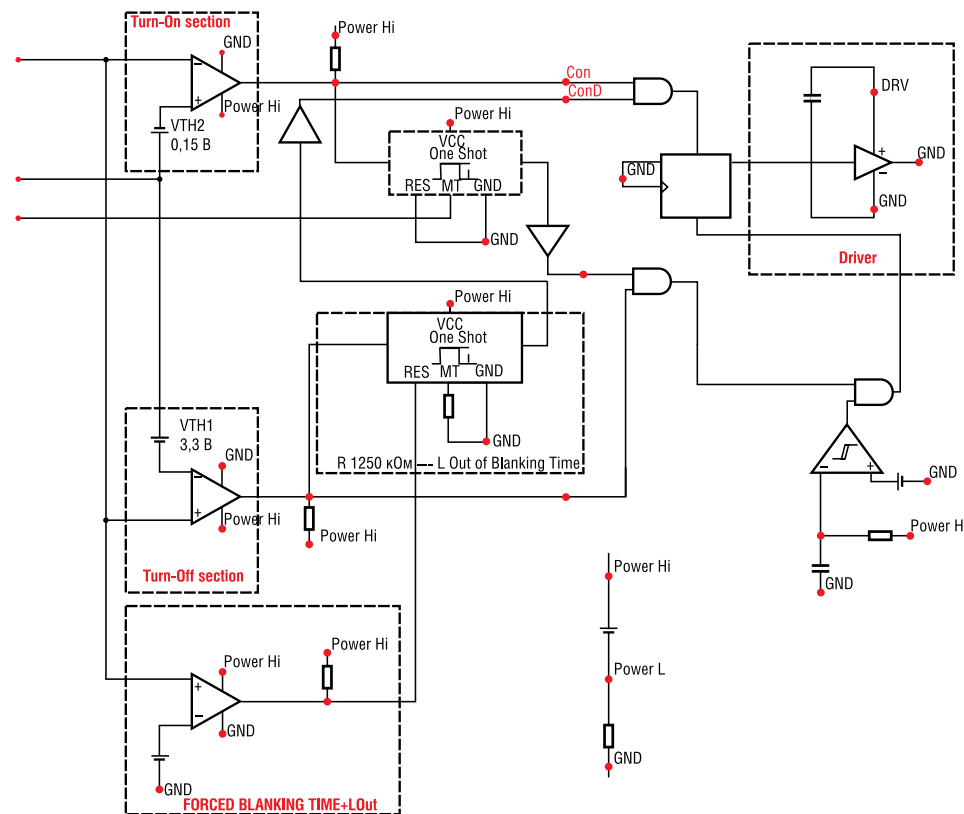


Рис. 4. Электрическая модель IR1167

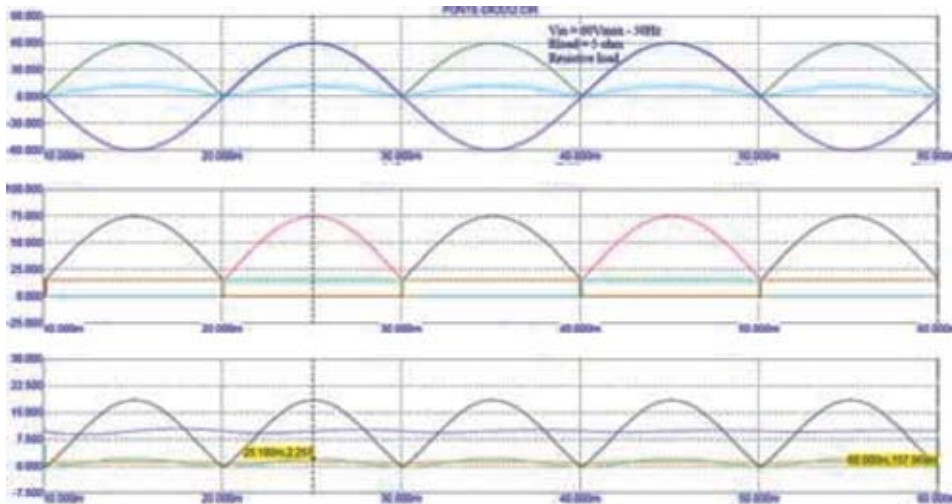


Рис. 5.  $R_{load} = 5 \text{ Ом}$ ,  $C_{out} = 0$   
Верхний:  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  и  $V_o$ , Средний:  $V_{g1}$ ,  $V_{g2}$ ,  $V_{g3}$  и  $V_{g4}$ , Нижний:  $V_o-V_o$  (диоды Шоттки),  $P_{diss}$  (активный мост),  $P_{diss}$  (диоды Шоттки),  $P_{diss}$  (активный мост) -  $P_{diss}$  (диоды Шоттки)

