

ЭЛЕКТРОНИКА  
И РАДИОТЕХНИКА

УДК 681.7

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ИМПУЛЬСНЫХ  
ИЛИ НЕПРЕРЫВНЫХ СВЕТОВЫХ ПОТОКОВ

©2025г. В. Г. Ошлаков<sup>а\*</sup>, А. П. Щербаков<sup>а</sup>

*<sup>а</sup>Институт оптики атмосферы им. В.Е. Зуева  
Сибирского отделения Российской академии наук  
Россия, 634055, Томск, пл. Академика Зуева, 1*

*\*e-mail:oshlakov@iao.ru*

Поступила в редакцию 10.10.2024 г.

После доработки 24.04.2024 г.

Принята к публикации 12.05.2024.

Рассматривается автоматический измеритель импульсных или непрерывных световых потоков, управляемый центральным процессором. Коэффициент усиления регулируется двумя цифровыми потенциометрами, предложен метод регулирования. При повышении светового потока до  $\Phi_{\text{макс}}=2.2 \cdot 10^{-5}$ Вт возможно формирование команды *Уменьшить световой поток*. Синхронный детектор увеличивает чувствительность измерителя. Чувствительность, характеризуемая импульсной мощностью на длине волны 520нм, не хуже  $0.1 \cdot 10^{-6}$ Вт. Частота модуляции светового потока 1000Гц. Приведены формулы, позволяющие перейти на другую частоту модуляции.

## 1. ВВЕДЕНИЕ

Измерение вектора Стокса оптического излучения требует проведения ряда измерений интенсивности светового потока (свет понимается в широком смысле) в течение короткого промежутка времени. Такая задача может быть решена только автоматическим фотоприемником. В статье рассматривается автоматический измеритель импульсных или непрерывных световых потоков от слабых до имеющих пиковую мощность  $\Phi_{\text{макс}}=2.2 \cdot 10^{-5}$ Вт, модулированных меандром частотой  $f_M=1000$ Гц и скважностью 2 при 100% модуляции [1]. Приводимые в статье формулы позволяют преобразовать измеритель для работы с другими

величинами  $f_m$  и  $\Phi_{\text{макс}}$ . На рис.1 показан внешний вид автоматического измерителя импульсных или непрерывных световых потоков, выполненного печатным и объемным монтажом.

**Рис. 1.** Внешний вид автоматического измерителя импульсных или непрерывных световых потоков

## 2. ОПИСАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЯ И ЕГО РАБОТЫ

Чувствительным элементом фотодетектора, преобразующим световой поток в электрический ток, служит фотодиод S5973-01, работающий в фотодиодном режиме, который обеспечивает наибольшую линейность преобразования светового потока в электрический сигнал фотодетектора  $AD_{1.1}$  на операционном усилителе AD8618 по сравнению с фотовольтаическим режимом (рис.2,3). Выбор в качестве трансимпедансного усилителя фотодетектора AD8618 объясняется его хорошими параметрами: очень низким входным током (1пА), входным напряжением смещения (100мкВ) и шумом ( $8\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ ).

**Рис.2.** Принципиальная электрическая схема измерителя.

**Рис.3.** Структурная схема измерителя...

Напряжение на выводе 1 усилителя  $AD_{1.1}$ , вызванное потоком  $\Phi$ , выражается формулой

$$u(R_a) = \Phi S R_a, \quad (1)$$

где  $S$  – чувствительность фотодиода S5973-01 (на длине волны 780нм  $S=0.5\text{А/Вт}$ ),  $R_a=R_1+R_2+R_{п1}$  – сопротивление обратной связи усилителя  $AD_{1.1}$ , где  $R_{п1}$  – сопротивление цифрового потенциометра  $AD_2$  AD5206B100, который имеет 6 секций по  $100 \times 10^3$  Ом каждая. Указанное подключение секций не является оптимальным с конструктивной точки зрения, но обеспечивает линейность коэффициента усиления относительно количества включенных секций.

