

Точные измерения потерь силовых полупроводниковых приборов в открытом состоянии

Алекс Покривайло и Костел Карп
Компания Spellman High Voltage Electronics Corporation
475 Wireless Boulevard Hauppauge, NY 11788

Представлено на 28-м Международном симпозиуме по силовым модуляторам, Лас-Вегас, 27–31 мая, 2008 г., стр. 374–377

Краткий обзор: Для обеспечения безопасности конструкции температура перехода должна оставаться в рамках указанного диапазона. Для определения потерь мощности чаще всего используются три метода:

1. Калориметрический метод.
2. Использование калиброванных радиаторов.
3. Электрические измерения напряжения и тока на приборе и определение потерь путем интегрирования этих переменных.

Основное внимание в работе уделяется третьему методу с акцентом на точном измерении напряжения на приборе в открытом состоянии. Здесь же обсуждаются методы использования нелинейных делителей с глубокой фиксацией напряжения. Предлагаются новые схемы, позволяющие проводить точные измерения напряжения открытого состояния с хорошей разрешающей способностью по времени переключения переходов. Результаты моделирования схем подтверждаются обширными испытаниями. Приводятся примеры измерения напряжения открытого состояния на больших модулях БТИЗ и шунтирующих диодах (FWD). Полученные результаты применимы при определении характеристик различных силовых переключателей, например, газоразрядных приборов.

1. ВВЕДЕНИЕ

Для обеспечения безопасности конструкции переключаемых систем преобразования мощности температура перехода мощных полупроводниковых приборов должна оставаться в рамках заданного диапазона. В практическом методе вычисления этого параметра используются следующие формулы:

$$T_j = T_c + \Delta T_j, \quad \Delta T_j = QR_{th(j-c)}, \quad (1)$$

где T_c — температура корпуса, ΔT_j — характеризует повышение температуры перехода относительно корпуса прибора, Q — составляющая потери мощности, $R_{th(j-c)}$ — представляет собой тепловое сопротивление переход — корпус (определяется изготовителем). Все указанные температуры могут быть легко измерены; для определения потерь мощности потребуется больше усилий.

Обычно используются три метода:

1. Калориметрический метод (см., например [1]).
2. Использование калиброванных радиаторов.
3. Электрические измерения напряжения v и тока i с последующим определением E с помощью интегрирования:

$$E = \int_0^T v i dt, \quad (2)$$

где T — период. Потеря мощности $Q = Ef$ определяется как, где $f = 1/T$.

Первый метод обеспечивает точные и самые достоверные результаты, но труден в применении, особенно в условиях с воздушным охлаждением. Второй метод проще, но неудобен для макетных установок с постоянно меняющимися схемами охлаждения. Мы остановимся более подробно на третьем методе как самом гибком и понятном для инженеров-электриков.

Уравнение (1) хорошо работает только при точном измерении тока и напряжения. В связи с очень большим динамическим диапазоном напряжений в открытых и закрытых состояниях, трудно разработать универсальную установку, хотя все же имеются рекомендации, как обойти эту проблему [2]. Для этого потребуются высококачественные датчики и хороший осциллограф, однако сами по себе они не гарантируют достоверных измерений. Безопасность обеспечивается с помощью дифференциальных пробников за счет точности измерений, которой приходится жертвовать вследствие их ограниченной полосы частот и емкостных влияний.

При определении потерь переключения первостепенное значение имеет хорошая разрешающая способность по времени, тогда как динамический диапазон не так важен. Для топологий с жестким переключением эти потери можно оценить при помощи технических спецификаций. В цепях с мягким переключением доминируют потери за счет теплопроводности, а потерями переключения можно зачастую пренебречь. Здесь точность измерения напряжения открытого состояния выходит на передний план. Этой проблеме и посвящено последующее изложение материала.

