

УДК 53.083.8

ЦИФРОВЫЕ МУЛЬТИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ КОМПЛЕКСЫ – СТАРЫЙ ВЗГЛЯД НА НОВЫЕ ПРОБЛЕМЫ

А. В. Зубов, В. А. Ерышалов¹, Г. И. Кузнецов, П. П. Свербиль, А. М. Цховребов

На примере экспериментов, поставленных за месяц, предшествующий написанию статьи, рассматриваются некоторые особенности автоматизации измерений, предлагаются решения отдельных “нетрадиционных” проблем традиционными методами автоматизации эксперимента. Приведенные в статье простые схемотехнические разработки выполнены из недорогих повсеместно доступных электронных компонентов, характеристики которых можно найти в литературе, доступной неспециалисту [1, 2]. Приводятся некоторые физические результаты, полученные с помощью описанного комплекса.

С одной стороны, повсеместная доступность цифровых измерительных приборов “широкого профиля”, с другой стороны – частые потребности в съеме информации одновременно с большого числа “точек замера” делает весьма актуальной задачу проектирования и оптимизации цифровых автоматизированных мультизмерительных комплексов. Приведем несколько характерных практических примеров, где возникают потребности в параллельных измерениях, и на их основе продемонстрируем особенности реализации подобных цифровых систем.

Для испытаний современного электрического силового кабеля на ВТСП композитах [3] необходимо производить измерения разности потенциалов одновременно во многих точках в условиях, когда по кабелю пропускается солидный ток – от нескольких десятков до нескольких тысяч ампер. Такие “многоточечные” измерения позволяют выявить

¹Московский технический университет связи, Россия, 111024, Москва, ул. Авиамоторная, 8а.

“слабые” участки кабеля, и на основе достаточной выборки делать выводы о степени технологической неоднородности его характеристик. Чем больше выборка, т.е. больше точек замера, тем достовернее и репрезентативнее данные, тем соответственно их легче использовать для улучшения технологии изготовления. Из-за небольших значений сопротивления в нормальном состоянии, особенно, если ВТСП кабель для придания большей токонесущей способности электрически запараллеливается дополнительной медной шиной, что обычно делается в токовводах к сверхпроводящим соленоидам (нормальное сопротивление единицы $\text{мк}\Omega$), вольтметры, используемые для измерения потенциалов, должны обладать высокой чувствительностью (микровольтового уровня) и малым дрейфом нуля. Для уменьшения дрейфа нуля необходимо всемерно снижать контактную разность потенциалов, возникающую неконтролируемым образом в проводниках, соединяющих вольтметр с потенциальными контактами на испытываемом кабеле. Самым естественным способом это достигается, если максимально приблизить вольтметры к испытуемому объекту. Очень желательно также исключить из употребления аналоговые мультиплексоры – не только полупроводниковые из-за их “внутренней” паразитной разности потенциалов, обязательно присутствующей на КМОП ключах, но и герконоевые. Герконы (миниатюрные герметизированные реле с позолоченными контактами) “внутренней” разности потенциалов не имеют, но сам процесс быстрого переключения измерительного входа вольтметра от одной пары потенциальных контактов к другой и т.д. даже с частотами ниже герца делает заметными ошибки вследствие эффективной инерции значений измеряемого ЭДС. Казалось бы, о каком запаздывании может идти речь, когда внутреннее сопротивление источника сигнала микроомы, а входная емкость вольтметра не более нанофарады, что формально обеспечивает задержку на уровне $\tau = RC \approx 10^{-15}$ сек. Однако времена перезарядки различных внутренних емкостей схемы двойного интегрирования [1], повсеместно используемой в качественных цифровых вольтметрах, определяются сопротивлением электронных ключей, которое может оказаться на 6 порядков выше. На практике имеются и другие внутрисхемные факторы, повышающие времена запаздывания τ . В итоге переключение с частотой 1 Гц между низкоомными источниками сигнала приводят в некоторых случаях к инерционной ошибке на уровне процентов от всей шкалы. Для приборов типа Щ-300 это означает потерю примерно двух десятичных разрядов из четырех, а для Keithley-2000 или Agilent-34970A четырех из шести. Таким образом, мультиплексирование возможно только на цифровом уровне и никакая экономия на количестве цифровых приборов за счет “хорошего”, “очень быстрого” аналогового мультиплексора при разработке ци-

фровых автоматизированных комплексов для “многоточечных” измерений недопустима. Популярные АЦП-карты здесь вообще не обсуждаются – их принцип действия, поразрядное уравновешивание [1], дает огромный перевес по быстродействию, но в отличие от двойного интегрирования не обеспечивает сколько-нибудь достаточных мер в борьбе с дрейфом нуля.