В общем случае измерение импульсного светового потока  $\Phi_c$  сопровождается фоновым световым потоком  $\Phi_\phi$ , при этом предполагается, что пиковая мощность светового потока  $\Phi=\Phi_c+\Phi_\phi \leq \Phi_{\text{макс}}=2.2 \cdot 10^{-5}\text{Вт}$ .

Сигнал  $u(R_a)$  на выводе 1 фотодетектора  $AD_{1.1}$  можно представить в виде

$$u(R_a) = u_c(R_a) + u_\phi(R_a) + u_{ш}(R_a) + u_0(R_a), \quad (2)$$

где  $u_c(R_a)$  – меандр положительной полярности амплитудой  $U_c(R_a)=\Phi_c S R_a$  частоты  $f_m$  и скважности 2, который можно записать в виде

$$u_c(R_a) = \frac{1}{2} [U_c(R_a) + U_c(R_a) \operatorname{sgn}(\sin 2\pi f_m t)], \quad (3)$$

где

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x = 0, \\ -1, & x < 0 \end{cases}$$

и

$$u_\phi(R_a) = \Phi_\phi S R_a = \bar{u}_\phi + \tilde{u}_\phi,$$

где  $\bar{u}_\phi > 0$  – постоянная составляющая,  $\tilde{u}_\phi$  – переменная составляющая, представляющая собой двуполярный сигнал,  $u_0(R_a)$  – напряжение смещения усилителя  $AD_{1.1}$ ,  $u_{ш}$  – его шум – стохастический двуполярный сигнал.

При измерении слабых световых потоков величина  $R_a$  должна быть большой, а при измерении  $\Phi_{\max}$  выполняется равенство  $R_a = R_1 + R_2$ . Последним каскадом измерителя является 16-битовый аналого-цифровой преобразователь (АЦП)  $AD_3$  AD7798. Этот АЦП имеет встроенный усилитель с программируемым коэффициентом усиления с дифференциальным входом. Подключение опорного напряжения  $u_{оп} = 2.5\text{В}$  от высокостабильного источника  $AD_4$  ADR4525 к клеммам AIN1 – установка коэффициента усиления 2 – позволяет преобразовать напряжение в диапазоне 2.5–3.75В в 16-битовый код, соответствующий интервалу 0–2.5В.

В целях надежного поддержания работы усилителя  $AD_{1.1}$  в линейном режиме примем максимальную величину  $u(R_a)_{\max} = 2.2\text{В}$ , которая определяет  $\Phi_{\max} = u(R_a)_{\max} / S(R_1 + R_2) = 2.2 \cdot 10^{-5}$  Вт.

Пиковый детектор 1 (ПД1) [2], включающий усилители  $AD_{1.3}$  и  $AD_{1.4}$ , фиксирует максимальное текущее значение  $u(R_a) = u^+(R_a)$  и хранит его на выводе 14 усилителя  $AD_{1.4}$  в течение не более 1с при времени выборки величины  $u^+(R_a)$  не более  $10^{-3}$ с. Сигнал  $u^+(R_a)$  измеряется внутренним АЦП процессора  $AD_5$  Atmega16, который по выводам PB4, PB5, PB7 выдает управляющие сигналы на цифровой потенциометр  $AD_2$  и устанавливает величину  $R_a$ , при которой  $u(R_a) \leq 2.2\text{В}$ .

Возможное изменение коэффициента преобразования тока  $K_a = S R_a$  фотодетектора  $\delta_a$  равно

$$\delta_a = \frac{R_{a \max}}{R_{a \min}} = 7, \quad (4)$$

где  $R_{a \max} = 700 \cdot 10^3$  Ом,  $R_{a \min} = 100 \cdot 10^3$  Ом.

Напряжение на выходе ПД1, которое назовем порогом регулирования, определяется формулой

$$u^+(R_a)_{\text{пор}} = \frac{u(R_a)_{\max}}{\delta_a}. \quad (5)$$

Округляя в меньшую сторону, примем  $u^+(R_a)_{\text{пор}} = 0.3 \text{ В}$ .