Основной метод сужения динамического диапазона заключается в фиксации напряжения с помощью нелинейных делителей (см., например, [3]). На рис. 1 показаны два примера таких делителей. В варианте применения *a* используется N низковольтных диодов, подключенных последовательно. Поэтому когда прикладываемое напряжение падает ниже NV_{df} , где V_{df} — порог прямой проводимости диода, ток через R1 не проходит, и напряжение на входе осциллографа равняется HV_m . Аналогично работает и схема *b*.

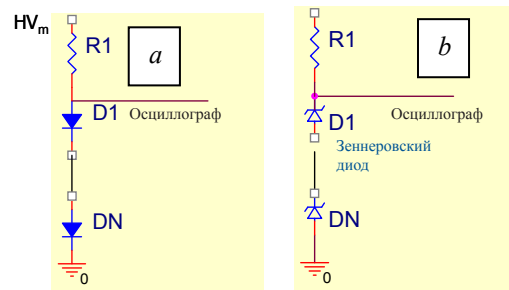


Рис. 1. Схемы базовых нелинейных делителей напряжения

Методики проведения эксперимента и средства измерения описаны далее в основном тексте статьи.

2. НЕДОСТАТКИ И ОГРАНИЧЕНИЯ БАЗОВЫХ СХЕМ

Схемы на рис. 1 представляют собой идеализированные схемы, или идеальные приборы для измерения низких напряжений в высоком динамическом диапазоне. В действительности существует ряд факторов, ограничивающих применимость этих схем в том виде, как указано на рис. 1. Здесь мы не будем останавливаться на очевидных ограничениях вследствие характеристик компонентов.

Одним из ограничений является инерция, которая вводится постоянной времени $\tau = R_i C_p$ измерительного контура, где $C_p = C_{pr} + C_{pd}$ — емкость входа осциллографа (включая пробник) C_{pr} параллельно с динамической емкостью диодов/стабилитронов C_{pd} . Типичная емкость пассивных пробников для измерения напряжения составляет 10 пФ. Таким образом, при $R_i = 10$ кОм постоянная времени схемы может быть $\sim 10^{-7}$ с, что весьма мало, если емкостью диодов можно пренебречь. Однако диоды остаются в течение некоторого времени смещенными в прямом направлении, после того как напряжение HVm падает ниже порогового значения, так как на них еще не подается никакого обратного напряжения. Это время может составлять приблизительно 1 мкс для диодов с заданным временем восстановления $t_{rr} = 75$ нс, таких как ВУМ26Е, как было показано во время экспериментов и имитации PSpice. Время перехода диодов в непроводящее состояние составляет $\sim 0,5$ мкс, поскольку обратный ток очень мал и не способен быстро удалить накопленный заряд.

Применение сигнальных диодов с t_{rr} порядка нескольких наносекунд разрешает проблему накопленного заряда, как демонстрируется на моделях с диодами 1N4500 с $t_{rr} = 6$. Однако эти и подобные диоды (в экспериментах мы использовали ММВD914, $t_{rr} = 4$ нс) имеют значительный прямой ток порядка десятков микроампер при десятых долях вольта, что соответствует падению напряжения на R1 порядка 1 В. Таким образом, для уменьшения этого эффекта необходимо подключить последовательно большое количество диодов с сохранением некоторой неопределенности.

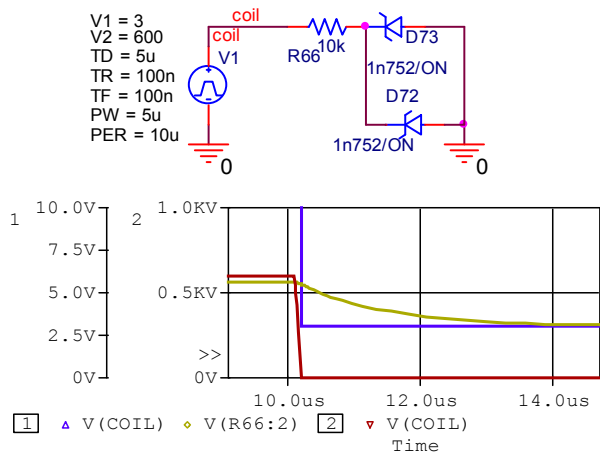


Рис. 2. Моделирование схемы рис. 1б с зеннерскими диодами (стабилитронами) с помощью программы PSpice.

