

**ОБЩАЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ
ТЕХНИКА**

УДК 621.317.31+621.383.2.032.11

**СЕЛЕКТИВНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ТОКОВ ФОТОЭЛЕКТРОННОГО
УМНОЖИТЕЛЯ ДЛЯ СПЕКТРОСКОПИИ МАГНИТНОГО
КРУГОВОГО ДИХРОИЗМА В ОТРАЖЕННОМ СВЕТЕ**© 2024 г. Ю. В. Маркин^а *, З. Э. Кунькова^а^а *Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова**Российской академии наук**Фрязинский филиал**Россия, 141120, Фрязино, Московская обл., пл. Введенского, 1***e-mail: markin@fireras.su*

Поступила в редакцию 27.09.2023 г.

После доработки 03.05.2024 г.

Принята к публикации 08.06.2024 г.

Представлена относительно простая схема селективного измерителя постоянной и переменной компонент полного тока фотоэлектронного умножителя при регистрации спектров магнитного кругового дихроизма в отраженном свете с использованием метода фазовой модуляции световой волны с помощью фотоупругого модулятора. В схеме реализован метод измерения анодного тока фотоумножителя с применением нагрузочного сопротивления R_L и буферного предусилителя. Выделение переменной компоненты осуществляется компенсацией постоянной составляющей полного сигнала. Описаны экспериментальные методики, позволяющие определять оптимальную величину R_L , для которой в полосе частот порядка 100 кГц влияние входной шунтирующей емкости минимально. Определены основной источник и уровень паразитного фототока, не связанного с падающим монохроматическим излучением. Предложен алгоритм регистрации спектра при смене полярности эффекта кругового дихроизма. Работоспособность и эффективность разработанного измерителя иллюстрируются на примере измерения спектра магнитного кругового дихроизма пленки GaMnAs.

1. ВВЕДЕНИЕ

В спектроскопии магнитного кругового дихроизма в отраженном свете (reflectance magnetic circular dichroism – RMCD) широко используется метод фазовой модуляции линейно поляризованной световой волны, осуществляемый с помощью фотоупругого модулятора (photoelastic modulator – PEM) [1–3]. Эта методика предполагает измерение

двух электрических сигналов фотоприемника – постоянного (или низкочастотного) сигнала и гармонического сигнала на высокой частоте фазовой модуляции ($f_{PEM} \sim 10\text{--}100$ кГц). Для регистрации слабого модулированного светового потока используется фотоэлектронный умножитель (ФЭУ) [3, 4], который является датчиком с токовым выходом. В RMCD-спектроскопии амплитуды постоянного и переменного сигналов сильно различаются по величине: отношение амплитуд гармонической и постоянной составляющих обычно имеет порядок $10^{-5}\text{--}10^{-3}$. Это обстоятельство, наряду с высокой частотой фазовой модуляции, определяет полосу пропускания и динамический диапазон предварительного усилителя фототока ФЭУ, используемого в RMCD-спектрометре.

2. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТОКА ФЭУ

Измерение анодного тока ФЭУ с выхода разъема, содержащего высоковольтный делитель напряжения, проводится двумя методами: либо регистрацией напряжения на нагрузочном сопротивлении R_L , либо с использованием преобразователя ток–напряжение [5, 6]. В RMCD-спектроскопии предпочтительно измерение анодного фототока с использованием нагрузки R_L , поскольку схема преобразователя ток–напряжение нестабильна из-за шунтирующей емкости коаксиального кабеля C_{coax} [5, 6]. Амплитуду нестабильных высокочастотных колебаний можно существенно уменьшить, устанавливая на выходе преобразователя НЧ-фильтр с частотой среза порядка $100\text{--}500$ кГц, однако полностью их устранить не удастся. Это приводит к дополнительному источнику шума и повышению порога чувствительности измерительной системы. Негативное влияние C_{coax} обычно устраняется встраиванием преобразователя (или нагрузки) в разъем с делителем напряжения. Однако такая конструкция в технике лабораторного эксперимента не всегда оправдана [5]. Дальнейшее рассмотрение относится к схеме регистрации напряжения на нагрузочном сопротивлении R_L .

Измерение компонент полного сигнала выполняется одновременной подачей последнего на входы предусилителей высокой и низкой частот [3, 7, 8]. Недостатком такой параллельной схемы является необходимость использования отдельного предусилителя для каждого канала. Кроме того, в методе с общей нагрузкой R_L для предусилителей требуется тщательное согласование входных импедансов измерительных контуров и его периодический контроль [3]. По этим причинам желательно использовать иную схему, позволяющую выделять эти составляющие полного тока с помощью одного предусилителя.

3. СХЕМА СЕЛЕКТИВНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ

Ниже описывается схема (рис. 1) селективного измерителя постоянной и переменной компонент фототока ФЭУ, I_{PH} . Входной каскад измерителя выполнен на операционном усилителе (ОУ) AD8675 (M_1), включенном по неинвертирующей схеме измерения напряжения, которое индуцируется протеканием переменного анодного тока ФЭУ через нагрузку, представляющую собой параллельное соединение сопротивления R_L и емкости C_S . Суммарная емкость C_S , шунтирующая нагрузку R_L , складывается из междуэлектродных емкостей ФЭУ, сопряженного с высоковольтным делителем напряжения, емкости выходного коаксиального кабеля и входной емкости микросхемы M_1 . С ростом частоты измерений наличие C_S приводит к уменьшению токового сигнала на нагрузке R_L и фазовым сдвигам [3–6]. Для оптимального подбора величины сопротивления R_L при измерениях на частоте фазовой модуляции f_{PEM} (и удвоенной частоте $2f_{PEM}$) необходимо знать значение шунтирующей емкости. С этой целью были выполнены предварительные измерения.

Рис. 1. Принципиальная схема селективного измерителя постоянной и переменной компонент тока ФЭУ при регистрации спектров RMCD

Монохроматическое излучение (с длиной волны $\lambda = 530$ нм) из выходной щели (шириной $d_{sl} = 0.1$ мм) монохроматора SPM-2, для которого первичным источником света являлась галогенная лампа накаливания мощностью 150 Вт и напряжением накала 15 В, фокусировалось на входное окно ФЭУ Hamamatsu R374, сопряженного с разъемом Hamamatsu D-Type Socket Assemblies E990-501. В этом разьеме цепь анода A изолирована и выведена вовне с помощью коаксиального кабеля RG-174/U длиной не менее 40 см, конец которого подсоединен к BNC-ВЧ-разъему (штекер) [9]. С помощью оптического прерывателя SR540 ($25 \text{ Гц} \leq f \leq 3.8 \text{ кГц}$, f – частота прерывания светового потока) осуществлялась амплитудная модуляция интенсивности света. Выход анодной цепи подсоединялся к нагрузке в виде R^*C^* -делителя для переменного фототока ($R^* = 1 \text{ МОм}$, $C^* = C_S + C$, $C = 220 \text{ пФ}^1$). Падение напряжения на нагрузке подавалось на вход операционного усилителя (ОУ) M_1 , включенного по схеме неинвертирующего повторителя (рис. 1а). Переменное выходное напряжение

$$V(f) = \frac{V_0}{\sqrt{1 + (2\pi f R^* C^*)^2}} \quad (1)$$

¹ Для этих значений R^* и C^* с учетом оценочной величины $C_S \approx 50$ пФ частота среза делителя фототока $f_C \approx 590$ Гц.