### 2.1. Порядок установки величины сопротивления цифрового потенциометра $R_{п1}$

1. При поступлении команды *Измерить интенсивность* с центрального процессора микроконтроллер  $AD_5$  проводит калибровочное измерение светового потока  $\Phi = \Phi_c + \Phi_\phi$  в предположении, что  $\Phi \leq \Phi_{\text{макс}}$ , при  $R_a = R_{a \text{ мин}}$ .
2. Если в результате калибровочного измерения сигнал с ПД1  $u^+(R_a)_{\text{кал}} \leq 0.3 \text{ В}$ , то устанавливаем  $R_{п1} = 600 \cdot 10^3 \text{ Ом}$ .
3. Если  $u^+(R_a)_{\text{кал}} > 0.3 \text{ В}$ , то устанавливаем  $R_{п1} = R_{п1 \text{ расч}}$ , где

$$R_{п1 \text{ расч}} = R_{a \text{ расч}} - (R_1 + R_2). \quad (6)$$

Здесь  $R_{a \text{ расч}}$  – наибольшая вероятная величина  $R_a$ , при которой  $u(R_a) \leq u(R_a)_{\text{макс}}$  при данном световом потоке  $\Phi = \Phi_c + \Phi_\phi$ .

С учетом формулы (1) световой поток  $\Phi = \Phi_c + \Phi_\phi$  равен

$$\Phi = \frac{u^+(R_a)_{\text{кал}}}{S(R_1 + R_2)}. \quad (7)$$

С учетом формул (1), (7)

$$R_{a \text{ расч}} = \frac{u(R_a)_{\text{макс}}(R_1 + R_2)}{u^+(R_a)_{\text{кал}}}. \quad (8)$$

С учетом формул (6), (8)  $R_{п1 \text{ расч}}$  определяется в виде

$$R_{п1 \text{ расч}} = (R_1 + R_2) \left( \frac{u(R_a)_{\text{макс}}}{u^+(R_a)_{\text{кал}}} - 1 \right). \quad (9)$$

4. Если  $R_{п1 \text{ расч}} > 600 \cdot 10^3 \text{ Ом}$ , то устанавливаем  $R_{п1 \text{ макс}} = 600 \cdot 10^3 \text{ Ом}$ . После поступления команды *Измерить интенсивность* проводятся калибровочное измерение и установка величины  $R_{п1}$  за время  $t(R_{п1})$  не более 1 мс.

Амплитудно-частотная характеристика синхронного детектора  $K_{\text{СД}}(f)$  при скачкообразном изменении коэффициента передачи и частоты среза активного фильтра высокой частоты 1 (АФВЧ1)  $f_1 = 590 \text{ Гц}$ , активного фильтра низкой частоты (ФНЧ)  $f_2 = 1420 \text{ Гц}$  и активного фильтра высокой частоты 2 (АФВЧ2)  $f_1$  показана на рис.4.

**Рис. 4.** Амплитудно-частотная характеристика синхронного детектора...

Амплитудно-частотная характеристика синхронного детектора содержит ряд полос с максимумом около нечетных гармоник частоты  $f_m$  [3]. Ширина каждой полосы  $\Delta f = 1/(\pi R_3 C_1) = 32 \text{ Гц}$ . Если на выходе синхронного детектора, кроме полезного сигнала с частотой  $f_m$  и близкими ей частотами (укладывающимися в пределах полосы пропускания выходной цепи  $R_3 C_1$ ), действуют мешающие сигналы, содержащие спектральные

компоненты в области последующих полос пропускания, то они пройдут на выход синхронного детектора. Для того чтобы избежать возрастания помех, перед синхронным детектором, работающим в режиме скачкообразного изменения коэффициента передачи, включается фильтр, сильно ослабляющий сигналы в области нечетных гармоник  $f_m$  [3]. Частота среза ФНЧ  $C_1R_3$  на 16 Гц установлена как компромисс между подавлением шума и временем установления  $t_{уст}=3R_3C_1=3\cdot 10^{-2}$ с. Амплитудно-частотные характеристики АФВЧ1, АФВЧ2 и ФНЧ образуют амплитудно-частотные характеристики полосового фильтра с частотами среза  $f_1$  и  $f_2$ , который кроме действия, указанного выше, задерживает постоянные составляющие  $\frac{1}{2}U_c(R_a)$ ,  $\bar{u}_\phi(R_a)$ ,  $u_0(R_a)$ , напряжения смещения усилителей  $AD_{1,2}$ ,  $AD_{6,1}$ ,  $AD_7$ ,  $AD_{6,2}$  ослабляет их шумы и наводки переменного напряжения питания.

