

3. Бакунова Т. И., Компанец И. Н., Левичев А. С. и др. Поперечный электрооптический эффект в матрично-адресуемом транспаранте на основе ЦТСЛ-керамики // Квантовая электроника.— 1978.— Т. 5, № 5.
4. Гук А. В., Коленников П. И., Малаховский В. Р. и др. Линейные управляемые транспаранты на основе ЦТСЛ-сегнетокерамики // Автоматика.— 1981.— № 5.
5. Мустель Е. Р., Парыгин В. Н. Методы модуляции и сканирования света.— М.: Наука, 1970.
6. Пилипович В. А., Гук А. В., Малаховский В. Р., Коленников П. И. Использование линейных ЦТСЛ-керамических управляемых транспарантов для вывода фотографических изображений из ЭВМ // Проблемы развития радиооптики: Тез. докл. 2-й Всесоюз. научно-технической конф. (Тбилиси, 1985).— М.: Наука, 1985.
7. Штенберг А. Р. Современное состояние в технологии получения, в исследовании и применении электрооптической сегнетокерамики // Электрооптическая сегнетокерамика.— Рига: Латв. ГУ, 1977.
8. Компанец И. Н. Управляемые транспаранты // Зарубеж. радиоэлектрон.— 1977.— № 4.

Поступила в редакцию 30 июля 1986 г.

УДК 681.327.68 : 621.387

В. В. МОИСЕЕВ, С. И. НАЙМАРК
(Новосибирск)

ПРИЕМ ПОЛУТОНОВОГО ОПТИЧЕСКОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ Пороговым многоэлементным фотодиодным преобразователем

Введение. В последнее время в оптико-электронной аппаратуре различного назначения широко применяются многоэлементные интегральные фотоприемные устройства. Данные приборы, как правило, представляют собой линейки или матрицы с последовательным сканированием — твердотельные аналоги телевизионной приемной трубки, обеспечивающие выдачу последовательности электрических сигналов, амплитуда которых несет информацию о соответствующих элементах оптического изображения. Согласование устройств данного типа с цифровым каналом вычислительной системы осуществляется с помощью АЦП.

Известен другой тип устройств — пороговые многоэлементные интегральные фотодиодные преобразователи (ПМИФП) [1], например, ПМИФП на фототриггерных ячейках [2]. Преимущество этого типа устройств по сравнению с предыдущим заключается в том, что имеется два фиксированных уровня амплитуды выходного сигнала. Это позволяет согласовать ПМИФП с цифровым каналом без применения АЦП. Кроме того, в ПМИФП путем микропрограммной регулировки порога переключения для всех ячеек одновременно изображение регистрируется по «слоям» яркости или, другими словами, реализуется квантование изображения непосредственно во время его экспозиции в фотоприемной плоскости, что обеспечивает получение цифрового кода изображения.

Одним из существенных недостатков ПМИФП является технологический разброс порогов переключения (РПП) ячеек, искажающий топологию «слоев» принимаемого изображения.

Известно, что компенсировать РПП можно с помощью фильтра [3], реализация которого требует значительных аппаратно-программных средств. Для практического применения ПМИФП важно знать, в какой степени РПП влияет на искажение пространственного распределения оптического поля и с каким спектром мощностей излучения может работать ПМИФП без применения компенсирующих фильтров.

В настоящей работе приводится алгоритм приема и восстановления полутонового изображения и определяется зависимость числа «слоев»