с повторителя регистрировалось цифровым синхронным усилителем SR830, для которого опорные импульсы вырабатывались контроллером оптического прерывателя SR540. Ток накала лампы $i_{gl} = 8$ А и напряжение на ФЭУ $V_{PMT} = -690$ В устанавливались, исходя из условия регистрации максимальной амплитуды (около 1 В) демодулированного напряжения V_0 на выходе SR830 при низких частотах амплитудной модуляции света. На рис. 1а представлена линеаризованная зависимость (1), по которой была найдена шунтирующая емкость $C_S \approx 71$ пФ.

Диапазон выходных фототоков I_{PH} ФЭУ Hamamatsu R374 ограничивается максимальной величиной 100 мкА. Максимальное значение измеряемых фототоков иногда уменьшают примерно до 10 мкА, исходя из условия линейного режима работы ФЭУ относительно суммарного потока $\Phi = \Phi_1 + \Phi_2$ светового излучения: $I_{PH}(\Phi) \approx I_{PH}(\Phi_1) + I_{PH}(\Phi_2)$ [6, 8]. Измерения в режиме стабилизации постоянной составляющей полного сигнала проводятся при еще меньших значениях $I_{PH} \approx 2$ мкА [10]. При фазовой модуляции полоса пропускания для схемы измерения переменного фототока колеблется в широких пределах: $f_C = 100$ кГц – 5 МГц [3, 4, 10]. Однако фотоупругий модулятор является узкополосным устройством, работающим на фиксированной частоте f_{PEM} [11], и демодуляция переменных сигналов осуществляется методом синхронного детектирования с использованием усилителей с полосой пропускания 100 кГц [3]. В связи с этим делать высокочастотный тракт измерителя тока очень широкополосным не имеет смысла.

Для выбора минимального возможного значения частоты среза f_C была использована методика контроля достоверности данных RMCD-спектроскопии [3]. Контроль осуществлялся по упрощенной линейной схеме $CH-P-PEM-A-PHD^2$ (рис. 1б). Здесь CH – оптический прерыватель SR540, модулирующий амплитуду светового потока с частотой f_{CH} , PEM – фотоупругий модулятор PEM-100 с оптической головкой I/FS50 ($f_{PEM} = 50$ кГц), P и A – призмы Глана–Тейлора, оси пропускания которых ориентированы соответственно под углами 45° и -45° относительно оптической оси PEM , PHD – ФЭУ Hamamatsu R374 с указанным выше электрическим разъемом. Схема измерения спектральных зависимостей низкочастотной

$$V_-(\lambda) \propto \Phi_\lambda(\lambda) S_{PMT}(\lambda) K(f) \Big|_{f=f_{CH}} \quad (2)$$

и гармонической

² Присутствующие в схеме фокусирующие линзы из оптического стекла (см. [3]) не показаны.

$$V_{2f}(\lambda) \propto \Phi_{\lambda}(\lambda) S_{PMT}(\lambda) K(f) \Big|_{f=2f_{PEM}} \quad (3)$$

(на удвоенной частоте $2f_{PEM}$) компонент полного периодического сигнала $V(\lambda)$ с выхода M_1 аналогична представленной в работе [3]. Здесь $\Phi_{\lambda}(\lambda)$ – эффективная спектральная плотность светового потока, в которой присутствуют не зависящие от времени t параметры оптической системы, $S_{PMT}(\lambda)$ – спектральная чувствительность ФЭУ, $K(f)$ – АЧХ представленного на рис. 1б преобразователя тока $I_{PH}(\lambda)$ в напряжение $V(\lambda)$ на частотах f_{CH} и $2f_{PEM}$. На этом же рис. 1б приведены нормированные на величины своих максимумов спектральные зависимости компонент $V_{-}(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$ полного сигнала $V(\lambda)$ с выхода M_1 при выбранной величине нагрузки $R^* = 20$ кОм, для которой частота среза входного делителя фототока $f_C \approx 112$ кГц. Видно, что нормированные амплитуды $V_{-}(\lambda)$ (сплошная кривая) и $V_{2f}(\lambda)$ (точки) совпадают, а эффективное относительное отклонение Δ_{dev} (штриховая кривая) отношения этих нормированных сигналов от единицы по абсолютной величине меньше 2% почти во всем диапазоне длин волн λ . Небольшое увеличение отклонения $|\Delta_{dev}|$ вблизи коротковолнового края спектра ($\lambda < 420$ нм) может быть связано как с фоновым излучением [3], так и с “узостью” полосы пропускания входного токового делителя ($f_C \approx 2f_{PEM}$). Были также выполнены контрольные измерения для нагрузочного сопротивления $R^* = 10$ кОм ($f_C \approx 224$ кГц). В этом случае наблюдается больший коротковолновый рост отклонения $|\Delta_{dev}|$ (штрихпунктирная кривая), обусловленный повышением порога чувствительности измерительной схемы. Можно заключить, что $K(f_{CH}) \approx K(2f_{PEM})$ во всем диапазоне длин волн. В итоге для выбранного номинала нагрузки $R_L = 20$ кОм получаем коэффициент преобразования входного буферного каскада измерителя по постоянному току порядка 10^6 В/А, что позволяет регистрировать максимальный фототок порядка 10 мкА, находясь в диапазоне линейного режима работы ФЭУ.

Согласно схеме на рис. 1, сигнал $V(t)$ с выхода ОУ M_1 , состоящий из постоянной V_{-} и переменной $V_{-}(t)$ компонент³, поступает на вход вычитателя $M_{2.1}$. Отрицательная обратная связь через инвертирующий интегратор $M_{2.2}$ компенсирует составляющую V_{-} в полном сигнале. При выборе соответствующего значения постоянной интегрирования $\tau_0 = R_0 C_0$ на выходе $M_{2.1}$ будет присутствовать только переменная составляющая $V_1(t) = -V_{-}(t)$, на

³ При фазовой модуляции составляющие V_{-} и $V_{-}(t)$ – компоненты разложения в ряд Фурье периодического сигнала $V(t)$ [1, 2].

выходе $M_{2.2}$ – составляющая $V_2(t) = V_-/2$, а на выходе M_3 – постоянное напряжение V_- . Действительно, в общем случае для фурье-образов $F_\omega\{\dots\}$ сигналов $V(t)$, $V_1(t)$ и $V_2(t)$ справедливы соотношения

$$F_\omega\{V_1(t)\} = -\frac{i\omega\tau_0}{2+i\omega\tau_0} F_\omega\{V(t)\} \quad (\omega = 2\pi f, \quad i = \sqrt{-1}), \quad (4)$$