В двухполярном сигнале  $u(R_a, R_b)$  на выходе АФВЧ1 на операционном усилителе  $AD_{6,1}$  AD8618, имеющем частоту среза  $f_1 = 1/(2\pi C_2 R_4) = 590$  Гц, присутствует двухполярный меандр

$$u_c(R_a, R_b) = \frac{K_b U_c(R_a)}{2} \operatorname{sgn}(\sin 2\pi f_m t). \quad (10)$$

Здесь  $K_b = -R_b/R_4$  – коэффициент усиления АФВЧ1 на высокой частоте,

$$R_b = R_5 + R_6 + R_{п2},$$

где  $R_{п2}$  – сопротивление цифрового потенциометра  $AD_7$  (AD5206B50), имеющего 6 секций сопротивлением  $50\cdot 10^3$  Ом каждая. Сигнал  $u^+(R_a, R_b)$  от  $ПД_2$  измеряется внутренним АЦП микроконтроллера  $AD_5$ , который по выводам РВ3, РВ5, РВ7 управляет цифровым потенциометром  $AD_7$ , устанавливая величину  $R_{п2}$ , при которой

$$u(R_a, R_b) \leq u(R_a, R_b)_{\max} = 1.1 \text{ В.}$$

Возможное изменение величины  $K_b$  равно

$$\delta_b = \frac{K_{b\max}}{K_{b\min}} = 21, \quad (11)$$

где  $K_{b\max}$  и  $K_{b\min}$  – максимальное и минимальное значения  $K_b$  соответственно.

Напряжение порога регулирования определим в виде

$$u^+(R_a, R_b)_{\text{пор}} = \frac{u(R_a, R_b)_{\max}}{\delta_b}. \quad (12)$$

Округляя в меньшую сторону, примем  $u^+(R_a, R_b)_{\text{пор}} = 0.05 \text{ В.}$

## 2.2. Порядок установки величины сопротивления цифрового потенциометра $R_{п2}$

1. После установки величины  $R_{п1}$  проводится калибровочное измерение светового потока  $\Phi = \Phi_c + \Phi_\phi$ , присутствовавшего при установке величины  $R_{п1}$  и  $R_b = R_{b\min}$ .
2. Если в результате калибровочного измерения  $u^+(R_a, R_b)_{\text{кал}} \leq 0.05 \text{ В}$ , то устанавливаем сопротивление  $R_{п2} = 300 \cdot 10^3 \text{ Ом}$ .

3. Если  $u^+(R_a, R_b)_{\text{кал}} > 0.05\text{В}$ , то устанавливаем  $R_{\text{п2}} = R_{\text{п2 расч}}$ , здесь

$$R_{\text{п2 расч}} = R_{b \text{ расч}} - (R_5 + R_6), \quad (13)$$

где  $R_{b \text{ расч}}$  – наибольшая возможная величина  $R_b$ , при которой  $u(R_a, R_b) \leq u(R_a, R_b)_{\text{макс}} = 1.1\text{В}$ , при данном световом потоке  $\Phi = \Phi_c + \Phi_f$  и сопротивлении  $R_{\text{п1}}$ , установленном в разд. 2.1.

