

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^{a, *}, З. Э. Кунькова^a

^a 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.

DOI: 10.31857/S0032816224040189 EDN: NYBVGW

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 100–500 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.

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

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

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

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

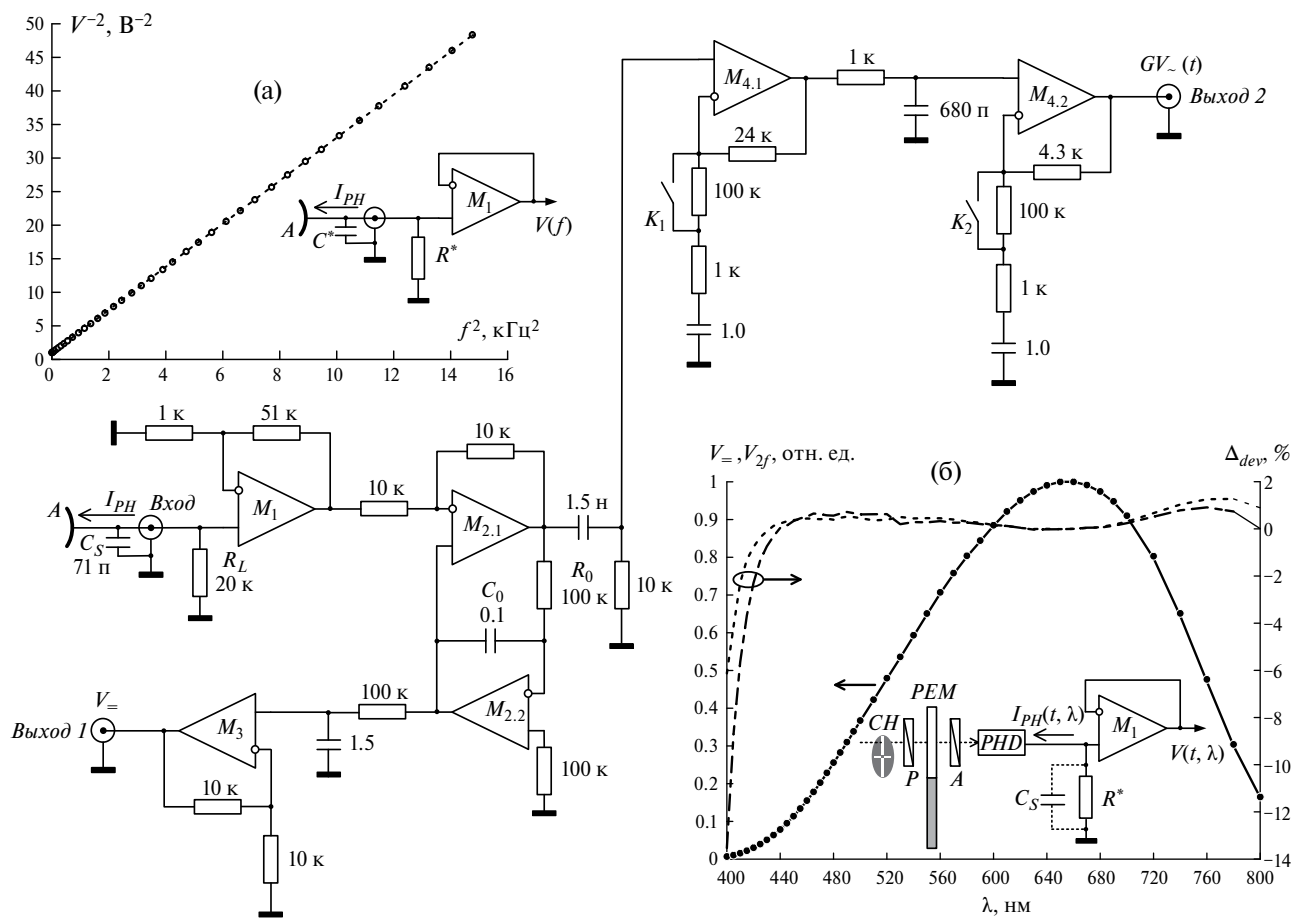


Рис. 1. Принципиальная схема селективного измерителя постоянной и переменной компонент тока ФЭУ при регистрации спектров RMCD: M_1 – AD8675, M_2 , M_4 – AD8672, M_3 – OP97; напряжение питания микросхем $\pm 10\text{ В}$; A – анод ФЭУ; I_{PH} – анодный фототок с указанием направления протекания; C_S – 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 напряжения V на выходе M_1 от частоты f модулятора SR540 в координатах (V^{-2}, f^2) ; $R^* = 1\text{ МОм}$, $C^* = C_S + 220\text{ пФ}$, штриховая линия – результат регрессии массива данных $V(f)$, $i = 1, \dots, N$, $N = 42$, представленных светлыми кружками; **б** – схема измерения компонент $V_=(\lambda)$ (сплошная кривая) и $V_{2f}(\lambda)$ (точки) полного сигнала с выхода M_1 , обусловленного протеканием фототока через нагрузку $R^* = 20\text{ кОм}$. Зависимости $V_=(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$ нормированы на максимумы $V_+=0.495\text{ В}$ и $V_{2f}^{\max} \approx 0.234\text{ В}$ соответственно. Штриховая кривая – зависимость отклонения $\Delta_{dev}(\lambda)$. Ток накала $i_{gl} = 9\text{ А}$, напряжение $V_{PMT} \approx -860\text{ В}$, ширина входной/выходной щелей монохроматора $d_{sl} = 0.2\text{ мм}$, частота модуляции $f = 228\text{ Гц}$, амплитуда фазовой задержки $\delta_0 = 0.383\lambda$. Штрихпунктирная кривая – зависимость $\Delta_{dev}(\lambda)$, полученная из измеренных спектров $V_=(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$ при тех же значениях i_{gl} , V_{PMT} , d_{sl} , f и δ_0 с использованием нагрузки $R^* = 10\text{ кОм}$.