$$F_\omega\{V_2(t)\} = \frac{F_\omega\{V(t)\}}{2+i\omega\tau_0}. \quad (5)$$

Из этих соотношений следует, что для ВЧ-сигналов ($\omega\tau_0 \gg 1$) $V_1(t) \approx -V(t)$, $V_2(t) \approx 0$, а для НЧ-сигналов ($\omega\tau_0 \ll 1$) $V_1(t) \approx 0$, $V_2(t) \approx V(t)/2$. При фазовой модуляции первая гармоника ВЧ-сигнала $V_-(t)$ изменяется с фиксированной частотой f_{PEM} . Следовательно, для оценки τ_0 необходимо знать характерный темп изменения $V_-(t)$. При фиксированном значении λ этот сигнал постоянен, однако при развертке по длине волны он меняется во времени. Для минимизации переходных процессов необходимо отслеживать эти изменения на выходе ОУ $M_{2.2}$. Характерная длина интервала Δt , на котором $V_-(t)$ существенно меняется, примерно равна половине времени регистрации спектра, приведенного на рис. 1б. Тогда характерная скорость изменения амплитуды V_- на этом интервале $f_- = V_-^{-1}(t) \cdot dV_-(t)/dt \sim 1/\Delta t$ [12]. Время записи спектра примерно 40 мин, а его полуширина укладывается в интервал $\Delta t \approx 23$ мин. В результате получаем $f_- \sim 7 \cdot 10^{-4} \text{ с}^{-1}$ и $\tau_0 \sim \left(\pi \sqrt{f_- \cdot f_{PEM}}\right)^{-1} \sim 5 \cdot 10^{-2} \text{ с}$. Указанные на схеме (рис. 1) номиналы R_0 и C_0 соответствуют полученной оценке τ_0 . Низкочастотный активный RC-фильтр на основе ОУ M_3 определяет постоянную времени выходного каскада для составляющей V_- , примерно равную 1 с. Такая же постоянная времени обычно устанавливается для синхронного усилителя SR830, используемого для измерений соответствующих гармоник переменного сигнала V_- .

Для переменного сигнала V_- входным каскадом является активный полосовой RC-фильтр на основе ОУ M_4 с перестраиваемым коэффициентом усиления G по переменному току. Расчет АЧХ-фильтра показал, что его центральная частота f_0 близка к f_{PEM} ($f_0 \approx 49.8 \text{ кГц}$), его коэффициент ослабления на центральной частоте около -0.385 дБ, полоса пропускания примерно 9.8–254.4 кГц. Фильтр устраняет низкочастотные шумы, связанные с дрейфом нуля ОУ, релаксацией темнового тока ФЭУ и фоновым излучением (рассеянным в монохроматоре и в затененном помещении). Фильтр также устраняет

высокочастотные сетевые наводки, понижая таким образом порог чувствительности измерительной схемы по переменному сигналу.

4. ВЫЯВЛЕНИЕ ПАРАЗИТНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ В ПОЛЕЗНОМ СИГНАЛЕ

Постоянная компонента V_{\pm} , наряду с полезным сигналом, пропорциональным интенсивности падающего на ФЭУ монохроматического излучения, также содержит паразитные составляющие V_S , связанные с уже упомянутыми темновым током ФЭУ, со смещением нуля ОУ и с фоновым излучением. Величина темнового тока ФЭУ Hamamatsu R374 лежит в диапазоне 3–15 нА (что эквивалентно смещению $V_S = 3 - 15$ мВ на выходе M_3), она зависит от приложенного рабочего напряжения. Используемые в измерителе ОУ M_1 – M_3 обладают малым напряжением смещения нуля (менее 100 мкВ). Вклад фонового излучения обычно снижается тщательным затемнением оптической части RMCD-спектрометра и установкой непосредственно перед входным окном ФЭУ узкополосного светофильтра с высоким пропусканием в области низкой интенсивности монохроматического излучения. Суммарное смещение V_S зависит от ширины щели d_{sl} , тока i_{gl} и напряжения V_{PMT} , причем эти параметры при измерениях RMCD-спектров могут меняться в широких пределах [3]. Следовательно, требуется аттестация RMCD-спектрометра на величину и стабильность паразитного смещения с целью его минимизации и внесения соответствующей поправки в измеренные значения V_{\pm} .

Измерения паразитной составляющей V_S в зависимости от ширины щели d_{sl} , тока i_{gl} и напряжения V_{PMT} осуществлялись следующим образом. Из оптического тракта удалялся прерыватель CH , цепь анода ФЭУ подсоединялась к разъему $Вход$ измерителя (рис. 1). Постоянная компонента V_{\pm} с разъема $Выход 1$ подавалась на вход цифрового мультиметра Keithley 2000. Дисперсионная призма монохроматора устанавливалась в положение, соответствующее выходящему излучению с длиной волны $\lambda_0 = 250$ нм. В этом случае фокусирующие линзы из оптического стекла выполняли роль широкополосного фильтра, вырезающего из спектра излучения лампы накаливания область $\lambda < 360$ нм. Измерения зависимостей $V_{\pm}(V_{PMT})$ при различных значениях тока лампы i_{gl} и постоянной ширине щели d_{sl} , а также зависимостей $V_{\pm}(d_{sl})$ при постоянных i_{gl} и V_{PMT} выполнялись без анализатора⁴. При этом регистрируемая величина V_{\pm} определяет паразитную составляющую V_S , которая присутствует в процессе измерения спектральной зависимости $V_{\pm}(\lambda)$ при выбранных значениях параметров d_{sl} , i_{gl} и V_{PMT} . На основной части рис. 2 представлены результаты соответствующих измерений. При нулевом напряжении на ФЭУ $V_S \approx 0.5$ мВ, т.е. суммарное

⁴ Такая схема используется в спектроскопии RMCD [2, 3].

смещение нуля измерителя мало. При закрытом окне ФЭУ с увеличением V_{PMT} смещение растёт, оно достигает максимального значения примерно -6.5 мВ при $V_{PMT} = -1.5$ кВ (т.е. предельный темновой ток ФЭУ около 6.5 нА). Приведенные кривые показывают, что преобладающим источником в суммарном смещении V_S является фоновое излучение. На рис. 2а представлена зависимость смещения V_S от ширины щели d_{sl} . При малых d_{sl} величина V_S практически постоянна, а при $d_{sl} > 0.4$ мм зависимость $V_S(d_{sl})$ суперлинейна. Следовательно, при широких щелях ($d_{sl} \sim 1$ мм) вклад выходящего из монохроматора рассеянного света в величину V_S сравним с вкладом внешней подсветки. При $d_{sl} \leq 0.5$ мм влияние рассеянного в монохроматоре света на величину V_S незначительно (не превышает 10%), см. рис. 2б. Действительно, установка узкополосного отсекающего светофильтра СС-8 ($\Delta\lambda = 350 - 500$ нм) непосредственно после выходной щели монохроматора не влияет на величину паразитного смещения: при одинаковых токах i_{gl} и различных ширинах d_{sl} зависимости $V_S(V_{PMT})$ на рис. 2 ($d_{sl} = 0.1$ мм) и на рис.2б ($d_{sl} = 0.5$ мм, штриховые линии с темными круглыми точками) практически идентичны. Однако размещение этого светофильтра перед входным окном ФЭУ сужает область значений $V_S(V_{PMT})$ вплоть до величин при полностью закрытом окне. Таким образом, когда $V_S \sim V_{\pm}$, метод измерения компоненты V_{\pm} на постоянном токе требует внесения соответствующей поправки. В работе [10] коррекция осуществлялась с помощью предварительной регистрации V_S с последующим ее вычитанием из измеренных величин V_{\pm} . Однако такой подход будет корректным, если в процессе регистрации RMCD-спектров паразитное смещение не меняется. На рис.2в представлены временной дрейф смещения V_S и его шумовая дорожка. Видно, что во временном интервале, сравнимом со временем проведения измерений, изменение V_S относительно его среднего уровня (штриховая линия) мало. Следовательно, такой подход обоснован.