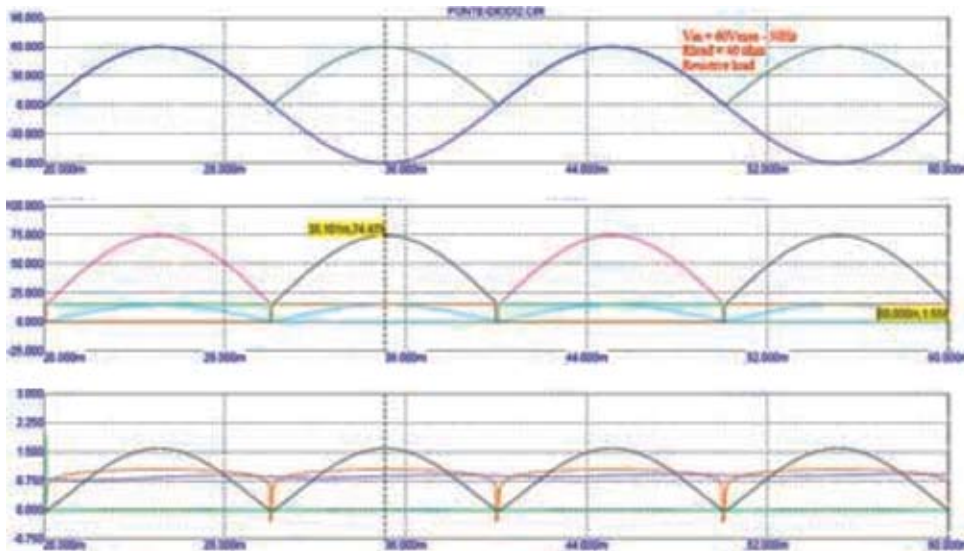


Рис. 6.  $R_{load} = 40 \text{ Ом}$ ,  $C_{out} = 0$   
Верхний:  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  и  $V_o$ , Средний:  $V_{g1}$ ,  $V_{g2}$ ,  $V_{g3}$  и  $V_{g4}$ , Нижний:  $V_o-V_o$  (диоды Шоттки),  $P_{diss}$  (активный мост),  $P_{diss}$  (диоды Шоттки),  $P_{diss}$  (активный мост) -  $P_{diss}$  (диоды Шоттки)

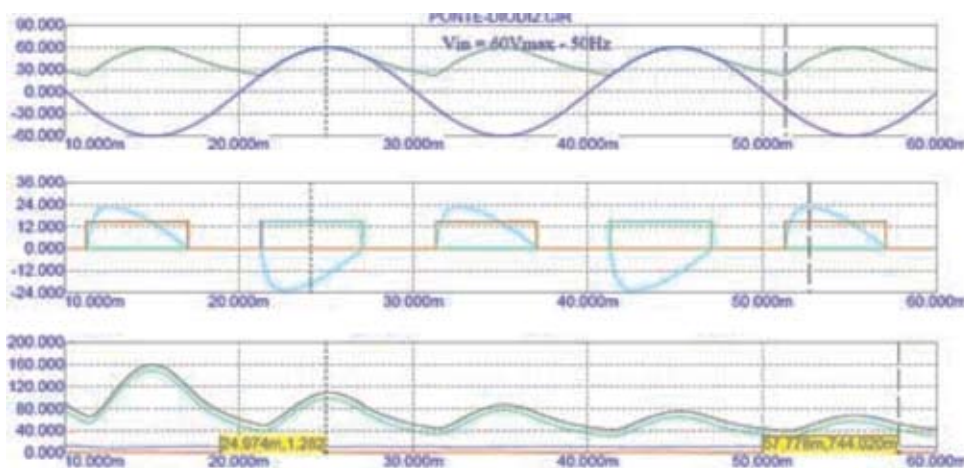


Рис. 7.  $R_{load} = 5 \text{ Ом}$ ,  $C_{out} = 1000$   
Верхний:  $V_{in}$ ,  $V_{out}$  и  $V_o$ , Средний:  $V_{g1}$ ,  $V_{g2}$ ,  $V_{g3}$  и  $V_{g4}$ , Нижний:  $V_o-V_o$  (диоды Шоттки),  $P_{diss}$  (активный мост),  $P_{diss}$  (диоды Шоттки),  $P_{diss}$  (активный мост) -  $P_{diss}$  (диоды Шоттки)