Псевдонимы .Net на этом и последующих рисунках указывают связи (например, источник V1 связан с точкой «катушка» (coil) схемы на рис. 2)

Емкость зеннерских диодов (стабилитронов), в отличие от диодов, должна учитываться, и в этом случае постоянная времени составляет порядка микросекунды. Это больше, чем типичное время переключения и соизмеримо с шириной импульса при высокой частоте преобразования. На рис. 2 и рис. 3 проиллюстрировано указанное утверждение. Эксперименты проводились с полумостовым квазирезонансным инвертором. Для контроля токов компонентов использовался пояс Роговского CWT15 [4]. Так как это по существу пробник переменного тока, кривые тока обычно смещены. На рис. 3 видно, что смещение в токе эмиттера было удалено цифровым способом.

3. УЛУЧШЕННЫЕ ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Вредное действие емкости зеннеровского диода (стабилитрона) может быть скорректировано с помощью быстродействующего диода, подключенного последовательно, как показано на рис. 4, на котором моделируется фактическая схема (при этом в качестве зеннеровских диодов (стабилитронов) были использованы 1N751A, а в качестве диода — ММВD914). Имитационные модели на рис. 4 соответствуют измерениям на рис. 5. Можно заметить, что переключение открытого состояния осуществляется быстрее и с меньшим шумом, по сравнению с рис. 3. Это важно для расчета потерь с помощью (2). Следует заметить, что схема, подобная схеме на рис. 4, описывается в [3], но фактические формы сигнала характеризуются медленными переключениями порядка ~ 2 мкс, что может быть связано с использованием неподходящего диода.

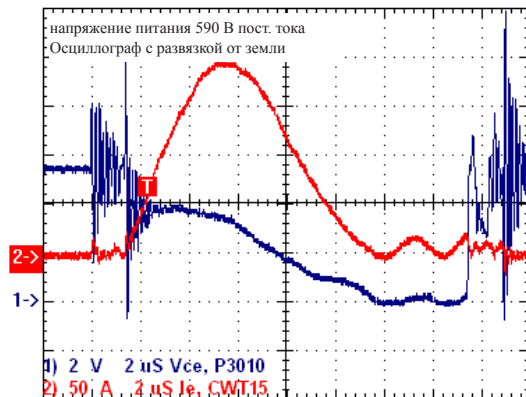


Рис. 3. Измерение напряжения «коллектор — эмиттер» V_{ce} на БТИЗ CM300DC-24NFM Powerex с использованием схемы, приведенной на рис. 2. Осциллограф TDS 3024В изолирован от цепей заземления. На настоящем и других графиках в примечаниях к форме сигнала имеется информация по шкале и типам применяемых пробников

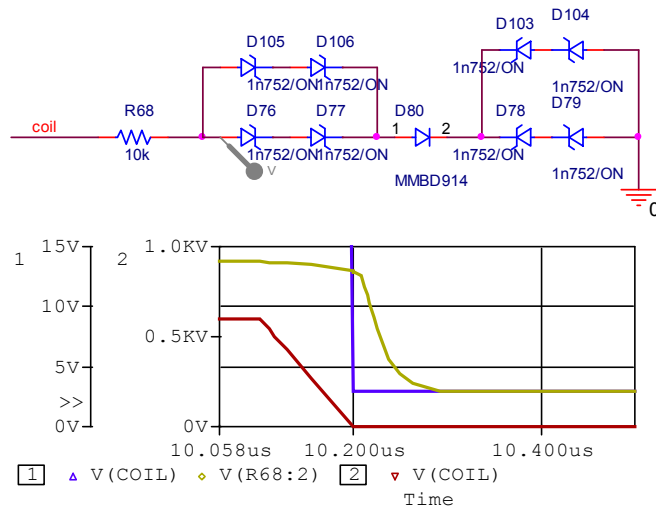


Рис. 4. Блокирование емкости зеннеровского диода (стабилитрона) с помощью быстродействующего диода. Возбуждение схемы осуществляется от источника V1 рис. 2