Величину  $u(R_a)$  при  $u^+(R_a, R_b)_{\text{кал}} > 0.05\text{В}$  определим в виде

$$u(R_a) = \frac{u^+(R_a, R_b)_{\text{кал}}}{K_{b \text{ мин}}} = - \frac{u^+(R_a, R_b)_{\text{кал}} \cdot R_4}{R_5 + R_6}. \quad (14)$$

Величину  $R_{b \text{ расч}}$  определим в виде

$$R_{b \text{ расч}} = \frac{u(R_a, R_b)_{\text{макс}} \cdot R_4}{u(R_a)}. \quad (15)$$

Подставляя формулу (14) в формулу (15), получим

$$R_{b \text{ расч}} = \frac{u(R_a, R_b)_{\text{макс}} (R_5 + R_6)}{u^+(R_a, R_b)_{\text{кал}}}. \quad (16)$$

Подставляя формулу (16) в формулу (13), получим

$$R_{\text{п2 расч}} = (R_5 + R_6) \left( \frac{u(R_a, R_b)_{\text{макс}}}{u^+(R_a, R_b)_{\text{кал}}} - 1 \right). \quad (17)$$

4. Если  $R_{\text{п2 расч}} > 300 \cdot 10^3 \text{Ом}$ , то устанавливаем  $R_{\text{п2 макс}} = 300 \cdot 10^3 \text{Ом}$ .

Частота среза АФНЧ определяется в виде

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_8 C_3}, \quad (18)$$

а коэффициент усиления  $K_{\text{н}}$  на низкой частоте равен

$$K_{\text{н}} = - \frac{R_8}{R_7} = -1.$$

Частота среза АФВЧ1 и АФВЧ2 равна

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} = \frac{1}{2\pi R_9 C_4}, \quad (19)$$

а коэффициент усиления АФВЧ2 на высокой частоте  $K_{\text{в}} = 1$  [4].

Двухполупериодный синхронный детектор построен на основе дифференциального операционного усилителя  $AD_{10}$  AD8271, имеющего по выводам 1, 2, 9 коэффициенты передачи, равные 1, и переключателя  $AD_9$  ADG733 с внутренними резисторами настройки, отличающегося малым разбросом сопротивления каналов (0.5 Ом) в режиме включения, что приводит к ошибке дифференциального усилителя всего 0.05%.

Сигнал синхронизации  $u_{\text{син}} > 0$  и сигнал  $u_c(R_a, R_b)_8$  на выводе 1 усилителя  $AD_8$  можно представить, соответственно, в виде<sup>1</sup>

$$u_{\text{син}}[\text{В}] = 1.2[1 + \text{sgn}(-\sin 2\pi f_M t)], \quad (20)$$

<sup>1</sup> Без учета искажения формы меандра в тракте усилителя.

$$u_c(R_a, R_b)_8 = U_c(R_a, R_b)_8 \operatorname{sgn}(\sin 2\pi f_m t) + U_{\text{оп}}, \quad (21)$$

где

$$U_c(R_a, R_b)_8 = K_b K_a \Phi_c / 2.$$

Сигнал  $u_{\text{син}}$  при измерении импульсного сигнала подается на  $X_2$  Синхронизация и вырабатывается тактовым генератором при измерении непрерывного сигнала, когда на него подается напряжение +5В.

Сигнал синхронного детектора  $u_{\text{СД}}$  на выводе 5 АЦП  $AD_3$  без учета шума равен

$$u_{\text{СД}} = k_{\text{СД}} K_b K_a \Phi_c / 2, \quad (22)$$

где  $k_{\text{СД}}$  – коэффициент передачи СД, зависящий от формы переменной составляющей сигнала  $u_c(R_a, R_b)_8$ .

Аналого-цифровой преобразователь  $AD_3$  производит оцифровку сигнала  $u_c = 2u_{\text{СД}} = k_{\text{СД}} K_b K_a \Phi_c$ .

Центральный процессор осуществляет нормирование величины  $u_c$  на коэффициент  $K_{\text{норм}} = K_b K_a$ .