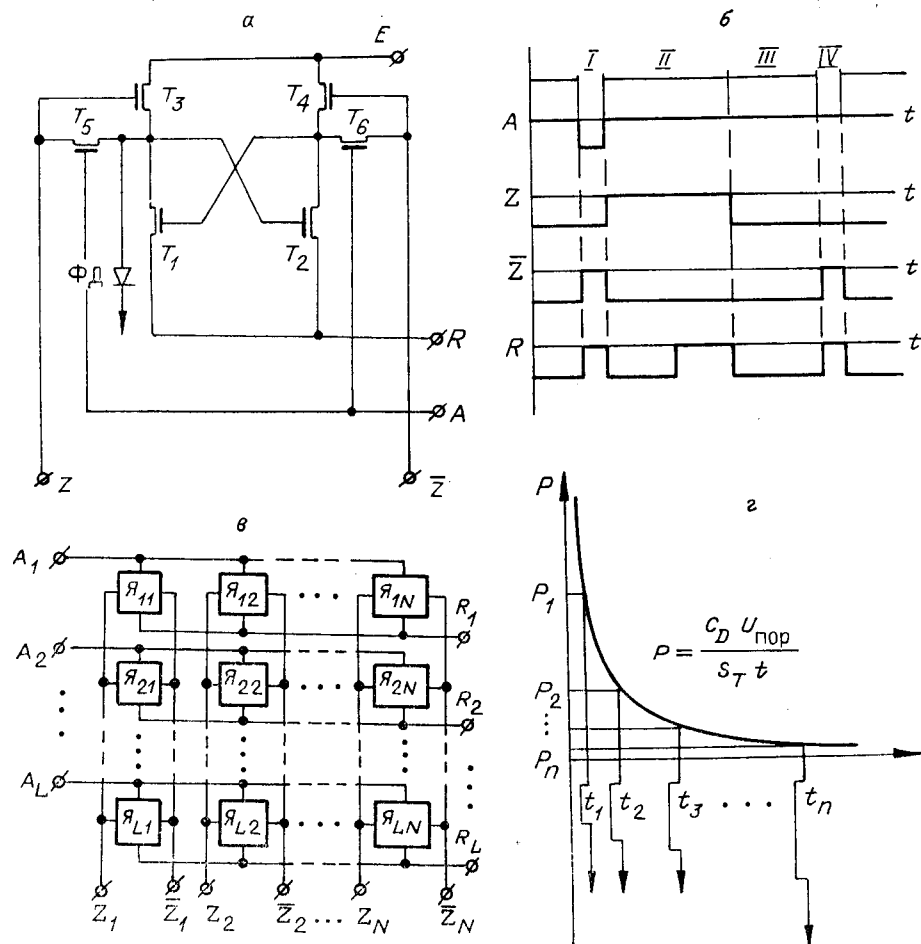


Рис. 1. Схемотехника и принцип работы ПМИФП:

а — принципиальная схема фототриггерной ячейки; б — диаграмма работы фототриггерной ячейки; в — диаграмма задания порогов переключения фототриггеров в зависимости от времени накопления; г — структурная схема ПМИФП

(градаций) изображения, принимаемых ПМИФП с определенным коэффициентом искажения, от величины РПП.

Работа ПМИФП в режиме приема полутонового изображения. ПМИФП представляет собой решетку $N \times L$ фототриггеров и выполняет следующие микрооперации [4]:

- последовательную электрическую запись L двоичных слов по N разрядов;
- параллельную оптическую запись кадра изображения $L \times N$ элементов;
- хранение записанной информации;
- последовательное считывание N двоичных слов по L разрядов каждое.

Рассмотрим выполнение микроопераций на примере одной ячейки [5], схема которой приведена на рис. 1, а, а временная диаграмма управления — на рис. 1, б.

Ячейка ПМИФП (рис. 1, а) содержит активные транзисторы T_1, T_2 , нагрузочные транзисторы T_3, T_4 , образующие триггер, транзисторы T_5, T_6 — адресные ключи и фотодиод ФД. По адресной шине A осуществляется управление ключами T_5, T_6 , открывающими доступ к триггеру. При этом на выходной шине считывается информация о состоянии триггера. На рис. 1, б показаны четыре фазы диаграммы управления, осуществляемого по трем каналам (A, Z, \bar{Z}), соответствующие микрооперациям

противоположном плече — низкий. В фазе «оптическая запись» фотодиод отключается от источника питания и работает в режиме накопления. Фотодиод подключен к затвору активного транзистора T_2 , образующего совместно с нагрузкой T_4 и положительной обратной связью на транзисторе T_1 спусковую схему, которая переключается, если энергия потока превышает пороговое значение. В фазе «хранение» фотодиод подключается к цепи питания и его чувствительность к оптическому сигналу понижается на несколько порядков, а схема на транзисторах T_1 , T_2 , T_3 , T_4 превращается в триггер. Информация считывается путем регистрации изменения тока потребления триггера на шине R . Наличие или отсутствие импульса тока потребления определяет код, записанный в триггере.

На рис. 1, в, г изображены диаграмма задания времен накопления и структура фототриггерной решетки соответственно. Фототриггерная решетка, содержащая $N \times L$ ячеек, имеет N пар разрядных шин $Z_1, \bar{Z}_1, \dots, Z_N, \bar{Z}_N$, каждая пара которых объединяет столбцы; L адресных шин A_1, A_2, \dots, A_L , объединяющих строки, и L выходных шин R_1, R_2, \dots, R_L , также объединяющих строки (см. рис. 1, в).

Запись оптической информации в фототриггерную матрицу производится параллельной подачей на все шины A_1, A_2, \dots, A_L и Z_1, Z_2, \dots, Z_N импульсов «предустановки» и «оптической записи» (фаза I и фаза II на рис. 1, б), а считывание — последовательной подачей на шины $\bar{Z}_1, \bar{Z}_2, \dots, \bar{Z}_N$ «нулевых» импульсов (фаза IV на рис. 1, б).

При оптической записи реализуется функция

$$S_{\text{вых}} = \begin{cases} 1, & \text{если } P > P_{\text{пор}}; \\ 0, & \text{если } P < P_{\text{пор}}, \end{cases}$$

где $P_{\text{пор}}$ — пороговая мощность излучения; P — мощность излучения, падающего на фоточувствительную площадку.