Хотя предполагается, что измерения, представленные на рис. 5, являются достоверными в том смысле, что напряжение между точками измерения было зарегистрировано точно, фактическое напряжение V_{ce} отличается от этого значения вследствие внутренней индуктивности БТИЗ с боковой изоляцией IGBT. Индуктивное падение напряжения $L_{IGBT} \frac{di}{dt}$ может быть вычтено из измеренного напряжения; скорректированная форма сигнала, вычисленная для БТИЗ с боковой изоляцией IGBT = 20 нГн, показана на рис. 6.

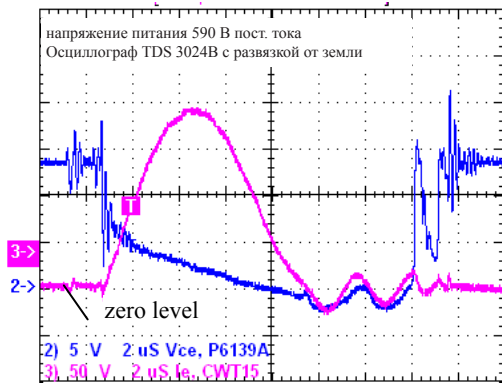


Рис. 5. Измерение напряжения насыщения V_{sat} (напряжение «коллектор-эмиттер» V_{ce}) на CM300DC-24NFM с использованием схемы на рис. 4. Оциллограф изолирован от цепей заземления

Делитель на рис. 4 (зеннеровские диоды (стабилитроны) со смещением в прямом направлении избыточны) подходит для измерения V_{sat} силовых транзисторов (и, между прочим, многих других типов переключателей, таких как тринисторы, трансформаторы тока замыкания на землю и газоразрядные приборы), но не может использоваться для измерения падения напряжения в режиме прямого тока шунтирующих диодов (FWD), поскольку полярность на нем отрицательна относительно точки HV_m . (Без диода отсечки делитель универсален, но переключение в открытое состояние происходит медленно, как показано на рис. 2 и рис. 3.) Для решения этой проблемы можно использовать мост из быстродействующих диодов вокруг зеннеровского диода (стабилитрона) (рис. 7).

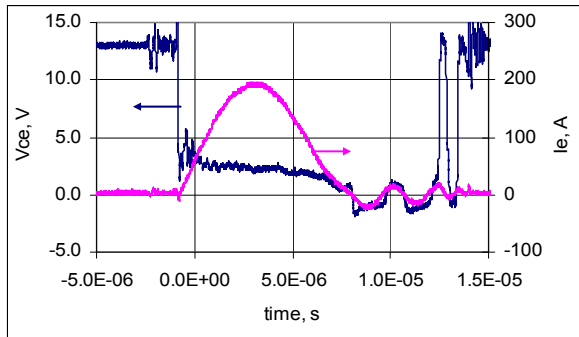


Рис. 6. V_{ce} , скорректированное по индуктивному падению напряжения (была применена цифровая фильтрация). Значение соответствует техническим данным на CM300DC-24NFM

На рис. 8 показана кривая тока на шунтирующем диоде IXYS DSEI 2x61 (в один модуль входит два параллельно подключенных диода) вместе с кривой напряжения, замеренной с помощью делителя, изображенного на рис. 4 (без быстродействующего диода), на осциллографе, изолированном от цепей заземления. Кривая напряжения имеет форму почти синусоидальной волны с плавным задним фронтом импульса, который представляет собой погрешность измерения, вызванную характерным дефектом этой схемы (емкость зеннеровского диода (стабилитрона)).