формирования напряжения отпущения полевого транзистора во включенном состоянии. Подобный дребезг можно наблюдать в конце полусинусоиды с тем же небольшим уклоном сигнала тока в момент выключения полевого транзистора. Такое функционирование особенно явно заметно при использовании резистивных нагрузок и синусоидального токового сигнала, тогда как в случае с емкостной нагрузкой ситуация иная, поскольку кривая токового сигнала при включении и выключении полевых транзисторов более крутая, и необходим более короткий сигнал выключения. В обычном режиме работы каждый полупериод токового сигнала переключает в состояние проводимости два полевых транзистора в течение интервала, равного половине частоты сети питания (8,3 или 10 мс), дребезг при включении или выключении не возникает. Чтобы увеличить длительность внутреннего сигнала выключения схемы IR1167, мы включили в измерительный контур резистивно-емкостную цепь (RC-цепь), которая будет описана в следующем разделе.

#### Ограниченное питание и цепи регулировки выключения

Как известно, в каждый полупериод частоты сети питания работают только два полевых транзистора, тогда как другие остаются выключенными, а соответствующие им диоды с объемной проводимостью обладают обратным смещением. Очевидно, что когда транзисторы Q2 и Q4 включены, Q1 и Q3 выключены, а ограничивающий диод D1 допускает накопление заряда ограничивающими конденсаторами C1, питающими устройство высокого плеча IC3; с другой стороны, когда транзисторы Q1 и Q3 включены, диод D2 допускает накопление заряда ограничивающим конденсатором C2, питающим IC4. RC-цепь, установленная между контактами Vgate и Vs каждой ИС, обеспечивает более продолжительный сигнал выключения, необходимый в настоящей схеме. Это просто производная цепь, которая при помощи напряжения переключения затвора, прикладываемого к контактам транзистора, добавляет временный токовый импульс через последовательный резистор, установленный между истоком транзистора и контактами Vs ИС. Результат – искусственное повышение или понижение пороговых значений на определенное время и, таким образом, продление времени выключения, которое можно уменьшить простым изменением значений трех компонентов RC-цепи. Рассмотрим одну из четырех секций, X3, показанную на рис. 3. Во время включения напряжение затвора линейно возрастает, фронт сигнала, разделенный на отрезки, появляется на сопротивлении R10 с положительным

знаком в противоположность контакту Vs. Это перекрывает реальное напряжение отпущения полевых транзисторов и удерживает внутренний компаратор ИС, изображенный в верхнем левом углу рис. 4, от выключения полевого транзистора. С другой стороны, когда ИС выключает затвор, возникает спад сигнала с отрицательным знаком на контакте Vs, эффективно сдвигающий измеренное напряжение и препятствующий включению секции на период, определяемый параметрами RC-цепи.

**Моделирование системы**

Система реализована в симуляторе Microcap Simulator, подготовлена специализированная модель для ИС IR1167 (см. рис. 4). Особое внимание уделено возможности работы модели IR1167 с плавающим заземлением, поскольку опорным сигналом двух верхних устройств схемы должно быть переменное напряжение сети питания, и использование ими потенциала заземления невозможно. Параметры моделирования следующие:

- Vin = GOVpeak
- F = 50 Гц
- Rload = от 5 до 40 Ом
- Cout = от 0 до 1000 мкФ - ESR = 300 МОм

Для проверки функциональности системы и эффективности замысла необходимо выполнить несколько попыток моделирования до начала реальной аппаратной реализации.

**Резистивная нагрузка**

Первая серия моделей создана с целью сравнения функционирования активного моста с функционированием стандартного моста на основе диодов Шоттки, на последующих рисунках будут показаны полученные результаты. Мост на основе диодов Шоттки построен из четырех устройств **MBR10100** в корпусе TO220AB, для построения активного моста использован полевой транзистор DirectFet **IRF6644** с поддержкой напряжения 100 В. На рис. 5 показан вариант с максимальной нагрузкой (5 Ом), с максимальным пиковым выходным током 12 А и средней выходной мощностью около 360 Вт. В этом случае мы можем видеть синусоидальное выходное напряжение (зеленая кривая) и ток (светло-голубая кривая), а в центре отображаются прямоугольные импульсы напряжения затворов полевых транзисторов низкого плеча. Также заслуживает внимания синусоидальная форма плавающего напряжения затвора МОП-структуры, изображенной на среднем графике, поскольку она должна соответствовать входной синусоиде с положительным сдвигом, равным 10,7 В (Vgate).