Другой близкий пример, где необходимы многоточечные измерения – исследование теплового режима токоввода в сверхпроводящий соленоид в статическом и динамическом режимах. Из-за сильной зависимости теплопроводности от температуры дифференциальное уравнение, описывающее теплопередачу даже без учета массотеплопереноса по газу, оказывается существенно нелинейным. В таких условиях для построения адекватной математической модели тепловых процессов в токовводе требуется его условное разбиение на максимально возможное число небольших элементов, так, чтобы температуру внутри каждого элемента можно было бы считать постоянной (либо описываемой более простым уравнением), не выходя при этом за рамки точности задачи. На эксперименте такому разбиению отвечает размещение на токовводе большого числа датчиков температур (термопар): один элемент – одна термопара. Опрос всех датчиков должен производиться одновременно, особенно при динамических испытаниях токоввода, когда исследуется изменение температурного поля в процессе введения тока от нуля до максимального значения.

Наконец, пример нетрадиционного использования параллельных измерений – борьба с $1/f$ шумом. В отличие от обычного найквистовского (белого) шума, для борьбы с которым применяется накопление сигнала (т.е. усреднение по большому числу $N \rightarrow \infty$ замеров, повторяемых при неизменных условиях), которое эффективно сужает частотную полосу измерительного прибора $\Delta f \sim 1/N$, вследствие чего снижается шумовое напряжение $U_W \sim \sqrt{S_W \Delta f} \sim \sqrt{\Delta f} \xrightarrow{N \rightarrow \infty, \Delta f \rightarrow 0} 0$, сужение полосы при измерениях на постоянном токе $0 \leq f \leq \Delta f \rightarrow 0$ не обеспечивает ослабление $1/f$ -шума: $U_{1/f} \sim \sqrt{S_{1/f}(f) \Delta f} \sim \sqrt{\frac{1}{f} \Delta f} \xrightarrow{f \approx \Delta f \rightarrow 0} \text{const} \neq 0$ ($U_W, U_{1/f}$ и $S_W = \text{const}$, $S_{1/f} \sim 1/f$ – амплитуды и спектральные плотности белого и $1/f$ -шума). Конечно, там, где это возможно, следует уходить от измерений на постоянном токе – на чем основана хорошо известная модуляционная методика, эффективно подавляющая $1/f$ -шум при измерениях обобщенных сопротивлений, восприимчивостей, коэффициентов передач и т.п. Однако, если измеряемая величина не сводится к отношениям типа $\frac{\delta U_{ex}}{\delta U_{int}}$, то дрейфы, как проявления $1/f$ -шума, становятся по-настоящему трудноистребимыми. Так, для борьбы с