на выходе SR830 при низких частотах амплитудной модуляции света. На рис. 1а представлена линеаризованная зависимость (1), по которой была найдена шунтирующая емкость $C_S \approx 71\text{ пФ}$.

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 $I_{PH} \approx 2\text{ мкА}$ [10]. При фазовой модуляции полоса пропускания для схемы измерения переменного фототока колеблется в широких пределах: $f_c = 100\text{ кГц} - 5\text{ МГц}$ [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

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

(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 ($f_c \approx f_{PEM}$). Были также выполнены контрольные измерения для нагрузочного сопротивления $R^* = 10$ кОм (f_c 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 $V_=(t)$ и переменной $V_-(t)$ компонент³, поступает на вход вычитателя $M_{2,1}$. Отрицательная обратная связь через инвертирующий интегратор $M_{2,2}$ компенсирует составляющую $V_=(t)$ 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 выходе $M_{2,2}$ составляющая $V_2(t) = -V_=/2$, а на выходе M_3 – постоянное напряжение $V_=(t)$. Действительно, в общем случае для фурье-образов $F_\omega\{...\}$ сигналов $V(t)$, $V_1(t)$ и $V_2(t)$ справедливы соотношения

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

$$(\omega = 2\pi f, i = \sqrt{-1}),$$

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

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

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

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

необходимо знать характерный темп изменения $V_{\pm}(t)$. 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 $V_{\pm}(t)$ существенно меняется, примерно равна половине времени регистрации спектра, приведенного на рис. 16. Тогда характерная скорость изменения амплитуды $V_{\pm}$ на этом интервале $f_{\pm} = V_{\pm}^{-1}(t) \cdot dV_{\pm}(t)/dt \sim 1/\Delta t$ [12]. Время записи спектра примерно 40 мин, а его полуширина укладывается в интервал $\Delta t \approx 23$ мин. В результате получаем $f_{\pm} \sim 7 \cdot 10^{-4} \text{ с}^{-1}$ и $\tau_0 \sim \left(\pi \sqrt{f_{\pm} \cdot f_{PEM}} \right)^{-1} \sim 5 \cdot 10^{-2} \text{ с}$.