На третьем графике показано увеличение мощности при применении ак-

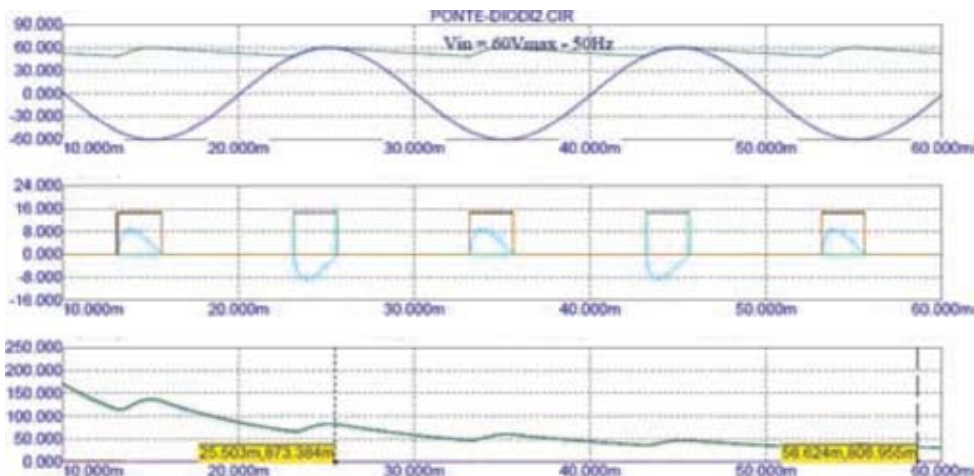


Рис. 8. Rload = 40 Ом, Cout = 1000  
Верхний: Vin, Vout и Vo, Средний: Vg1, Vg2, Vg3 и Vg4, Нижний: Vo-Vo (диоды Шоттки), Pdiss (активный мост), Pdiss (диоды Шоттки), Pdiss (активный мост) - Pdiss (диоды Шоттки)

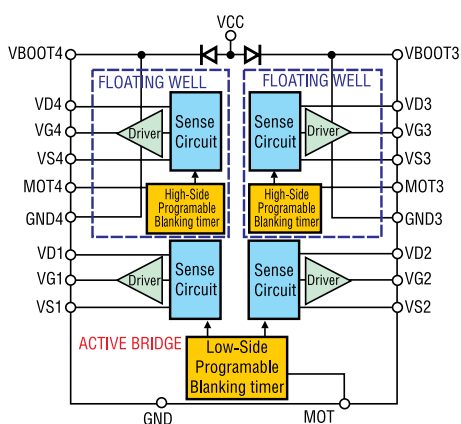


Рис. 9. Предложение нового контроллера активного моста



Рис. 10. Прототип активного моста

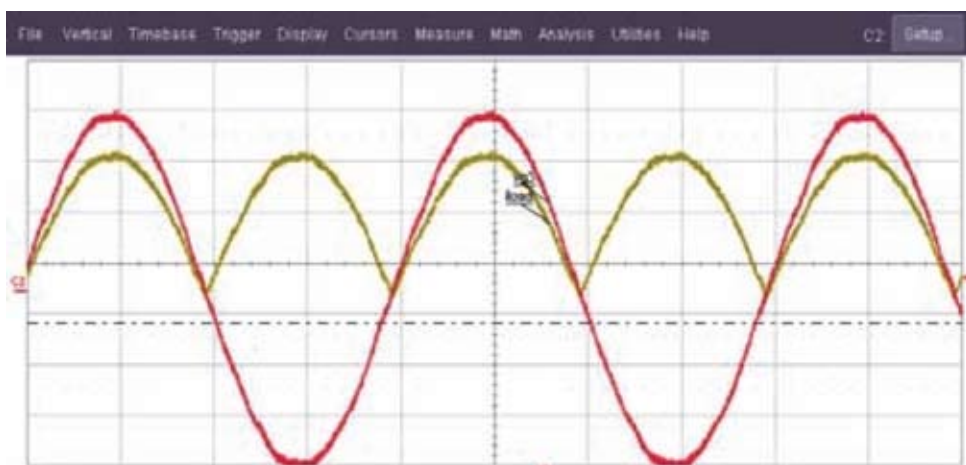


Рис. 11. Входное напряжение и выпрямленный выходной ток с идеальной резистивной нагрузкой

тивного решения: синусоидой черного цвета показана мощность, рассеиваемая четырьмя диодами, которая достигает пика 18 Вт, тогда как тот же пик активного моста едва достигает значения 2,25 Вт, разность средних значений, показанная голубой кривой, составляет примерно 10 Вт. На малых нагрузках ситуация может отличаться, а более

сложная цепь может не дать достаточного преимущества по сравнению с простым мостом, построенным из четырех диодов. Однако на рис. 6 приведены интересные результаты.