Рис. 2. Паразитное смещение $V_S(V_{PMT})$ при отсутствии (сплошная кривая) и наличии засветки входного окна ФЭУ

5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИЗМЕРИТЕЛЯ

Тестирование токового измерителя с целью выявления возможности его использования в составе RMCD-спектрометра осуществлялось по методике контроля достоверности данных RMCD-спектроскопии [3]. Для этого оптическая часть RMCD-спектрометра была тщательно затемнена. В нее был возвращен анализатор, а разъем *Выход 2* измерителя (рис. 1) был присоединен ко входу усилителя SR830, для которого опорные

импульсы с частотой следования 100 кГц вырабатывались контроллером РЕМ-100. Перед измерением зависимостей $V_{\pm}(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$ при выбранных значениях параметров $d_{sl} = 0.15$ мм, $i_{gl} = 7$ А, $V_{PMT} = -716$ В и амплитуде фазовой задержки $\delta_0 = 0.383\lambda$ определялась суммарная паразитная составляющая V_S путем многократного измерения сигнала V_{\pm} для $\lambda = 250$ нм. Усреднение по множеству измеренных значений V_{\pm} дало величину около -1.8 мВ, которая определяет паразитную составляющую V_S .

Затем в области длин волн 400–800 нм измерялись спектральные зависимости сигналов $V_{\pm}(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$ ⁵. По окончании измерений из массива данных $V_{\pm}(\lambda_i)$ формировался скорректированный массив $V_C(\lambda_i) = V_{\pm}(\lambda_i) - V_S$. Результаты измерений приведены на рис. 3. Видно, что нормированные на величины своих максимумов амплитуды $V_C(\lambda)$ (сплошная кривая) и $V_{2f}(\lambda)$ (круглые точки) совпадают, а абсолютная величина эффективного относительного отклонения Δ_{dev} отношения нормированных сигналов от единицы (штриховая кривая с крестиками) не превышает 1% во всем диапазоне длин волн за исключением отмеченных кружками трех крайних точек с $\lambda \leq 410$ нм. Здесь же представлены исходная спектральная зависимость $V_{\pm}(\lambda)$ (штриховая кривая) и соответствующее ей отклонение Δ_{dev} (штриховая кривая с треугольниками). Для крайней левой точки спектральной кривой $V_{\pm}(\lambda)$ ($\lambda = 400$ нм), отвечающей минимальному значению полезного сигнала, отношение $V_{\pm}/V_S \approx 2$. Видно, что с ростом величины этого отношения абсолютное значение относительного отклонения резко уменьшается. Данное обстоятельство определяет критерий выбора диапазона сканирования по длинам волн. При заданных значениях параметров d_{sl} , i_{gl} , V_{PMT} и δ_0 в рабочем интервале длин волн постоянная компонента V_{\pm} должна превышать паразитное смещение в несколько раз.

Рис. 3. Спектральные зависимости амплитуд сигналов $V_C(\lambda)$

В табл. 1 приведены коэффициенты преобразования по переменному току $|Z_{\pm}(f)|$ для частот f_{PEM} и $2f_{PEM}$ при различных состояниях переключателей K_1 и K_2 : разомкнутое (OFF) / замкнутое (ON).

Таблица 1. Коэффициенты преобразования по переменному току $|Z_{\pm}(f)|$

⁵ Измерение гармонической компоненты V_{2f} проводилось при разомкнутых переключателях K_1 и K_2 , рис. 1.

Частота, кГц	Z _~ в зависимости от состояния переключателей К1/К2, В/А (приблизительные значения)			
	OFF/OFF	OFF/ON	ON/OFF	ON/ON
50	1.3·10 ⁶	6.7·10 ⁶	2.6·10 ⁷	1.4·10 ⁸
100	1.3·10 ⁶	6.6·10 ⁶	2.6·10 ⁷	1.3·10 ⁸

Коэффициенты определялись следующим образом. С выхода “SINE OUT” внутреннего генератора усилителя SR830 синусоидальный сигнал требуемой частоты с амплитудой V_0 (действующее значение) подавался на вход измерителя через делитель напряжения. Верхним плечом делителя являлось балластное сопротивление $R_B = 10$ МОм, а нижним плечом – эквивалентная шунтирующая емкость $C = 62$ пФ. Разъем *Выход 2* измерителя (рис. 1) был присоединен к входу усилителя SR830, опорные импульсы для которого вырабатывались внутренним генератором. Для заданной частоты f и фиксированного состояния K_1 и K_2 с учетом входной емкости C_{IN} ОУ M_1 ($C_S \approx C + C_{IN}$) коэффициент преобразования рассчитывался по формуле

$$|Z_{\sim}(f)| = (R_B + R_L) \frac{V_e}{V_0} \sqrt{\frac{1 + (2\pi f R_B \parallel R_L C_S)^2}{1 + (2\pi f R_L C_S)^2}} \approx R_B \frac{V_e}{V_0}, \quad R_B \parallel R_L = \frac{R_B R_L}{R_B + R_L}, \quad (6)$$

где V_e – амплитуда (действующее значение) выходного сигнала SR830. При подаче на вход измерителя через этот же делитель постоянного напряжения V_c и измерении на разьеме *Выход 1* мультиметром Keithley 2000 отклика V_r был вычислен коэффициент преобразования по постоянному току $R_{\sim} \approx R_B V_r / V_c \approx 1.1 \cdot 10^6$ В/А.

6. RMCD-СПЕКТРОСКОПИЯ ПЛЕНКИ GaMnAs

С использованием селективного измерителя в составе RMCD-спектрометра [3] были выполнены тестовые измерения спектра магнитного кругового дихроизма пленки GaMnAs толщиной 130 нм, выращенной на подложке GaAs(100). Относительно слабый при комнатной температуре магнитооптический отклик этого образца обусловлен присутствием в полупроводниковой матрице ферромагнитных нанокластеров MnAs (температура Кюри около 320 К) [14]. Измерения проводились в автоматическом режиме в диапазоне длин волн 400–800 нм при комнатной температуре. Исследуемый образец размещался в центре грани SmCo-магнита, представляющего собой куб с длиной ребра 35 мм, для которой вектор магнитной индукции \mathbf{B}_0 направлен нормально ($|\mathbf{B}_0| \approx 5.67$ кГс) [3]. Из оптической части спектрометра был удален анализатор. Процедура регистрации паразитной составляющей V_S и спектральных зависимостей постоянных сигналов $V_{\sim}(\lambda)$ и $V_C(\lambda)$ аналогична описанной выше, а гармоническая компонента $V_f(\lambda)$ (на частоте

фазовой модуляции f_{PEM}) находилась из экспериментальных данных по следующему алгоритму. В заданном диапазоне сканирования по длинам волн с помощью двухфазного синхронного усилителя SR830 измерялись амплитуда $V_R(\lambda) = \sqrt{V_X^2(\lambda) + V_Y^2(\lambda)}$ полного сигнала и фазовый сдвиг $\Delta\theta(\lambda)$, причем перед измерениями осуществлялась автоматическая установка фазы. Здесь V_X и V_Y – синфазная и квадратурная составляющие вектора исследуемого сигнала по отношению к опорному соответственно [15].