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 $V_{\pm}$, примерно равную 1 с. Такая же постоянная времени обычно устанавливается для синхронного усилителя SR830, используемого для измерений соответствующих гармоник переменного сигнала $V_{\pm}$.

Для переменного сигнала $V_{\pm}$ 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 составляет около -0.385 дБ , полоса пропускания равна примерно $9.8\text{--}254.4 \text{ кГц}$. 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 315 нА (что эквивалентно смещению $V_S = 3\text{--}15 \text{ мВ}$ на выходе M_3), она зависит от приложенного рабочего напряжения. Используемые в измерителе ОУ $M_1\text{--}M_3$ 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 СН, 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 $\lambda_0 = 250 \text{ нм}$. В этом случае фокусирующие линзы из оптического стекла выполняли роль широкополосного фильтра, вырезающего из спектра излучения лампы накаливания область $\lambda < 360 \text{ нм}$. Измерения зависимостей $V_{\pm}(V_{PMT})$ при различных значениях тока лампы i_{gl} и постоянной ширины 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 $V_S \approx 0.5 \text{ мВ}$, т.е. суммарное

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

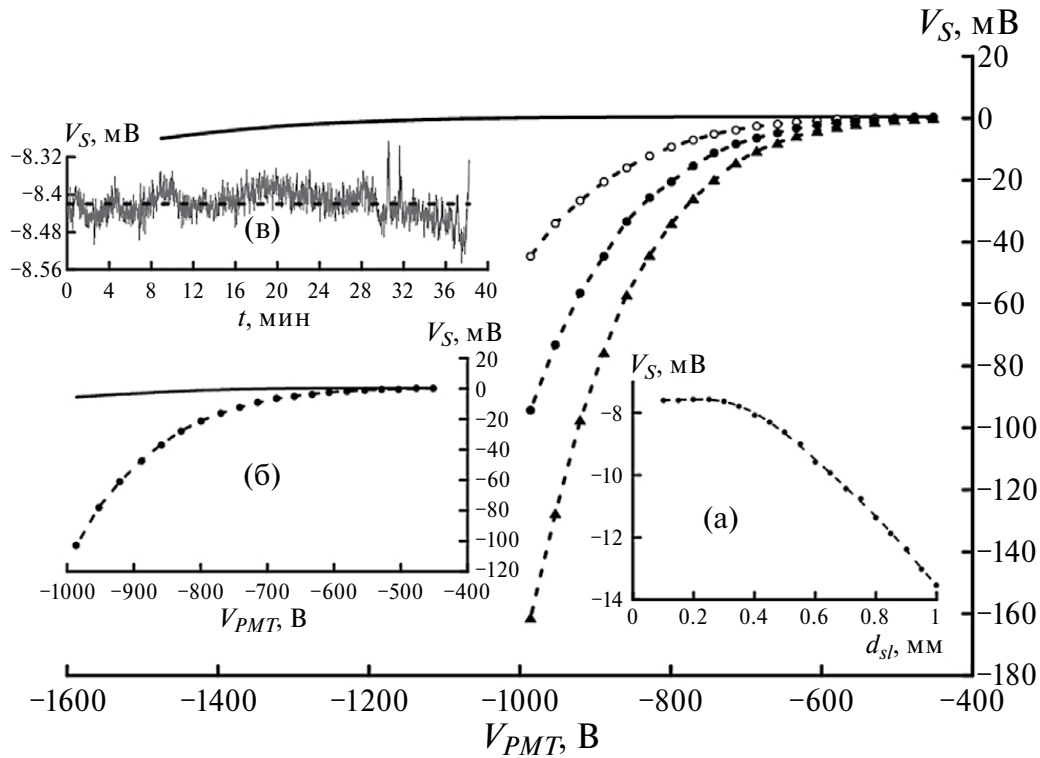


Рис. 2. Паразитное смещение $V_s(V_{PMT})$ при отсутствии (сплошная кривая) и наличии засветки входного окна ФЭУ ($d_{sl} = 0.1$ мм) и различных значениях тока i_{gl} : 7 А (штриховая кривая со светлыми точками); 8 А (штриховая кривая с темными точками); 9 А (штриховая кривая с треугольными символами); **а** — зависимость смещения V_s от ширины d_{sl} при $i_{gl} = 8$ А и $V_{PMT} = -714$ В (точки); штриховая кривая — результат полиномиальной регрессии массива данных, представленных точками; **б** — влияние места расположения светофильтра СС-8 на величину V_s : непосредственно за выходной щелью монохроматора (штриховая кривая с 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).