В последнем случае выходная мощность составляет всего 45 Вт, мы также получили большую разность с точки зрения пиковой рассеиваемой мощно-

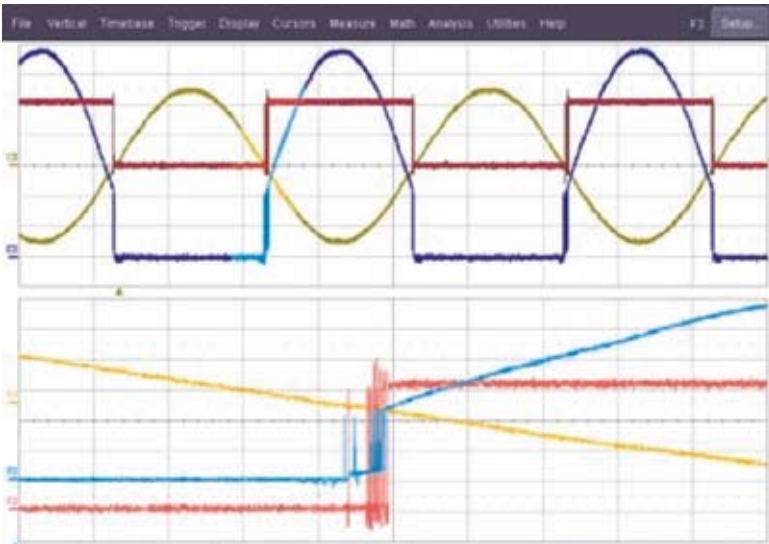


Рис. 12. Верхний: входной ток, сигнал затвора низкого плеча (красный), сигнал затвора высокого плеча (голубой), нижний: паразитные переключения сигналов затворов

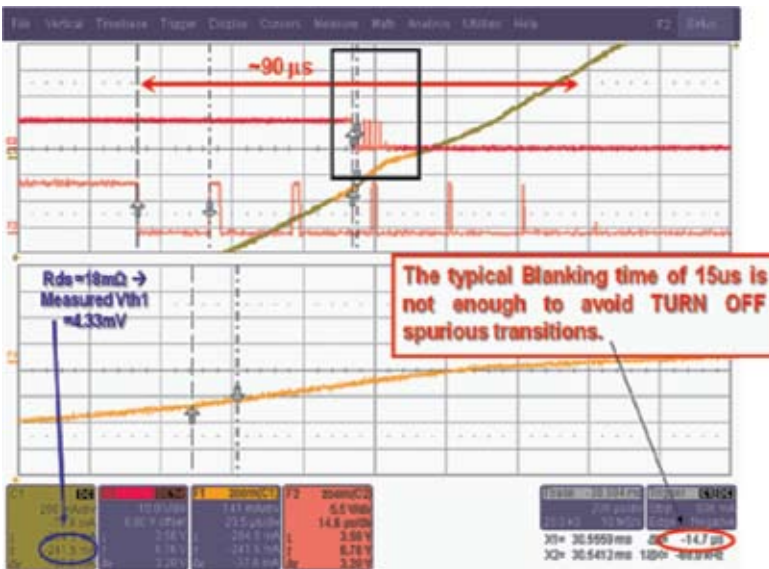


Рис. 13. Паразитные переключения затвора низкого плеча (красный) во время выключения