Применение делителя рис. 7 обеспечивает уже другую картину. Считается, что он значительно улучшает измерение, как можно видеть на рис. 9, на котором также показана откорректированная форма сигнала и кривые потерь. И опять же фактическое падение напряжения меньше на величину индуктивной составляющей.

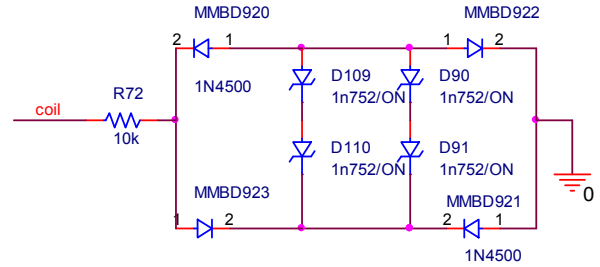


Рис. 7. Мост из быстродействующих диодов вокруг зеннеровского диода (стабилитрона) одинаково хорошо подходит для измерения как положительных, так и отрицательных низких напряжений в широком динамическом диапазоне. Возбуждение схемы осуществляется от источника V1 рис. 2

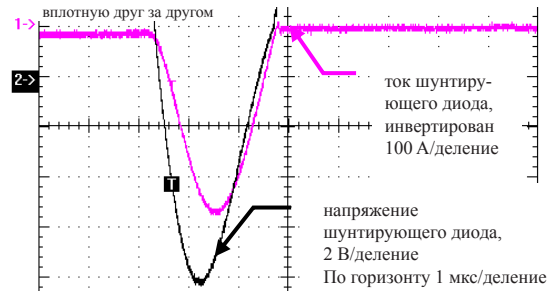
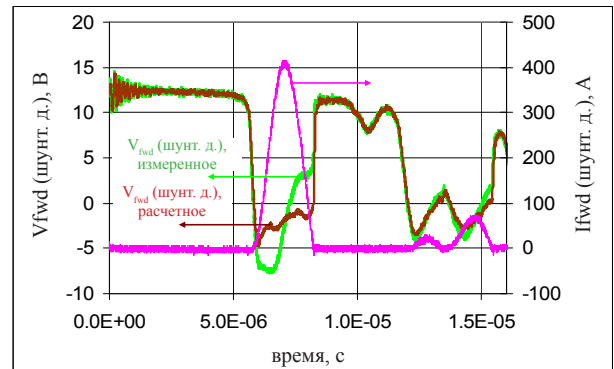
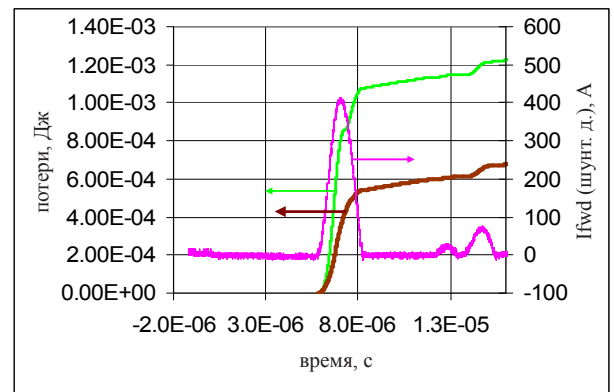


Рис. 8. Кривая 2 — прямое падение напряжения на шунтирующем диоде IXYS DSEI 2x 61 (отрицательная часть).