смещение нуля измерителя мало. При закрытом окне ФЭУ с увеличением V_{PMT} смещение растет, 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

($\Delta\lambda = 350\text{--}500$ 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 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

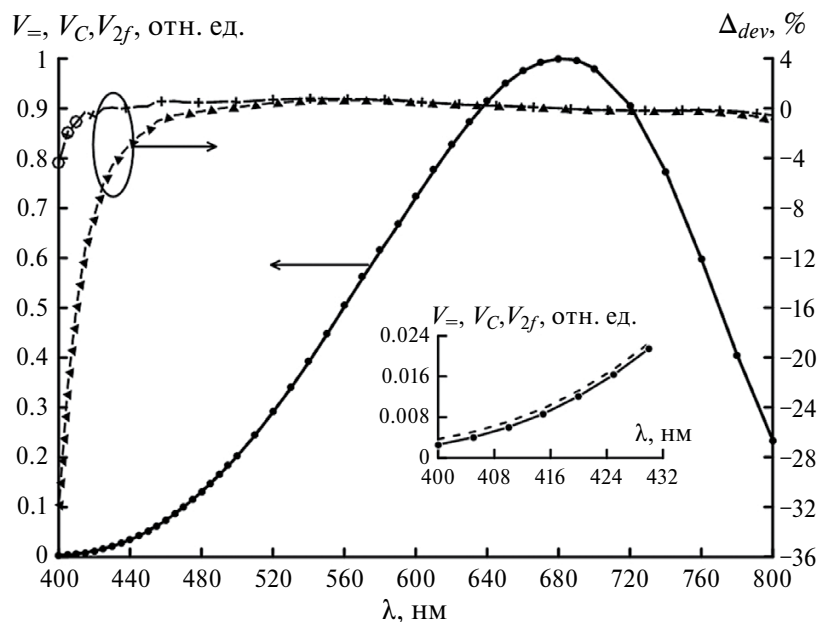


Рис. 3. Спектральные зависимости амплитуд сигналов $V_C(\lambda)$ (сплошная кривая), $V_=(\lambda)$ (штриховая кривая) и $V_{2f}(\lambda)$ (точки), нормированные на свои максимумы $V_C^{\max} \approx -1.681$ В, $V_={\max} \approx -1.683$ В и $V_{2f}^{\max} \approx 0.9$ В соответственно (из-за малости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

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.

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 $V_=(\lambda)$ 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 $\delta_0 = 0.383$ определялась суммарная паразитная составляющая V_s путем многократного измерения сигнала $V_=(\lambda)$ для $\lambda = 250$ нм.

Усреднение по множеству измеренных значений $V_=(\lambda)$ дало величину около -1.8 мВ, которая определяет паразитную составляющую V_s .

Затем в области длин волн 400–800 нм измерялись спектральные зависимости сигналов $V_=(\lambda)$ и $V_{2f}(\lambda)$.⁵ По окончании измерений из массива данных $V_=(\lambda_i)$ формировался скорректированный массив $V_C(\lambda_i) = V_=(\lambda_i) - V_s$. Результаты измерений приведены на рис. 3. Видно, что нормированные на величины своих максимумов амплитуды $V_C(\lambda)$ (сплошная кривая) и $V_{2f}(\lambda)$ (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 символов с $\lambda \leq 410$ нм. Здесь же представлены исходная спектральная зависимость $V_=(\lambda)$ (штриховая кривая) и соответствующее ей отклонение Δ_{dev} (штриховая кривая с треугольниками). Для крайней левой точки спектральной кривой $V_=(\lambda)$ ($\lambda = 400$ нм), отвечающей минимальному значению полезного сигнала, отношение