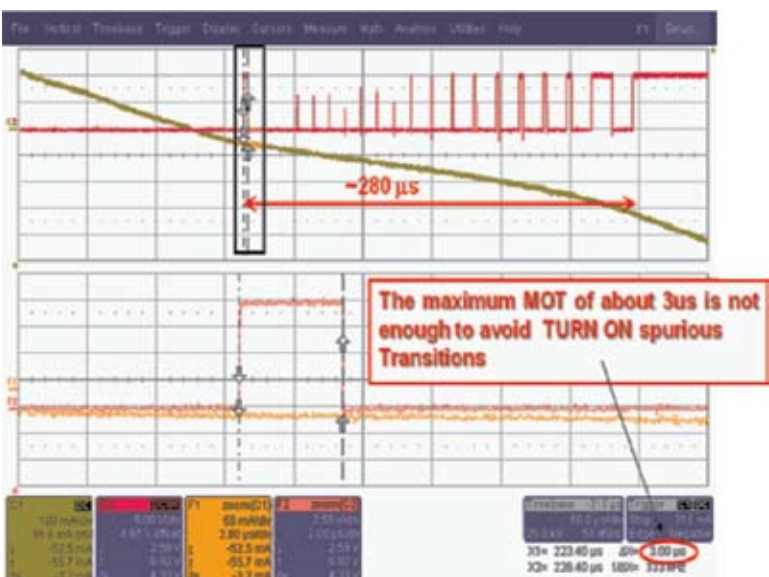


Рис. 14. Паразитное переключение затвора низкого плеча (красный) во время включения

сти, которая составляет 0,036 Вт против 1,6 Вт, а средняя разность значений потери мощности – около 1 Вт.

### Емкостная нагрузка

Емкостная нагрузка является более реальной для применения в силовом AC-DC-преобразователе. На рис. 7 и 8 показаны результаты моделирования с сопротивлением, равным соответственно 5...40 Ом, а суммарная выходная емкость равна 1000 мкФ. Среднее уменьшение потерь мощности изменяется с 20% при большой нагрузке (5 Ом) до примерно 5% при малой нагрузке (40 Ом). Также стоит обратить внимание на то, что размер корпуса диодного моста, построенного из четырех диодов MBR10H100, занимает примерно 580 мм<sup>2</sup> площади против только 120 мм<sup>2</sup> в случае использования четырех транзисторных схем IRF6644. Таким образом, экономия места составляет приблизительно 80%.

### Реализация ИС

В предлагаемом на рис. 9 контроллере на основе активного моста, благодаря технологии IR GENS, внутренние каскады, запускающие два полевых транзистора высокого плеча Q3 и Q4, могут быть реализованы двумя отдельными плавающими эпитаксиальными карманами внутри одной ИС. Для предохранения двух внешних компонентов в схему также можно интегрировать два ограничивающих диода. Дополнительную RC-цепь, которая предназначена для защиты от паразитных переключений, можно заменить отдельными блоками регулировки времени выключения для каждой секции драйвера, чтобы оптимизировать время задержки разных полевых транзисторов с разными требованиями нагрузки. В дальнейшем лучшие полевые транзисторы IR, ограничивающие конденсаторы и ИС управления активным мостом можно интегрировать в одном корпусе, получив повышенную удельную плотность и обеспечив реализацию простого устройства. Такая схема становится высокоэффективной заменой существующим стандартным входным выпрямительным диодным мостам.

### Реализация аппаратуры

Схема создана и протестирована в нашей лаборатории. На рис. 10 показан первый прототип, изготовленный из четырех дочерних плат IRAC-D2. На нескольких следующих рисунках показаны реальные графики сигналов, полученных с применением идеальной резистивной нагрузки (например, каскад RFC) и емкостной нагрузки. В конце главы мы покажем значения повышения эффективности и уменьшения потерь мощности в сравнении со стандартными мостами, построенными на основе диодов Шоттки.

На рис. 11 и 12 показано функционирование активного моста с идеальной

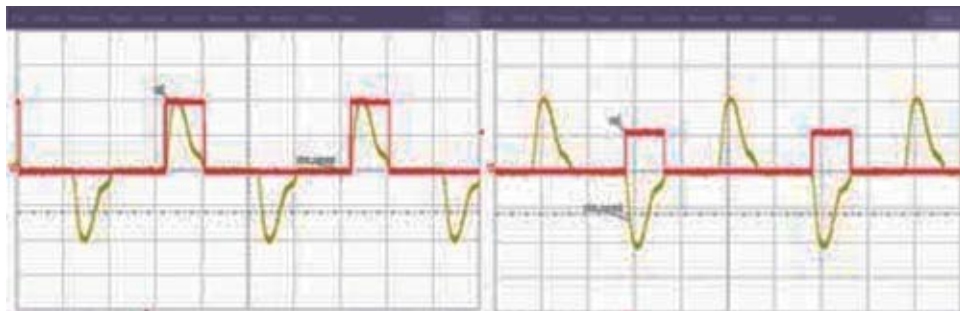


Рис. 15. Vg1, Vg2: сигнал затвора Q1 и Q2 и ток сети питания под RC-нагрузкой R=22 Ом, C=470 мкФ