### 3. СТРУКТУРА СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЯ

Система управления имеет многопроцессорную структуру, состоящую из центрального процессора и микроконтроллеров, осуществляющих управление периферийными устройствами и приемно-усилительным трактом. Такая структура была продиктована требованиями, которые затруднительно реализовать на одном вычислительном устройстве. С одной стороны, требуются большой объем оперативной памяти для накопления результатов измерений и достаточно высокая вычислительная производительность для получения результатов обработки. Необходимыми требованиями также являются возможности отображения этих результатов на встроенном дисплее, их сохранения на информационном носителе и передачи данных по компьютерной сети. Для таких целей подходит встраиваемый компьютер mini-2440 с 32-разрядным процессором SAMSUNG S3C2440A семейства ARM920T под управлением операционной системы Linux. Оперативная память данного устройства составляет 64 Мбайт, что позволяет накапливать и обрабатывать результаты большого количества измерений. Компьютер имеет сетевой порт Ethernet, порты USB, COM, он также укомплектован графическим сенсорным ЖКИ-дисплеем с разрешением 320× 240 пикселей.

Второе важное требование – возможность обработки сигналов в реальном времени, т.е. контроль при коротких, порядка 0.5 мкс, интервалах времени при управлении и обработке сигналов. Для этого подходят восьмиразрядные микроконтроллеры Atmega16A производства фирмы MicroChip. На текущий момент в системе имеется один периферийный

микроконтроллер  $AD_5$ , но благодаря используемым интерфейсам связи есть возможность увеличивать их количество для решения более сложных задач.

Команды и данные между центральным процессором и микроконтроллером  $AD_5$  передаются по шине RS485, поскольку она имеет аппаратную защиту от электромагнитных помех. 16-разрядный АЦП  $AD_3$ , осуществляющий итоговую оцифровку сигнала, подключен к центральному процессору через порт SPI (serial peripheral interface), сигналы которого передаются через преобразователи в сигналы стандарта RS422 (микросхемы 559ИП11 и 559ИП12) для помехозащищенности.

В процессе измерения управление и настройка приемного тракта производится микроконтроллером, обозначенным на схеме как  $AD_5$ . Микроконтроллер управляет электронными потенциометрами  $AD_2$  и  $AD_7$ , которые задают коэффициенты усиления для усилителей  $AD_1$  и  $AD_6$  соответственно. Каждый из потенциометров содержит 6 элементов с одинаковым сопротивлением, равным  $R^{\text{Nom}}$ , эти сопротивления соединены последовательно (согласно схеме). Для установки нужной суммарной величины сопротивления весь диапазон его значений поделен на 6 интервалов. Номер интервала  $i$ , в который попадает требуемое значение  $R^*$ , соответствует номеру одного из 6 каналов потенциометра, в который заносится значение  $R^i = R^* - (i-1)R^{\text{Nom}}$ .

Каналы от первого до  $(i-1)$ -го устанавливаются на максимальное значение. Остальные каналы с номерами от  $i+1$  до 6 устанавливаются на нулевое сопротивление. Значения сопротивлений каналов передаются в потенциометр микроконтроллером  $AD_5$  через порт SPI.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Цифровые технологии базируются на применении микропроцессоров и микросхем высокой степени интеграции. С использованием этих элементов создан прибор, решающий задачу автоматического измерения импульсных или непрерывных световых потоков. Решение этой задачи позволит создавать оптоэлектронные приборы на новом уровне и реализовать идеи, осуществление которых было невозможно ранее.

Испытания показали целесообразность выбранной структуры системы управления. Наличие сетевого порта Ethernet у центрального процессора позволяет обновлять его программное обеспечение по компьютерной сети. Программа для центрального процессора и драйвер  $AD_3$  для связи с АЦП разрабатываются на языке C/C++ и компилируются на стационарном персональном компьютере с использованием предоставляемого производителем встраиваемого компьютера mini2440 и свободно распространяемого КРОСС-компилятора GCC, предназначенного для компиляции программ, выполняемых на

процессорах типа ARM920T. Наличие свободного программного обеспечения разработчика позволяет не тратить лишние деньги на разработку. Микроконтроллеры AD<sub>5</sub> Atmega16A также программируются с помощью открытого программного обеспечения.