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

Таблица 1. Коэффициенты преобразования по переменному току $|Z(f)|$

Частота, кГц	$ Z $ в зависимости от состояния переключателей K_1/K_2 , В/А (приблизительные значения)			
	OFF/OFF	OFF/ON	ON/OFF	ON/ON
50	$1.3 \cdot 10^6$	$6.7 \cdot 10^6$	$2.6 \cdot 10^7$	$1.4 \cdot 10^8$
100	$1.3 \cdot 10^6$	$6.6 \cdot 10^6$	$2.6 \cdot 10^7$	$1.3 \cdot 10^8$

$V_-/V_S \approx 2$. 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_- должна превышать паразитное смещение в несколько раз.

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

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

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

$$\approx R_B \frac{V_e}{V_0}, \quad R_B \parallel R_L = \frac{R_B R_L}{R_B + R_L}, \quad (6)$$

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 разъеме Выход 1 мультиметром Keithley 2000 отклика V_r был

вычислен коэффициент преобразования по постоянному току $R \approx R_B V_r / V_c \approx 1.1 \cdot 10^6$ 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 $V_-(\lambda)$ 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 $\Delta\theta(\lambda)$.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

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 $V_{\pm}$ 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 $V_{\pm} = \text{const}$ [10], который осуществляется соответствующей подстройкой напряжения V_{PMT} . При этом в условиях, отвечающих соотношению $|V_{\pm}| \gg |V_S|$, паразитную составляющую можно не учитывать, однако $V_{\pm} \sim V_S$ в области спектра, отвечающей малой интенсивности падающего монохроматического

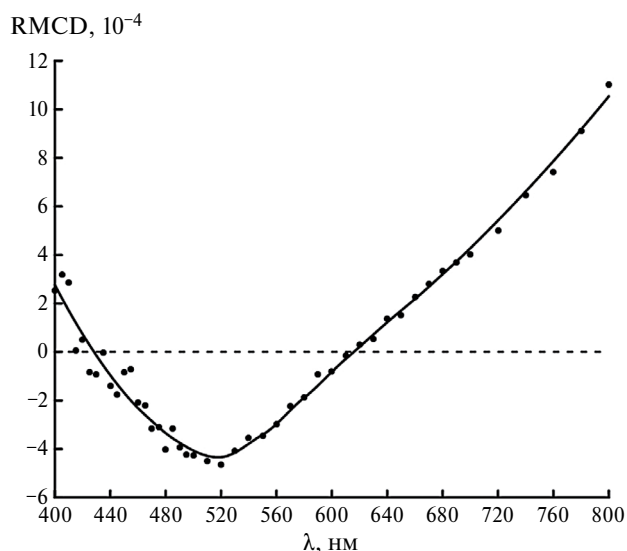


Рис. 4. Спектр RMCD(λ) пленки GaMnAs. Точки – зависимость отношения V_f/V_C от длины волны, сплошная кривая – результат полиномиальной регрессии массива данных, представленных точками. Штриховая линия разделяет области различной полярности RMCD. Большой разброс значений сигнала RMCD в коротковолновой 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, $\delta_0 = 0.293$. Коэффициент преобразования по переменному току $|Z_{\pm}(f)| \cdot 1.3 \cdot 10^6$.

излучения. В этом случае режим $V_{\pm} = \text{const}$ малоэффективен, поскольку изменение напряжения V_{PMT} изменяет смещение V_S (см. рис. 2). Для коррекции малого сигнала $V_{\pm}$ 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 сменной 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>
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. Hips K.W., Crosby G.A. // J. Phys. Chem. 1979. V. 83. № 5. P. 555. <https://doi.org/10.1021/j100468a001>
14. Ganʹ shina E.A., Golik L.L., Kovalev V.I., Kunkova 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>