Фиксированное напряжение смещения положительной величины (непроводящий диод) — вне шкалы. Емкость зеннеровского диода (стабилитрона) (делитель на рис. 4) влияет на время падения напряжения



а



б

Рис. 9. Потери на шунтирующем диоде FWD IXYS DSEI 2x61. График а — зеленая кривая — это измеренный сигнал, коричневая кривая — V_{fwd} скорректированная по индуктивному падению напряжения Ldl_{fwd}/dt (индуктивность блока диодов оценивается на уровне 5 нГн). Зеленая и коричневая кривая на графике б соответствуют их аналогам на графике а. Делитель рис. 7, осциллограф, изолированный от цепей заземления

4. ИЗМЕРЕНИЕ БЕЗ ЗАЗЕМЛЕНИЯ ОСЦИЛЛОГРАФА ИЛИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ? ОБЕСПЕЧЕНИЕ БЕЗОПАСНОСТИ

Как правило, корпус осциллографа заземляется в целях безопасности, а измерения без заземления выполняются дифференциальными датчиками в соответствии с рекомендациями поставщиков осциллографов (см., например, [2]). Однако наш опыт показывает, что качество измерений при этом значительно падает в сравнении с тем случаем, когда для таких целей используется осциллограф, изолированный от заземления вместе с опорной точкой, например, эмиттером транзистора или анодом шунтирующего диода. Примеры использования дифференциального датчика P5200 для измерения V_{ce} и прямого падения напряжения на шунтирующем диоде показаны на рис. 10 и рис. 11 соответственно.

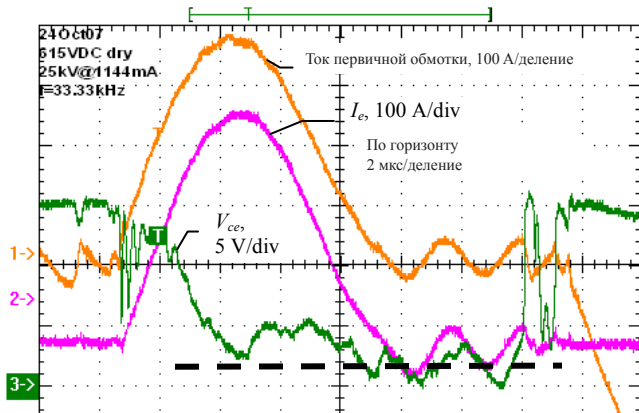


Рис. 10. Дифференциальное измерение V_{sat} (график 3 V_{ce}) на БТИЗ CM300DC-24NFM Powerex с применением схемы, показанной на рис. 4. Кривая 3 может иметь некоторое смещение, предполагаемый нуль показан прерывистой линией

По нашему мнению, они «менее достоверны», чем их аналоги, измеренные приборами, изолированными от цепей заземления, как показано на рис. 5 и рис. 9 (см. также совмещение результатов измерения, полученных дифференциальным методом и методом с изоляцией измерительных приборов от цепей заземления, и рис. 12), что можно объяснить ограниченной полосой частот пробника (25 МГц для P5200 по сравнению с 500 МГц для P6139A), емкостью выводов относительно земли в дополнение к емкости 7 пФ каждого входа (предполагаемая общая индуктивность 30 пФ) и большим колебанием напряжения (~360 В при напряжении питания 600 В) на входах относительно земли. Поэтому в таких случаях предпочтительнее использовать осциллографы с питанием от батареи, такие как Tektronix TPS. А еще более хорошим, универсальным и менее дорогостоящим решением будет использование обычных осциллографов с питанием от источника бесперебойного питания, отключенного от сети питания. При измерениях приборами, изолированными от цепей заземления, необходимо соблюдать обычные правила техники безопасности.