На частотах f_{PEM} и $2f_{PEM}$ инерционность ФЭУ пренебрежимо мала во всем диапазоне длин волн. В этом случае спектральная зависимость $\Delta\theta(\lambda)$ примерно постоянна, если во всем исследуемом диапазоне длин волн полярность эффекта RMCD не меняется. Значительное изменение зависимости $\Delta\theta(\lambda)$ будет наблюдаться вблизи длин волн, где происходит смена полярности эффекта. Тогда гармоническую компоненту $V_f(\lambda)$ можно определить из экспериментальных зависимостей $V_R(\lambda)$ и $\Delta\theta(\lambda)$ по формуле

$$V_f(\lambda) = V_R(\lambda) \cos[\Delta\theta(\lambda) - \Delta\theta_0], \quad (7)$$

где $\Delta\theta_0 \approx 62^\circ$ – постоянный сдвиг фаз, вносимый электронной схемой селективного измерителя [15]. Предварительный эксперимент показал, что в области длин волн, где полярность RMCD положительна, $\Delta\theta(\lambda) \approx \Delta\theta_0$ и $V_f(\lambda) = V_R(\lambda)$.

На рис. 4 представлена зависимость величины сигнала RMCD $V_f(\lambda)/V_C(\lambda)$ от длины волны света для тестового образца GaMnAs. Наблюдается качественное согласие RMCD-спектра с опубликованным спектром экваториального эффекта Керра (ТКЕ, transverse Kerr effect) пленки GaMnAs [14] в совпадающих спектральных диапазонах. Сигналы в RMCD- и ТКЕ-спектрах близки по величине, в каждом из спектров наблюдается смена полярности эффекта, а спектральные особенности локализованы при близких длинах волн. Эти данные свидетельствуют о корректности применения алгоритма для нахождения компоненты $V_f(\lambda)$ из экспериментальных спектральных зависимостей $V_R(\lambda)$ и $\Delta\theta(\lambda)$.

Рис. 4. Спектр RMCD(λ) пленки GaMnAs.

Результаты тестовых испытаний представленного селективного измерителя токов ФЭУ и приведенный пример его использования в RMCD-спектроскопии демонстрируют высокую эффективность измерительной схемы. Величина $\Delta_{dev} \sim 1\%$ для скорректированной компоненты $V_{=}$ свидетельствует о том, что спектральная зависимость отношения $V_f(\lambda)/V_c(\lambda)$ определяет спектр RMCD [3]. На базе измерителя несложно также реализовать весьма популярный режим $V_{=} = \text{const}$ [10], который осуществляется соответствующей подстройкой напряжения V_{PMT} . При этом в условиях, отвечающих соотношению $|V_{=}| \gg |V_S|$, паразитную составляющую можно не учитывать, однако $V_{=} \sim V_S$ в области спектра, отвечающей малой интенсивности падающего монохроматического излучения. В этом случае режим $V_{=} = \text{const}$ малоэффективен, поскольку изменение напряжения V_{PMT} изменяет смещение V_S (см. рис. 2). Для коррекции малого сигнала $V_{=}$ необходимо фиксировать эти изменения, что сильно усложняет эксперимент.

Отметим, что если фаза гармонической компоненты $V_f(\lambda)$ нестабильна, то автоматическая установка фазы усилителя SR830 прерывается. Такая ситуация может наблюдаться при измерении токов ФЭУ с помощью преобразователя ток–напряжение [3] из-за нестабильности этой схемы измерений (см. выше). Предлагаемый селективный измеритель лишен этого недостатка, что подтверждается малыми значениями Δ_{dev} (по сравнению с данными в работе [3]) и регистрацией контрольного спектра RMCD (λ) пленки GaMnAs с малой величиной сигнала и сменой полярности RMCD.

Разработанная схема селективного измерителя компонент полного тока ФЭУ по своим параметрам не уступает известным промышленным реализациям компании Hamamatsu [9]. Описанный измеритель может использоваться в различных методиках поляризационной спектроскопии, использующих метод фазовой модуляции поляризованной световой волны с помощью фотоупругого модулятора [13]. Тестовые измерения показали, что основным источником в суммарном паразитном смещении V_S является “световое загрязнение”, которое следует минимизировать тщательным затемнением оптической части RMCD-спектрометра. В коротковолновой области спектра при малых интенсивностях полезного светового сигнала вклад излучения, рассеянного в монохроматоре, можно существенно уменьшить установкой отсекающего светофильтра непосредственно перед входным окном ФЭУ.

В данной работе тестовые измерения и запись контрольного RMCD-спектра выполнены в спектральном диапазоне 400–800 нм, ограниченном использованной

стеклянной оптикой и областью чувствительности ФЭУ. Расширить спектральный диапазон в коротковолновую область позволяет использование соответствующей оптики (например, из кварцевого стекла), а в качестве источника излучения – ксеноновой или дейтериевой лампы [10]. Расширение рабочего диапазона в длинноволновую область требует высокочастотных ИК-приемников излучения.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Sato K.* // Jpn. J. Appl. Phys. 1981. V. 20. № 12. P. 2403.
<https://doi.org/10.1143/JJAP.20.2403>
2. *Martens J.W.D., Peeters W.L., Nederpel P.Q.J., Erman M.* // J. Appl. Phys. 1984. V. 55. №4. P. 1100. <https://doi.org/10.1063/1.333199>
3. *Маркин Ю.В., Кунькова З.Э.* // ПТЭ. 2023. №6. С. 74.
<https://doi.org/10.31857/S0032816223040031>
4. *Oakberg T.C., Bryan A.J.* // Proc. SPIE. 2002. V. 4819. P. 98.
<https://doi.org/10.1117/12.450859>
5. *Drake A.F.* // J. Phys. E: Sci. Instrum. 1986. V. 19. № 3. P. 170.
<https://doi.org/10.1088/0022-3735/19/3/002>
6. Photomultiplier Tubes. Basics and Applications. Hamamatsu Photonics K.K., Electron Tube Division, 2006.
7. *Greeuw G., Hillen M.W., Köhnke G. H. P.* // Rev. Sci. Instrum. 1982. V. 53. № 9. P. 1452.
<https://doi.org/10.1063/1.1137195>
8. *Hädener K., Bergamasco S., Calzaferri G.* // Rev. Sci. Instrum. 1988. V. 59. № 9. P. 1924.
<https://doi.org/10.1063/1.1140052> [й ссылке](#)
9. Photomultiplier Tubes. Photomultiplier Tubes and Related Products. Hamamatsu Photonics K.K., Electron Tube Division, 2010.
10. *Van Drent W.P., Suzuki T.* // J. Magn. Magn. Mater. 1997. V. 175. № 1-2. P. 53.
[https://doi.org/10.1016/S0304-8853\(97\)00227-8](https://doi.org/10.1016/S0304-8853(97)00227-8)
11. *Мустель Е.Р., Парыгин В.Н.* Методы модуляции и сканирования света. М.: Наука, 1970.
12. *Мигдал А.Б.* Качественные методы в квантовой теории. М.: Наука, 1975.
13. *Hipps K.W., Crosby G.A.* // J. Phys. Chem. 1979. V. 83. № 5. P. 555.
<https://doi.org/10.1021/j100468a001>
14. *Gan'shina E.A., Golik L.L., Kovalev V.I., Kun'kova Z.E., Temiryazeva M.P., Danilov Yu.A., Vikhrova O.V., Zvonkov B.N., Rubacheva A.D., Tcherbak P.N., Vinogradov A.N.* // Sol. St. Phenomena. 2010. V. 168-169. P. 35.
<https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/SSP.168-169.35>
15. *Libbrecht K.G., Black E.D., Hirata C.M.* // Am. J. Phys. 2003. V. 71. № 11. P. 1208.
<https://doi.org/10.1119/1.1579497>