Точность измерения светового потока зависит от точности установки значений электронных потенциометров. Полное сопротивление каждой секции потенциометров может быть с необходимой точностью измерено на этапе сборки прибора. В этом случае погрешность измерения импульсного светового потока может составлять не более 3.5%. Погрешность измерения непрерывного светового потока также составляет не более 3.5%, но она может быть уменьшена за счет накопления значений многократных измерений.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

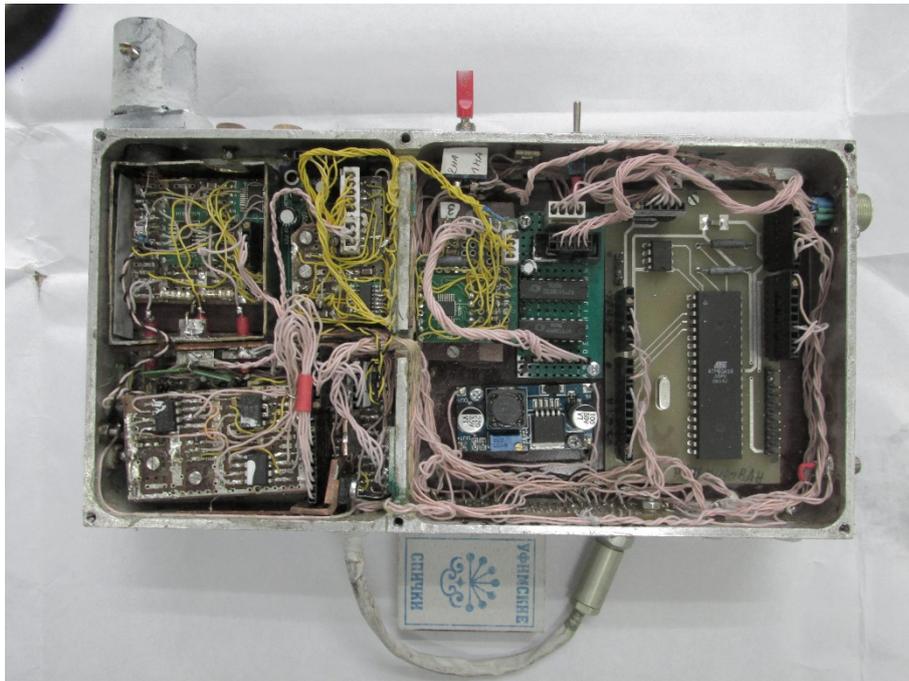
Работа выполнена в рамках государственного задания ИОА СО РАН.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Oshlakov V.G., Shcherbakov A.P.* Highly sensitive automatic meter of impulse or continuous// Semimater 2024. Semiconductor materials & device. Physics conference. Oludeniz, Turkey, April 18–24, 2024.
2. *Гутников В.С.* Применение операционных усилителей в измерительной технике. Ленинград: Энергия, 1975.
3. *Бонч-Бруевич А.М.* Радиоэлектроника в экспериментальной физике. Москва: Наука, 1966.
4. *Шербаков В.М., Грездов Г.И.* Электронные схемы на операционных усилителях. Справочник. Киев: Техніка, 1985.

## ПОДПИСИ К РИСУНКАМ

- Рис. 1.** Внешний вид автоматического измерителя импульсных или непрерывных световых потоков. Экранирующая крышка фотодетектора снята.
- Рис. 2.** Принципиальная электрическая схема измерителя.
- Рис. 3.** Структурная схема измерителя: ФД – фотодетектор ( $AD_{1.1}$ , AD8618); АК – аналоговый коммутатор ( $AD_{1.2}$ , AD11DG419); АФВЧ1 – аналоговый фильтр высокой частоты 1 ( $AD_{6.1}$ , AD8618); АФНЧ – аналоговый фильтр низкой частоты ( $AD_{6.2}$ ); АФВЧ2 – аналоговый фильтр высокой частоты 2 ( $AD_8$ , AD8615); СД – синхронный детектор ( $AD_9$ , ADG733,  $AD_{10}$ , AD8241); АЦП – аналогово-цифровой преобразователь (AD7798); ПД1 – пиковый детектор 1 ( $AD_{1.3}$ ,  $AD_{1.4}$ ); ПД2 – пиковый детектор 2 ( $AD_{6.3}$ ,  $AD_{6.4}$ ); MAX485 – приемопередатчик ( $AD_{12}$ ); ТГ – тактовый генератор ( $AD_{13}$ , 1006BU1); Atmega16 – микропроцессор ( $AD_5$ ); ЦП – центральный процессор.
- Рис. 4.** Амплитудно-частотная характеристика синхронного детектора при скачкообразном изменении коэффициента передачи.