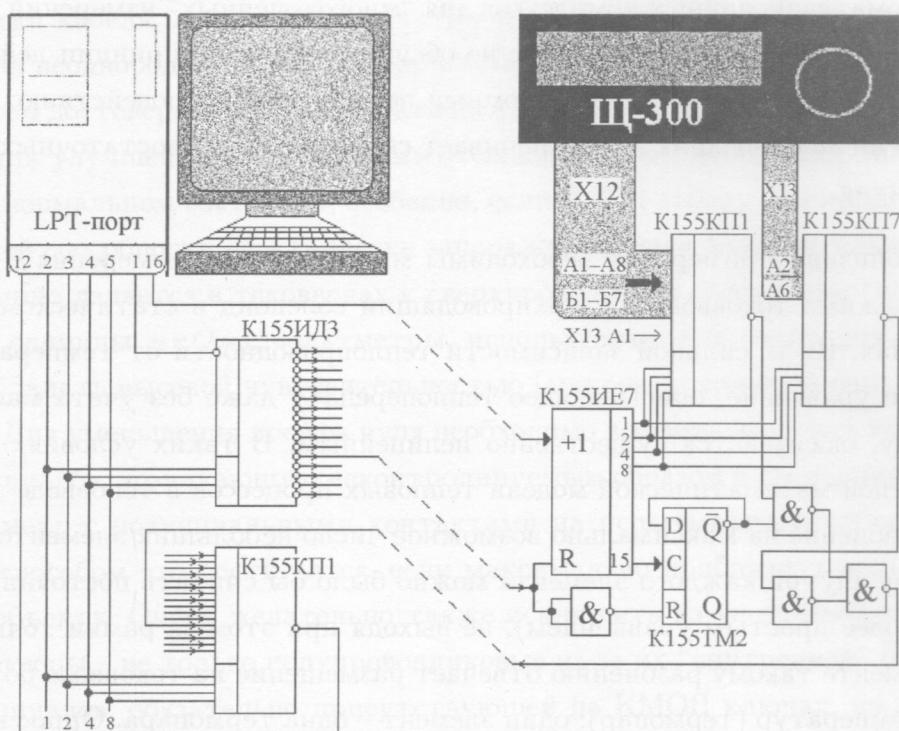


Рис. 1. Схема сбора цифровой информации, поступающей в компьютер с различных измерительных приборов по трехпроводным линиям (пунктир). Справа – конвертор кода, слева – мультиплексор.

дрейфом при измерении фототока в исследованиях воздействия размерного квантования на работу выхода внешнего фотоэффекта [4, 5] приходилось поточечно складывать фотоэмиссионные спектры, записанные при различных проходах развертки тормозящего напряжения. При этом предполагалось, что от прохода к проходу $1/f$ -шум, физическая модель которого в общем виде до сих пор не построена [6, 7], “забывает фазу” собственного шумового сигнала. Если это так, то скложение в случайной фазе этих значений шумового сигнала обеспечивает рост суммарного вклада шумов пропорционально квадратному корню из числа проходов, в то время как суммарный вклад, отвечающий детерминированному сигналу, пропорционален числу проходов. Насколько верна гипотеза “о забывании фазы” от прохода к проходу, можно судить по конечному результату: дрейф фототока при таком усреднении действительно снижался. Однако подобная процедура не всегда допустима: аналогичное повторение проходов в условиях конкретного эксперимента может оказаться принципиально невозможным и тогда многопроходность

можно заменить измерениями одного и того же сигнала одновременно несколькими цифровыми приборами. При этом параллельное измерение сигнала N приборами заменяет N проходов и может быть осуществлено с помощью цифрового мультиизмерительного комплекса. Как указывалось выше, цифровые вольтметры при измерениях на постоянном токе следует размещать в максимальной близости от исследуемого объекта. Для этого данные с цифрового прибора в ТТЛ стандарте надо передать по длинному кабелю в цифровой мультиплексор, размещаемый вблизи компьютера. В качестве "длинных" кабелей, соединяющих приборы, расположенные в непосредственной близости от исследуемого объекта (но возможно не близко от компьютера), дешевле по сравнению со стандартным плоским кабелем выбирать соединительные линии с малым числом жил (2, 3, 4 – проводные). Но тогда перед передачей цифрового кода, поступающего с вольтметра, его следует сначала преобразовать из параллельного в последовательный. Таким образом необходимо разработать плату конвертора кода, непосредственно навешиваемую на выходной цифровой разъем каждого вольтметра (правая часть рис. 1), и мультиплексор (левая часть рис. 1), способный воспринимать последовательный код с нескольких адресов, отвечающих различным измерительным приборам. Обратное преобразование из последовательного в параллельный осуществляется здесь уже программно, что вполне рационально, т.к. эта процедура совмещается с необходимым преобразованием двоично/десятичного кода в десятичный. В нашей разработке компьютер управляет мультиплексором через LPT-порт, хотя для этого, конечно же, подойдет любая интерфейсная шина с возможностью установки и выдачи 6 адресуемых бит, а также приема хотя бы 1 бита данных на компьютер. Последовательность операций, производимых через LPT-порт, выглядит здесь примерно так:

- 1) на адрес порта H378 выдается 4 "адресных" бита и в 1-ый бит по адресу H37A – логическая 1, вследствие чего на одном из 16 выходов K155ИД3 (в соответствии с 4 "адронными" битами) устанавливается логический 0, блокирующий работу конкретного вольтметра и разблокирующий счетчик переданных бит K155ИЕ7 ∪ K155TM2 (4 двоичных разряда + 1 двоичный разряд) в его цифровом конверторе; 4 "адресных" бита также определяют конкретный номер входа K155КП1 на плате мультиплексора, куда будет поступать последовательный код с конвертора;
- 2) 3-й бит по адресу H37A программируется на "мигание" ("0" ↔ "1") и этот сигнал по "длинному" кабелю передается из LPT-порта на счетный вход K155ИЕ7, "наращенного" на один дополнительный двоичный разряд с помощью триггера K155TM2; выходы счетчика управляют поочередным подключением каждого контакта выходного разъёма

вольтметра через K155КП1 ∪ K155КП7 к одиночной линии передачи последовательного кода в мультиплексор и затем в LPT-порт на 4-ый бит по адресу H379.

На рис. 2 представлены вольт-амперные характеристики, снятые при $T = 77$ К одновременно с трех участков ВТСП кабеля American Superconductor Corporation. Измерения производились на описанной выше системе параллельно четырьмя цифровыми вольтметрами. Снижение критического тока $I_{C1} = 128.7$ А, $I_{C2} = 123.5$ А, $I_{C3} = 117.5$ А, определяемого по уровню 1мкВ, становится здесь тем заметнее, чем ближе измеряемый участок оказывается к месту изгиба исследуемой полоски (“поле дефектности” сверхпроводящего кабеля растет по мере приближения к изгибу).

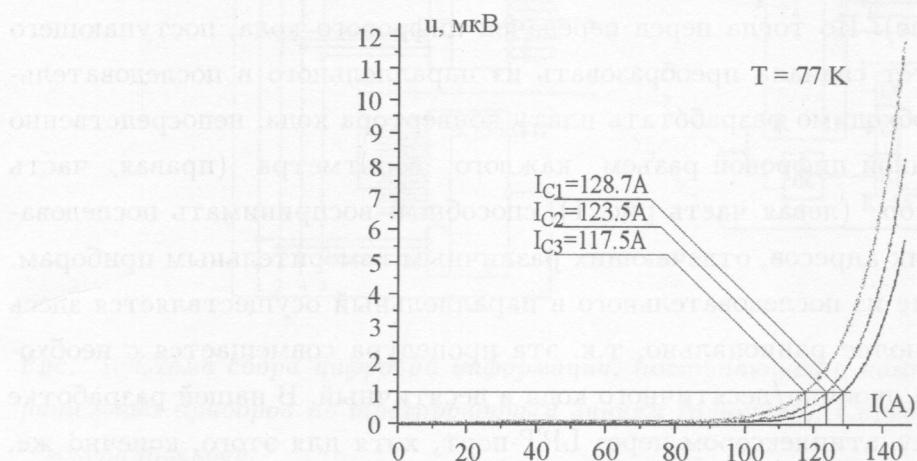


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики, снятые при $T = 77$ К одновременно с трех участков кабеля на основе высокотемпературного сверхпроводника фирмы American Superconductor Corporation.

Описанная выше схема автоматизации допускает только одностороннюю передачу данных с вольтметров в компьютер. Однако программа, обслуживающая конкретный эксперимент, не требовала большего, т.к. протоколировала данные, но непосредственно экспериментом не управляла. Для обеспечения двусторонней передачи данных, позволяющей не только протоколировать текущие значения, но и управлять экспериментом, был разработан другой вариант цифрового мультиизмерительного комплекса, который, как и в предыдущем случае, сообщается с компьютером через LPT-порт, что обеспечивает совместимость комплекса с рядом персональных компьютеров. В некоторых современных персональных компьютерах LPT-порт отсутствует – в этом случае для совместимости предлагаемого комплекса можно воспользоваться любой интерфейсной

шиной с возможностью выдачи 12 адресуемых бит и приема 4 бит данных на компьютер.