ПОДПИСИ К РИСУНКАМ

Рис. 1. Принципиальная схема селективного измерителя постоянной и переменной компонент тока ФЭУ при регистрации спектров RMCD: M_1 – AD8675, M_2, M_4 – AD8672, M_3 – ОР97; напряжение питания микросхем ± 10 В; A – анод ФЭУ; I_{PH} – анодный фототок с указанием направления протекания; C_S – суммарная шунтирующая емкость; K_1, K_2 – малогабаритные механические переключатели DIP; *Вход*, *Выход 1* и *Выход 2* – BNC-ВЧ-разъемы (гнезда); **а** – схема измерения емкости C_S и линейная регрессия зависимости (1) напряжения V на выходе M_1 от частоты f модулятора SR540 в координатах (V^{-2}, f^2) ; $R^* = 1$ МОм, $C^* = C_S + 220$ пФ, штриховая линия – результат регрессии массива данных $V(f_i)$, $i = 1, \dots, N$, $N = 42$, представленных светлыми кружками; **б** – схема измерения компонент $V_{\equiv}(\lambda)$ (сплошная кривая) и $V_{2f}(\lambda)$ (круглые точки) полного сигнала с выхода M_1 , обусловленного протеканием фототока через нагрузку $R^* = 20$ кОм. Зависимости $V_{\equiv}(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$ нормированы на максимумы $V_{\equiv}^{\max} \approx 0.495$ В и $V_{2f}^{\max} \approx 0.234$ В соответственно. Штриховая кривая – зависимость отклонения $\Delta_{dev}(\lambda)$. Ток накала $i_{gl} = 9$ А, напряжение $V_{PMT} \approx -860$ В, ширина входной/выходной щелей монохроматора $d_{sl} = 0.2$ мм, частота модуляции $f = 228$ Гц, амплитуда фазовой задержки $\delta_0 = 0.383\lambda$. Штрихпунктирная кривая – зависимость $\Delta_{dev}(\lambda)$, полученная из измеренных спектров $V_{\equiv}(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$ при тех же значениях $i_{gl}, V_{PMT}, d_{sl}, f$ и δ_0 с использованием нагрузки $R^* = 10$ кОм.

Рис. 2. Паразитное смещение $V_S(V_{PMT})$ при отсутствии (сплошная кривая) и наличии засветки входного окна ФЭУ ($d_{sl} = 0.1$ мм) и различных значениях тока i_{gl} : 7 А (штриховая кривая с круглыми светлыми точками); 8 А (штриховая кривая с круглыми темными точками); 9 А (штриховая кривая с треугольными точками); **а** – зависимость смещения V_S от ширины d_{sl} при $i_{gl} = 8$ А и $V_{PMT} = -714$ В (круглые точки); штриховая кривая – результат полиномиальной регрессии массива данных, представленных круглым точками; **б** – влияние места расположения светофильтра СС-8 на величину V_S : непосредственно за выходной щелью монохроматора (штриховая кривая с круглыми темными точками); непосредственно перед входным окном ФЭУ (сплошная кривая); $i_{gl} = 8$ А, $V_{PMT} = -714$ В, $d_{sl} = 0.5$ мм; **в**) временной дрейф и шумовая дорожка паразитного смещения при $i_{gl} = 8$ А, $V_{PMT} = -714$ В, $d_{sl} = 0.5$ мм. Уровень, отмеченный штриховой линией, соответствует

среднему арифметическому значению $\bar{V}_S = -8.42$ мВ (среднее арифметическое отклонение от этого уровня $\delta V_S = 0.02$ мВ).

Рис. 3. Спектральные зависимости амплитуд сигналов $V_C(\lambda)$ (сплошная кривая), $V_=(\lambda)$ (штриховая кривая) и $V_{2f}(\lambda)$ (круглые точки), нормированные на свои максимумы $V_C^{\max} \approx -1.681$ В, $V_-^{\max} \approx -1.683$ В и $V_{2f}^{\max} \approx 0.9$ В соответственно (из-за малости паразитного смещения, $V_S \approx -1.8$ мВ, кривые $V_=(\lambda)$ и $V_C(\lambda)$ совпали). Представлены также зависимости $\Delta_{dev}(\lambda) = (V_{2f}(\lambda)/V_C(\lambda))(V_C^{\max}/V_{2f}^{\max}) - 1$ (штриховая кривая с крестиками) и (штриховая кривая с треугольниками). Ток накала $i_{gl} = 7$ А, напряжение $V_{PMT} = -716$ В, ширина $d_{sl} = 0.15$ мм, $\delta_0 = 0.383\lambda$. На вставке показан начальный участок спектров $V_C(\lambda)$, $V_=(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$.

Рис. 4. Спектр $RMCD(\lambda)$ пленки GaMnAs. Круглые точки – зависимость отношения V_f/V_C от длины волны, сплошная кривая – результат полиномиальной регрессии массива данных, представленных круглыми точками. Штриховая линия разделяет области различной полярности RMCD. Большой разброс значений сигнала RMCD в коротковолновой области спектра обусловлен низкой интенсивностью монохроматического света. Ток накала $i_{gl} = 8.4$ А, напряжение $V_{PMT} = -688$ В, ширина $d_{sl} = 0.2$ мм, $\delta_0 = 0.293\lambda$. Коэффициент преобразования по переменному току $|Z_{\sim}(f)| \approx 1.3 \cdot 10^6$.