**Рис. 1.**



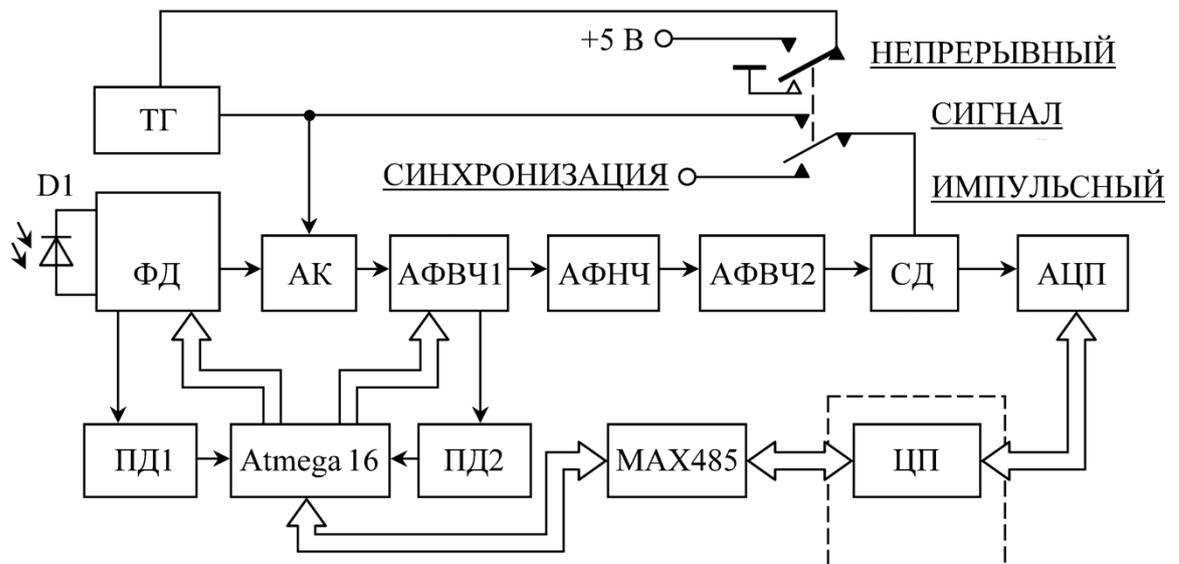
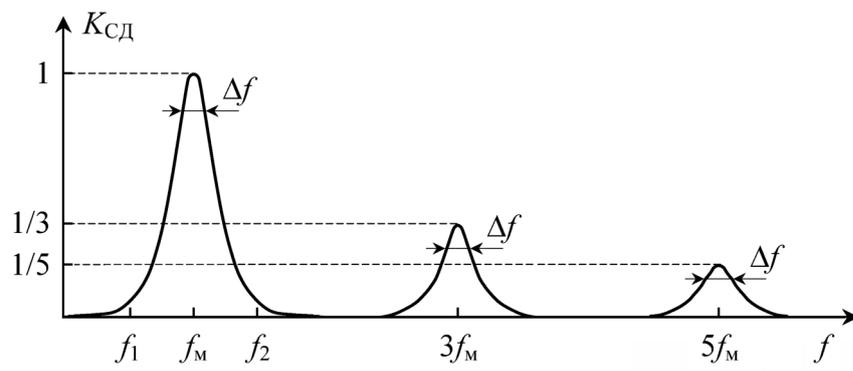


Рис. 3.



**Рис. 4.**