Каждый прибор, передающий данные в компьютер (цифровые вольтметры, частотометры, счетчики АЦП и т.п.), связывается здесь с параллельной 24-битной шиной чтения через плату, на которой смонтировано по 4 микросхемы K155ЛП11, образующих сборку из $4 \times 6 = 24$ логических ТТЛ ключей с тремя состояниями на выходе. Каждый прибор, принимающий данные от компьютера (ЦАП, программируемые устройства и т.п.), связывается с 24-битной шиной записи через плату, где смонтировано по 6 микросхем K155TM8 (по четыре D-триггера в корпусе), которые в сумме образуют 24-битный регистр памяти поступающих данных. При создании практической конструкции шин чтения/записи нами был использован популярный в прошлом конструктив крейта САМАС (“корзины” и платы “пустышки” доступны благодаря массовому списанию этой системы в настоящее время). Однако для изготовления подобного комплекса годится любая аналогичная система 24-битных шин, допускающая параллельное подсоединение плат, обслуживающих отдельные приборы с возможностью их адресуемого управления. В связи с широкой распространенностью литературы, где на доступном для неспециалиста уровне приводится подробное описание системы САМАС, в дальнейшем для удобства будем пользоваться “камаковской” терминологией: плата – станция, шины чтения или записи – соответственно шины R или W и т.п. [8].

На месте 24-й станции, где в крейте САМАС традиционно размещалась управляющая половина контроллера, в предлагаемой конструкции устанавливается плата с дешифратором адреса “4 → 16” на микросхеме K155ИД3. На 4 ее входа с LPT-порта выдается 4 бита (младшие по адресу H378), задающие на весь цикл связи с конкретным прибором номер его станции (1 из 16). В крейте этим 16-ти номерам отвечают 16 одиночных линий, по одной из которых с K155ИД3 выдается логический ноль, активирующий определенную плату/станцию. При съеме информации в компьютер под действием этого нуля сборки из 24 логических ключей ($4 \times$ K155ЛП11) одновременно замыкают все ТТЛ-овские выходы прибора на R-шину чтения крейта, а при выдаче под действием инвертированного перепада “1 → 0” регистр, образованный 24 D-триггерами ($6 \times$ K155TM8), запоминает информацию, установленную к этому моменту на W-шине записи крейта.

Возможности LPT-порта в смысле одноразовой прием/передачи данных в параллельном коде, либо для съема с R-шины крейта 24-битного слова, либо для установки в шину W, оказываются ограничены одним полубайтом (4 бита). Поэтому прием/передача 24 бит разделяется на 6 полубайтовых прием/передач. В компьютере сборка 24-битного

слова из 6 полубайт, последовательно введенных через LPT-порт (4 бита по адресу H379), а также обратное расчленение 24-битного слова на 6 полубайт с последующей выдачей их через LPT-порт (4 старших бита по адресу H378) осуществляется программно. В нашем комплексе операции сборки и расчленения 24-битных слов осуществляются схемотехнически посредством платы, устанавливаемой в крейте на любом свободном месте, т.к. с этой платой будут задействованы только параллельные шины крейта САМАС. Операции сборка/расчленение 24-битных слов выполняются в компьютере и комплексе комплементарными парами: (прием) = (“расчленение в комплексе” → LPT → “сборка в компьютере”); (выдача) = (“сборка в комплексе” ← LPT ← “расчленение в компьютере”).