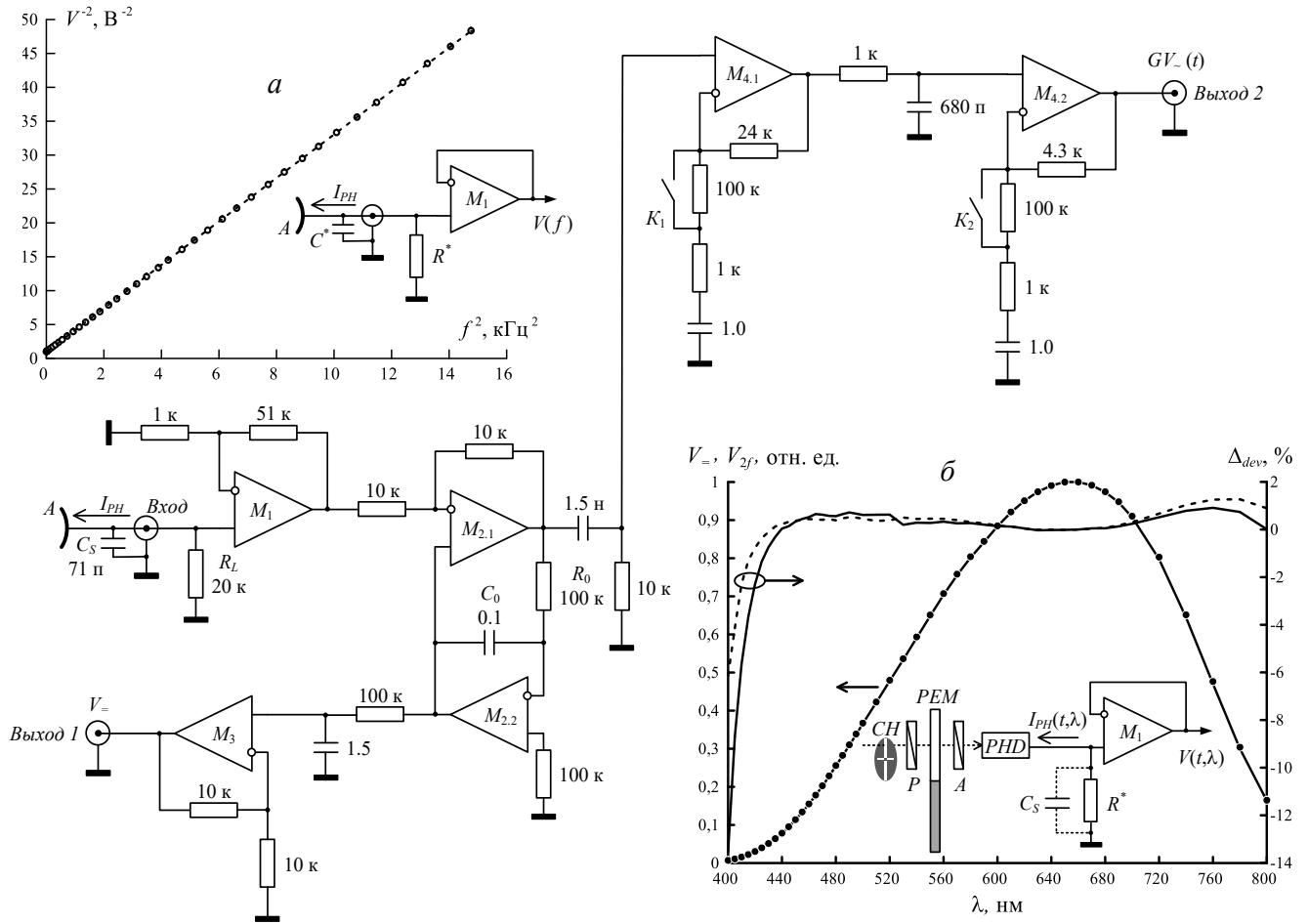


Рис.1

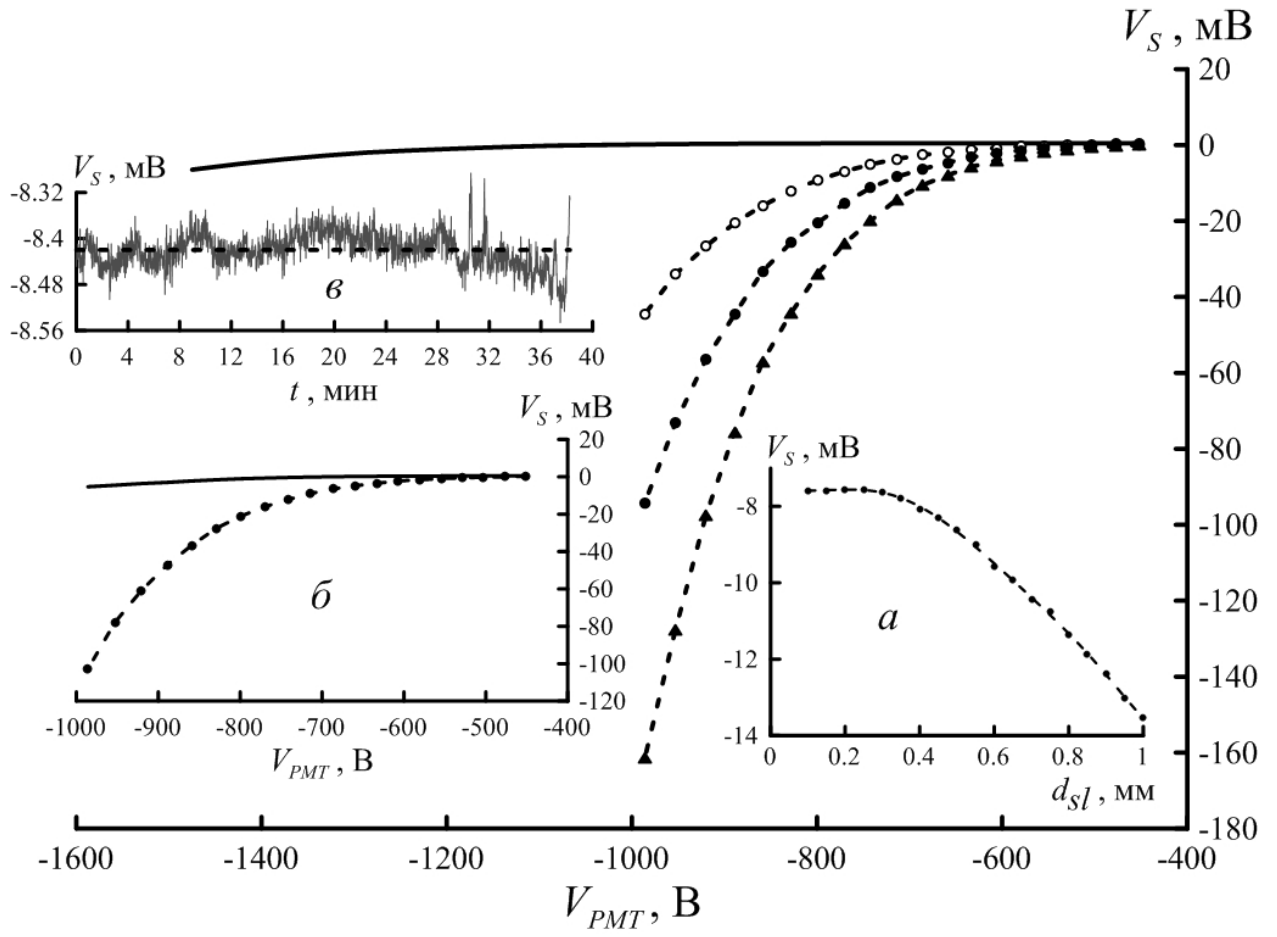


Рис. 2

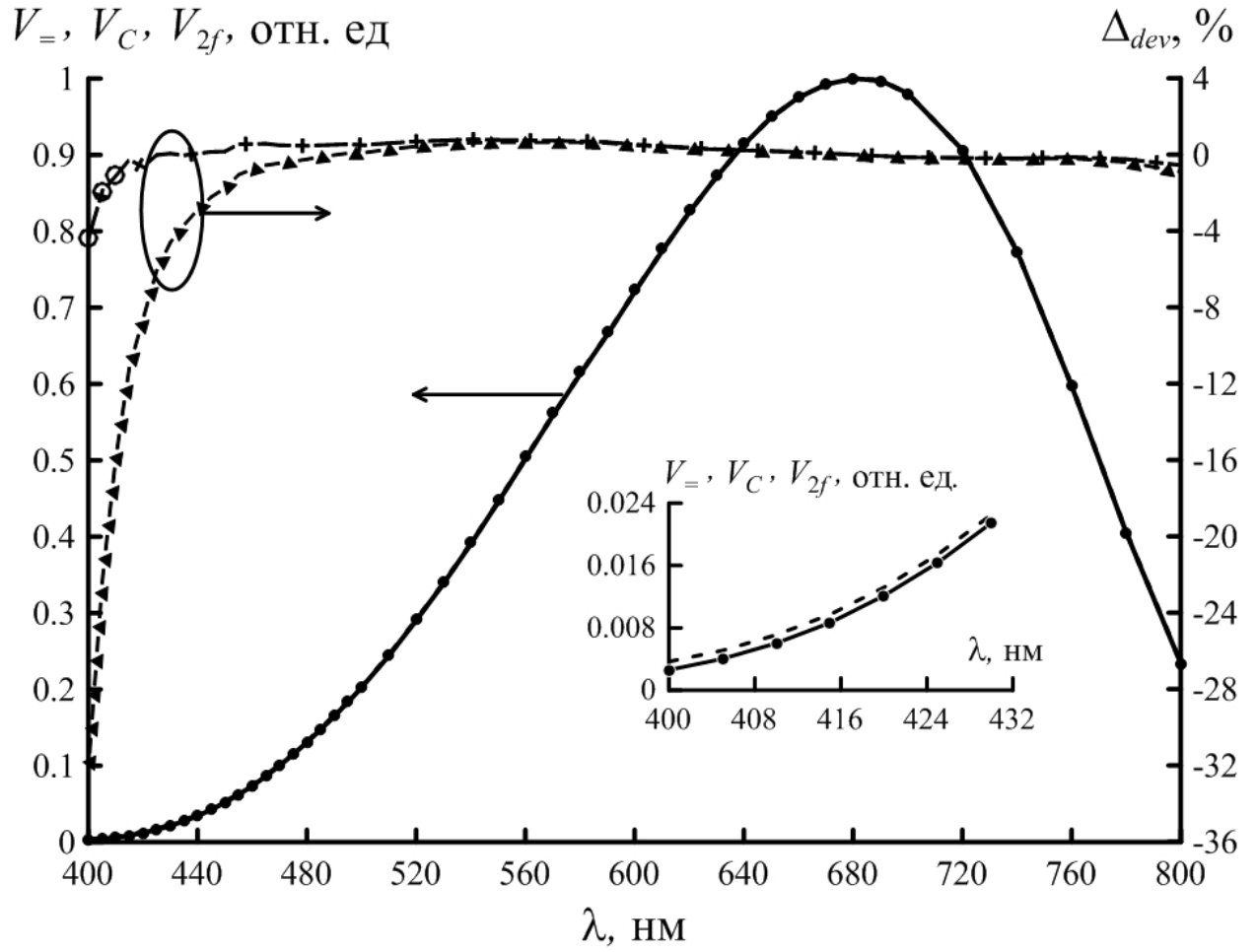


Рис. 3

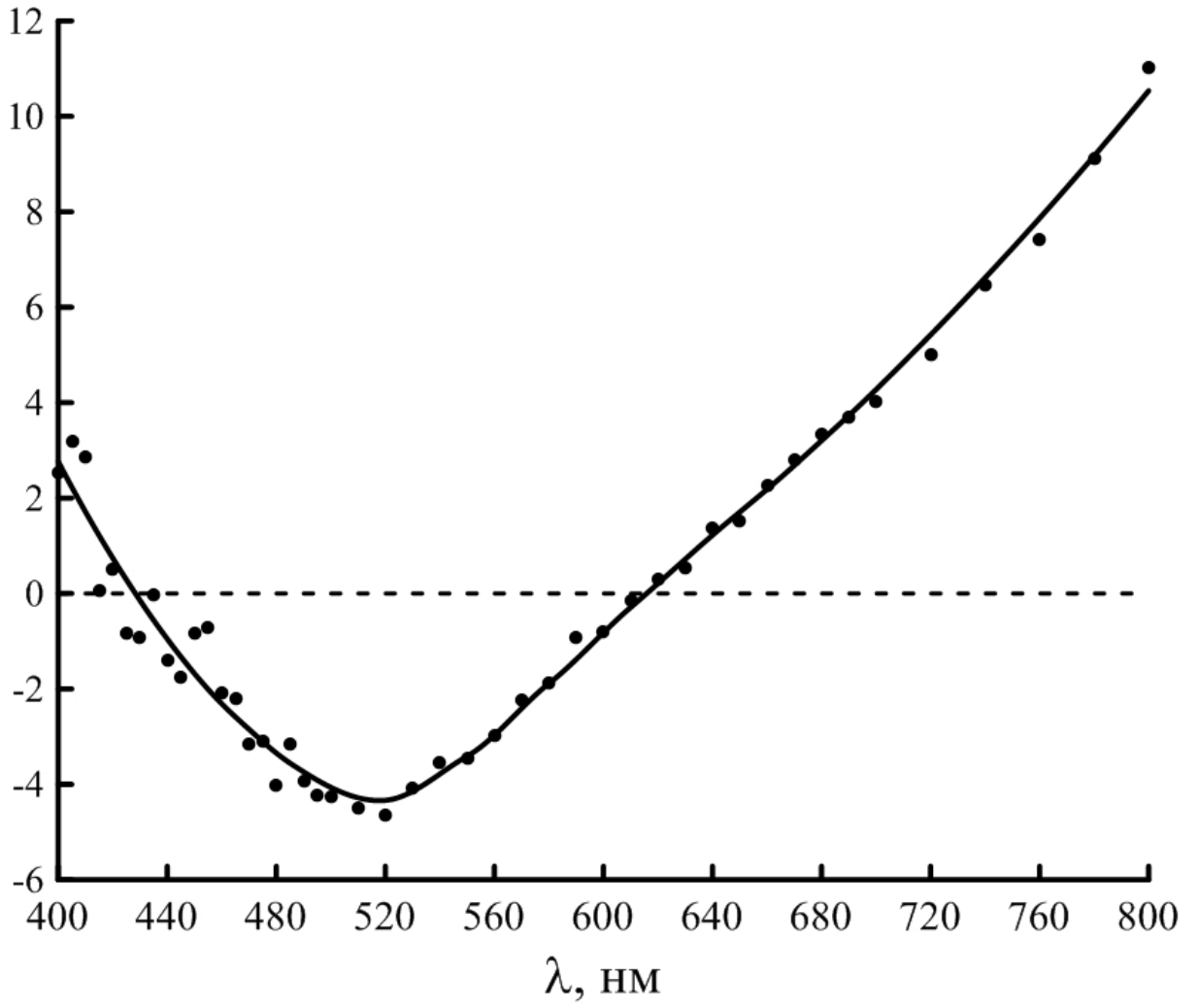
RMCD, 10^{-4} 

Рис. 4

Для связи с авторами:

Маркин Юрий Васильевич

E-mail: markin@fireras.su

Кунькова Зоя Эдуардовна

E-mail: z.kunkova@gmail.com

E-mail: zek@ms.ire.rssi.ru

Для переводчика:

~~SELECTIVE METER OF PHOTOMULTIPLIER CURRENTS FOR THE MAGNETIC
CIRCULAR DICHOISM SPECTROSCOPY IN REFLECTED LIGHT~~

~~Yu.V. Markin, Z.E. Kunkova~~

~~A relatively simple scheme is presented for a selective meter of the constant and variable components of the total current of a photomultiplier when recording magnetic circular dichroism spectra in reflected light using the method of light wave phase modulation using a photoelastic modulator. The circuit implements a method for measuring the anode current of a photomultiplier using a load resistance R_L and a buffer preamplifier. Extraction of the variable current component is carried out by compensation of the constant component of the total signal. Experimental techniques are described that make it possible to determine the optimal R_L value, for which the influence of the input shunt capacitance is minimal in the frequency band of about 100 kHz. The main source of parasitic photocurrent not associated with incident monochromatic radiation and its level are determined. The meter testing showed high efficiency of its use in magnetic circular dichroism spectroscopy. An algorithm for spectrum recording is proposed taking into account the change in the circular dichroism polarity. The performance and efficiency of the developed meter are illustrated by the example of measuring the magnetic circular dichroism spectrum of a GaMnAs film.~~