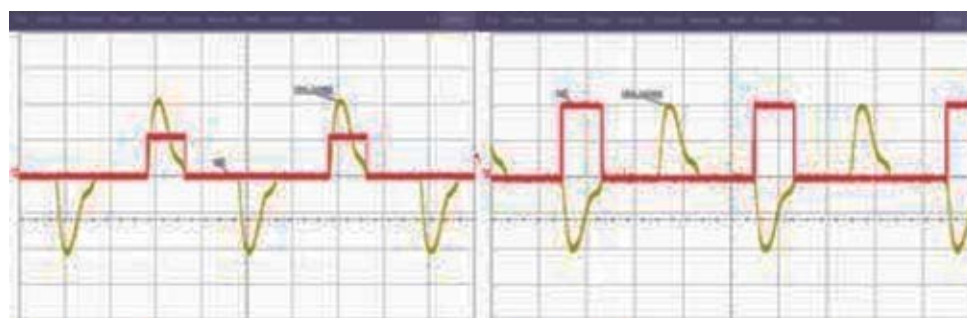


Рис. 16. Vg3, Vg4: сигнал затвора Q2 и Q4 и ток сети питания

резистивной нагрузкой. Интересно отметить эффект паразитного переключения сигнала как низкого плеча (красная кривая), так и высокого плеча (голубая кривая) без включения внешней маскирующей RC-цепи.

Эти ситуации показаны на рис. 13 и 14, соответственно, в состоянии включения и выключения затвора полевого транзистора низкого плеча.

После того, как ИС выключает левой транзистор, возникают паразитные переключения, длящиеся в течение 90 мкс. Можно легко увидеть, что первое колебание происходит через 15 мкс после истечения времени внутреннего сигнала выключения IR1167. Остальные колебания происходят с одинаковой задержкой. Во время включения, наоборот, полевой транзистор не может оставаться во включенном состоянии более 3 мкс, и только через 280 мкс уровень тока становится достаточно высоким, чтобы избежать колебаний. Таким образом, минимального времени включения (MOT) 3 мкс и минимального времени выключения 15 мкс (тип.), заложенных в схеме IR1167, недостаточно, чтобы избежать паразитных переключений, поэтому из-за медленного синусоидального изменения тока и продолжительного времени выключения добавлена специализированная схема.

Аналогичная проблема, хотя и не настолько очевидная, возникает со стандартной резистивно-емкостной нагрузкой, поскольку изменение тока происходит быстрее. На рис. 15 и 16 показаны все сигналы затворов с установленной цепью времени выключения

каждого полевого транзистора в сравнении с током сети питания.

### Результаты оценки эффективности

Чтобы удостовериться в эффективности замысла, мы сравнили две схемы активного моста с различными входными напряжениями 100 и 40 В и различной выходной мощностью со стандартными мостами, построенными на основе диодов Шоттки.

На рис. 17 и рис. 18 показаны полученные результаты: для построения системы, рассчитанной на напряжение 40 В, мы использовали четыре схемы **IRF6613** (DirectFet, корпус medium Can) против четырех схем **SS34** в корпусе SMC; для построения системы, рассчитанной на напряжение 100 В, мы использовали четыре схемы **IRF6644** (DirectFet, кор-

пус medium Can) против четырех схем **MBR10H100** в корпусе TO263.

В случае, показанном на рис. 17, повышение эффективности составило 5,5% при входном напряжении 20 В и выходной мощности около 50 Вт. Причиной является повышенный ток, протекаю-

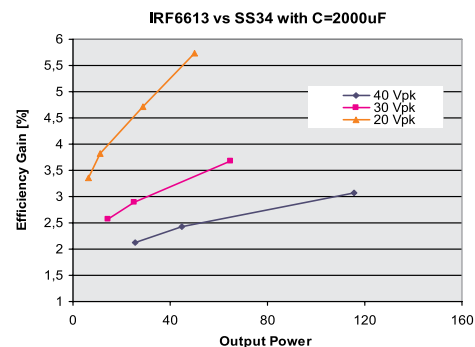


Рис. 17. Результаты эффективности, низкое входное напряжение

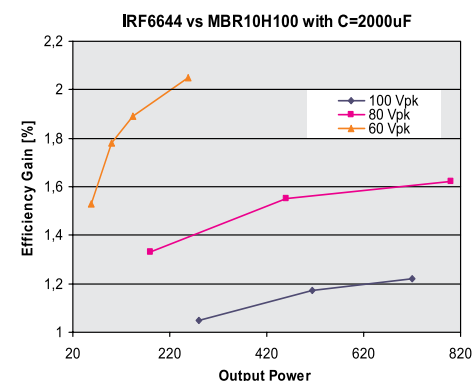


Рис. 18. Результаты эффективности, среднее входное напряжение

щий через полевые транзисторы, демонстрирующие намного более низкое выпадение сигнала, чем диоды.