Для приема данных 24-битное слово, поступающее в шину R с определенной станции, предварительно запоминается в плате 24-битным регистром, образованным 6 микросхемами K155TM8. Запоминание происходит при подаче на общий (спараллеленный) C -вход всех динамических D -триггеров инвертированного перепада “1” → “0”, поступающего с первого выхода дешифратора команд, выполненного на K155ИД3. Следующие шесть его выходов управляют 4-битными спарками ключей (K155ЛП11) с 3 ТТЛ состояниями на выходе. Входы всех ключей соединены с информационным выходом всех D -триггеров (всего 24 бита), а выходы ключей, благодаря наличию 3-го состояния, объединяются параллельно по 4 бита и выводятся на LPT-порт (4 бита по адресу H379). На входы дешифратора с LPT-порта (4 бита по адресу H37A) поступают команды, представляющие собой целые числа: “0”, как указывалось выше, инициирует запоминание 24 бит, установленных нашине R ; “1” – подсоединение ключей 1-го полубайта к LPT-порту; “2” – подключение 2-го полубайта; “3” – 3-го и т.д. вплоть до 6-го.

При выдаче информации с компьютера в комплекс все происходит в обратном порядке, однако ключей здесь не требуется и поэтому часть платы, организующая выдачу данных, состоит только из динамических D -триггеров. Под действием команд “9”, “10”, “11”, “12”, “13” и “14” счетверенные D -триггеры запоминают полубайты, последовательно поступающие из компьютера через LPT-порт (4 старших бита по адресу H378). На динамические C -ходы триггеров соответственно с выходов дешифратора 10, 11, 12, 13, 14 и 15 передаются перепады “0” → “1”, вызывающие запоминание по 4 бита данных по отдельности в каждом счетверенном D -триггере. Последняя команда “15” передается с 16-го выхода в виде перепада, вызывающего запоминание 24-битного слова (собранного нашине W из 6 полубайт под действием предыдущих команд) триггерами той станции, на которую был отправлен последний управляющий перепад.

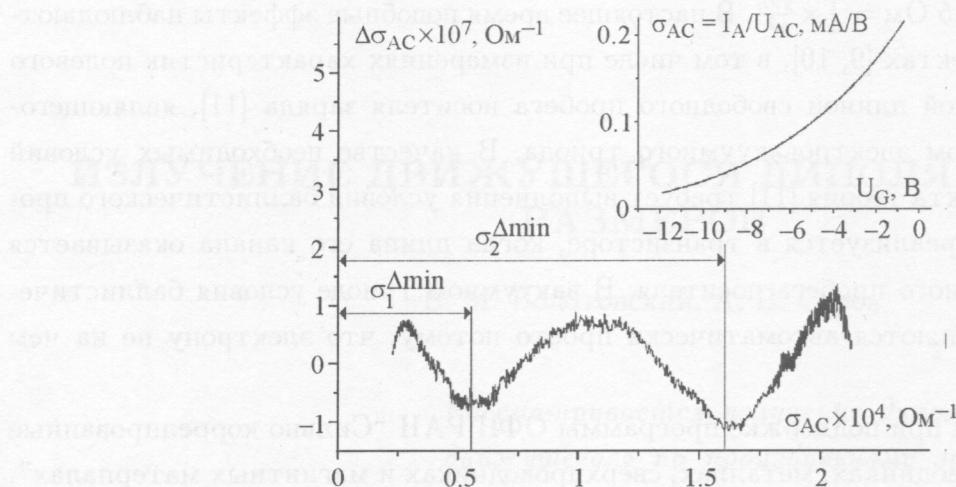


Рис. 3. $\Delta\sigma_{AC} = \sigma_{AC} - \langle\sigma_{AC}\rangle$ отклонение зависимости $\sigma_{AC} = \sigma_{AC}(U_G)$ от соответствующей сглаженной зависимости $\langle\sigma_{AC}\rangle = \langle\sigma_{AC}(U_G)\rangle$, как функция проводимости σ_{AC} . На вкладке – исходная (необработанная) зависимость проводимости между анодом и катодом вакуумного СВЧ триода ГС-13Д $\sigma_{AC} = \sigma_{AC}(U_G) = I_A/U_{AC}$, как функция запирающего напряжения на сетке U_G , которая была снята с помощью описанного цифрового мультиизмерительного комплекса.