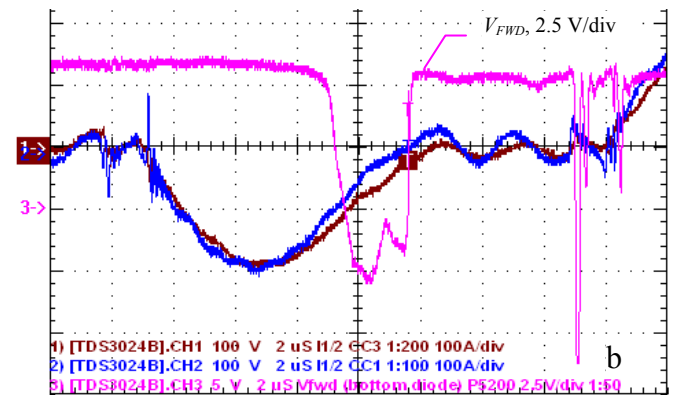
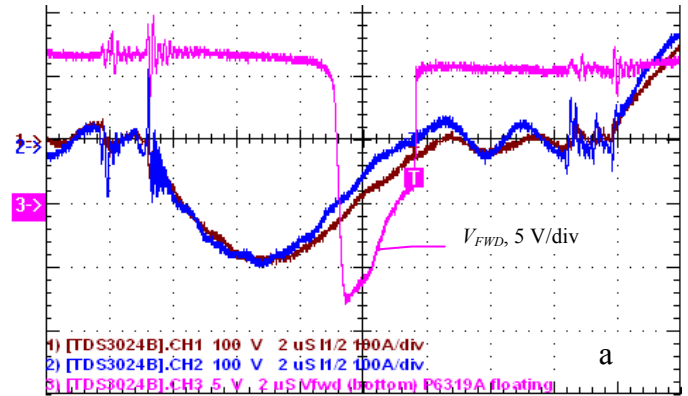


Рис. 11. Кривая 3 — прямое падение напряжения на шунтирующем диоде IXYS DSEI 2x 61. Два параллельно подключенных модуля. а — широкополосный пробник P6139A, б — дифференциальный пробник. Оба измерения были проведены с помощью осциллографа, изолированного от цепей заземления

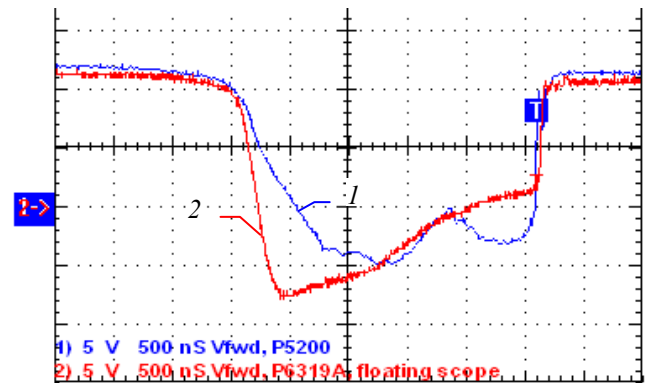


Рис. 12. Совмещение результатов измерения, полученных дифференциальным методом и методом с изоляцией измерительных приборов от цепей заземления на рис. 11 а, б

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для измерения напряжения открытого состояния переключателей большой мощности рекомендуется применение делителя на рис. 4. Фиксированное напряжение смещения должно быть откорректировано с учетом значения открытого состояния с помощью необходимого количества зеннеровских диодов (стабилитронов). Измерения приборами, изолированными от цепей заземления, обеспечивают более высокую точность, но при этом необходимо строго соблюдать правила техники безопасности.

6. ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Авторы выражают признательность за поддержку настоящей работы, оказанную компанией Spellman High Voltage Electronics Corporation.

7. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- [1] C. Huang, P. Melcher, G. Ferguson and R. Ness, "IGBT and Diode Loss Measurements in Pulsed Power Operating Conditions", Proc. Power Modulator Symposium, 2004, pp. 170–173.
- [2] S. Gupta, Power Measurements and Analysis: Challenges and Solutions, Tektronix White Paper.
- [3] A. Calmels, "VDS(on), VCE(sat) Measurement in a High Voltage, High Frequency System", Advanced Power Technology, Application note APT0407, November 2004.
- [4] http://www.pemuk.com/pdf/cwt_mini_0605.pdf