При повышении входного напряжения и понижении выходного тока повышение эффективности становится менее заметным, но все еще остается высоким — от 2 до 3%. Три сигнала ограничены по мощности, чтобы снизить пиковый ток, поступающий в устройства на приемлемом рабочем уровне в сравнении с номинальными значениями Id и If. На рис. 18 повышение эффективности продемонстрировало ту же тенденцию: при входном напряжении 60 В и выходной мощности 250 Вт ток намного выше, а повышение эффективности составляет 2%; при на-

Использование мощных полевых транзисторов в конфигурации активного моста с управлением синхронным выпрямлением – это способ повышения эффективности и отказа от применения теплоотвода. Использование интегральных схем (ИС) синхронного выпрямления International Rectifier **IR1166** и **IR1167** делает реализацию такого моста крайне простой.

пряжении 100 В повышение эффективности опускается до примерно 1,1...1,3% в зависимости от нагрузки. Последний случай выглядит менее привлекательным с точки зрения баланса преимуществ и стоимости, однако необходимо помнить, что четыре схемы IRF6644 намного меньше,

чем диоды в корпусе TO263: каждая схема DirectFet занимает примерно на 80% меньше площади и на 95% меньше объема, чем диоды.

Это решение сочетает экономию пространства с более высокой удельной мощностью, зачастую позволяющей отказаться от использования массивных теплоотводов.

### Выводы

Использование полевых транзисторов, а лучше транзисторов DirectFET в конфигурации входного активного моста (с синхронным управлением выпрямлением) — это способ повышения эффективности и удельной мощности, позволяющий обойтись без массивной системы отведения тепла. На схеме, изображенной на рис. 3, показано, как собрать простой полупериодный входной мостовой выпрямитель при помощи устройств, доступных на рынке, а на рис. 9 показана новая ИС контроллера активного моста.

Как видно из графиков, повышение эффективности очень заметно, а преимущества могут отличаться в зависимости от выходной мощности:

а) при высоком выходном напряжении повышение эффективности не представляет особой важности, особенно при передаче высоких номиналов мощности, но тогда намного меньшее рассеяние мощности моста можно использовать

## ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

В 11 номере журнала за 2009 год на стр. 29 допущена опечатка.

Название табл. 2 следует читать: «Характеристики переключателей».

Первый абзац на странице следует читать:

«Texas Instruments предлагает достаточно сбалансированные решения для применения в видеосистемах. Баланс заключается в оптимальных, часто — взаимозависящих, технических характеристиках ключей. Например, при достаточно низком сопротивлении во включенном состоянии также обеспечивается очень высокая скорость переключения.»

для решений меньших размеров с минимальным тепловыделением;

б) при низком выходном напряжении эффективность становится важнейшим отличием и для низких выходных токов.


### Литература

[1] М. Салато (M. Salato), А. Локхандвала (A. Lokhandwala), М. Солдано (M. Soldano). International Rectifier. AN-1087 Построение выпрямителя вторичного плеча при помощи ИС управления IR1167 SmartRectifier™

[2] International Rectifier. Техническое описание ИС управления интеллектуальным выпрямителем IR1167S

[3] Аднаан Локхандвала (Adnaan Lokhandwala), Маурицио Сала-

то (Maurizio Salato), Марко Солдано (Marko Soldano). Конференция разработчиков портативных источников питания 2006. Новая ИС управления выпрямлением выходного сигнала повышает эффективность и тепловые характеристики внешних AC-DC преобразователей питания

[4] Заявка на получение патента США №2005/0122753 А1 от 9 июня 2005 г. 

Получение технической информации,  
заказ образцов, поставка —  
e-mail: [power.vesti@compel.ru](mailto:power.vesti@compel.ru)

**International IR Rectifier**      **IR1167 – простой путь построения активного диодного моста**



- **Технология Gen5 HVIC**
- **Синхронное выпрямление**
- **Время внутреннего выключения — от нано- до микросекунд**

SmartRectifier™



<p>Москва Тел.: (495) 995-0901 Факс: (495) 995-0902</p>	<p>Санкт-Петербург Тел.: (812) 327-9404 Факс: (812) 327-9403</p>
---	--



**Компэл**  
[www.compel.ru](http://www.compel.ru)