На рис. 3 представлена зависимость отклонения проводимости между анодом и катодом вакуумного СВЧ триода ГС-13Д $\Delta\sigma_{AC} = \sigma_{AC} - \langle\sigma_{AC}\rangle$ от соответствующей сглаженной величины $\langle\sigma_{AC}\rangle = \langle\sigma_{AC}(U_G)\rangle$, как функция проводимости σ_{AC} . Функция $\Delta\sigma_{AC} = \delta\sigma_{AC}(\sigma_{AC})$ была построена в результате обработки кривой, отвечающей зависимости электронной проводимости $\sigma_{AC} = I_A/U_{AC}$ от запирающего (отрицательного) напряжения на сетке триода U_G . Исходная зависимость $\sigma_{AC} = \sigma_{AC}(U_G)$, приведенная на вкладке к рис. 3, была снята с помощью описанного выше цифрового мультиизмерительного комплекса. Комплекс протоколировал данные об анодном токе I_A и напряжении между анодом и катодом U_{AC} , а также между катодом и сеткой U_G , поступающие с 3 цифровых вольтметров, и управлял сеточным напряжением U_G . Режим накопления сигнала обеспечивал в этом случае точность измерений, позволившую увидеть на зависимости “остатков” $\Delta\sigma_{AC} = \Delta\sigma_{AC}(\sigma_{AC})$ следы эффекта квантования сопротивления. Действительно, если пересчитать координаты двух минимумов отклонения проводимости $\sigma_1^{\Delta min}$ и $\sigma_2^{\Delta min}$ (рис.3) в сопротивления $r_1^{\Delta min} = 1/\sigma_1^{\Delta min} \approx 19011.4$ Ом и $r_2^{\Delta min} = 1/\sigma_2^{\Delta min} \approx 6108.7$ Ом, то получается, что эти значения отстоят друг от друга на величину, соответствующую половине кванта эталона сопротивления

$r_1^{\Delta min} - r_2^{\Delta min} \approx 12906.5 \text{ Ом} = \frac{1}{2} \times \frac{2\pi\hbar}{e^2}$. В настоящее время подобные эффекты наблюдаются на различных объектах [9, 10], в том числе при измерениях характеристик полевого транзистора с большой длиной свободного пробега носителя заряда [11], являющегося во многом аналогом электровакуумного триода. В качестве необходимых условий наблюдаемости эффекта теория [11] требует выполнения условий баллистического пролета носителей, что реализуется в транзисторе, когда длина его канала оказывается короче длины свободного пробега носителя. В вакуумном триоде условия баллистического пролета выполняются автоматически просто потому, что электрону не на чем рассеиваться.

Работа выполнена при поддержке программы ОФН РАН “Сильно коррелированные электроны в полупроводниках, металлах, сверхпроводниках и магнитных материалах”.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника (Москва, Мир, 1969).
- [2] Шило В. Л. Популярные цифровые микросхемы (Москва, Радио и связь, 1987).
- [3] Руднев И. А. Сверхпроводящие композиты нового поколения, МИФИ, 4, 153 (2006).
- [4] Жерихин А. Н., Шубный Г. Ю., Жерихина Л. Н. и др. Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования, N 6, 79 (2000).
- [5] Головашкин А. И., Жерихин А. Н., Жерихина Л. Н. и др. Краткие сообщения по физике ФИАН, N 12, 42 (2004).
- [6] Robinson F. N. H. Noise and fluctuations in devices and circuits (Clarendon press, Oxford, 1974).
- [7] Бекингем М. Шумы в электронных приборах и системах (Москва, Мир, 1986).
- [8] Задков В. Н., Пономарев Ю. В. Компьютер в эксперименте: архитектура и программные средства систем автоматизации (Москва, Наука, 1988).
- [9] Costa – Kromer J. L. Phys. Rev. Lett., 78(26), 4990 (1997).
- [10] Головашкин А. И., Жерихин А. Н., Жерихина Л. Н. и др. Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования, N 10, 3 (2005).
- [11] Hansem A. E. arXiv:cond-mat/9909246, 16 Sep. 1999.
- [12] Landauer R. IBM J. Res. Dev., 1, 223 (1957).
- [13] Imry Y. Introduction to mesoscopic physics (University press, Oxford, 2002).
- [14] Головашкин А. И., Жерихин А. Н., Жерихина Л. Н. и др. Краткие сообщения по физике ФИАН, N 1, 23 (2006).

Поступила в редакцию 5 сентября 2006 г.