Можно оценить пороговую мощность переключения $P_{\text{пор}}$ фототриггера в зависимости от схематопологических параметров, исходя из условия превышения порогового напряжения V_0 на транзисторе T_1 :

$$P_{\text{пор}} t \cong C_d / S_T (E - V_0) \left[1 - \frac{W_6 / L_6}{W_2 / L_2} \frac{E - V_0}{V_0} \right] = K,$$

где K — константа, зависящая от схематопологических параметров; W_6 , L_6 и W_2 , L_2 — ширина и длина канала транзисторов T_6 и T_2 соответственно; C_d — емкость фотодиода; S_T — его токовая чувствительность к оптическому сигналу. При $E \gg V_0$, $\frac{W_6 / L_6}{W_2 / L_2} \frac{E - V_0}{V_0} \ll 1$ выражение упрощается

$$P_{\text{пор}} \cong \frac{C_d E}{S_T t} = \frac{K}{t}, \quad (1)$$

откуда следует, что параметром, регулирующим порог переключения, является длительность фазы «оптическая запись», характеризующейся временем накопления t . Задавая ряд различных времен t_1, t_2, \dots, t_n , как показано на рис. 1, г, можно устанавливать пороги переключения фототриггера в соответствии с формулой

$$P_i = \frac{K}{t_i}, \quad (2)$$

где $K = C_d (E - V_0) / S_T$.

Минимальный порог срабатывания фототриггера можно оценить величиной теплового шума:

$$P_{\text{пор}} \cong \frac{1}{S_T} \sqrt{\frac{F4kT}{R} \frac{1}{t_{\text{max}}}} \quad (3)$$

где F — отношение порогового сигнала к шуму, определяющее вероятность ложного срабатывания; R — сопротивление ключа предустановки (сопротивление открытого транзистора T_5); k — постоянная Больцмана; t_{\max} — максимально достижимое время накопления (экспозиции) фотосигнала. Подставляя (3) в (1), имеем $t_{\max} = \frac{E^2 C_d^2 R^2}{F 4 k T R} = \frac{E^2 \tau_d^2}{F 4 k T R}$ (4), где $\tau_d = RC_d$ — постоянная времени фотодиода. Очевидно, что минимальное время накопления, необходимое для регистрации максимальной мощности сигнала, равно постоянной времени фотодиода $t_{\min} = RC_d = \tau_d$. При подстановке типичных значений $R = 10^4$ Ом; $C_d = 10^{-12}$ Ф; $E \approx 5$ В; $F = 100$ все возможные интервалы $[0, t_i]$ ограничены сверху и снизу значениями $\tau_d = 10^{-8}$ с $\leq t_i \leq 0,15$ с. Алгоритм приема полутонового изображения будет состоять из следующих циклических процедур:

— предустановка, оптическая запись с временем накопления $t_1 \geq 10^{-8}$ с, считывание и запись в первое поле ОЗУ;

— предустановка, оптическая запись с временем накопления $t_2 > t_1$, считывание и запись во второе поле ОЗУ;...

— предустановка, оптическая запись с временем накопления $0,15$ с $> t_n > t_{n-1}$, считывание и занесение в n -е поле ОЗУ.

Полутоновое изображение в цифровом виде получается сложением содержимого всех полей ОЗУ, если времена t_1, t_2, \dots, t_n таковы, что

$$P_2 - P_1 = \Delta P_1 = P_3 - P_2 = \Delta P_2 = \dots = P_n - P_{n-1} = \Delta P_{n-1}. \quad (5)$$

Если же равенство (5) не удовлетворяется, то каждый «слой» надо умножить на весовой коэффициент в соответствии с (2) для «выравнивания» P_i и затем произвести сложение «слоев». Как при равномерном шаге квантования по уровню мощности (5), так и при равномерном шаге по времени РПП будет давать различные искажения мощностей P_1, P_2, \dots, P_n из-за нелинейности характеристики (2), что затрудняет оценку влияния РПП на искажения. Поэтому необходимо выбрать такую шкалу времен t_1, t_2, \dots, t_n , при которой искажения будут одинаковы для любой мощности.

Выбор шкалы времен t_1, t_2, \dots, t_n и оценка влияния РПП на искажения «слоев» изображения. Для всей матрицы зависимость (1) представляет семейство из $N \times L$ гипербол вида

$$P = K_{\alpha\beta}/t, \quad (6)$$

где $\alpha = 1, 2, \dots, L$; $\beta = 1, 2, \dots, N$.

На рис. 2 показана зависимость (6) при максимальном, минимальном и среднем значениях параметра K ($K_{\max}, K_{\text{ср}}, K_{\min}$). Зададим РПП отклонением от $K_{\text{ср}}$ с помощью параметра A следующим образом: $A = 100(K_{\max}/K_{\text{ср}} - 1) = 100(1 - K_{\min}/K_{\text{ср}})$, где $K_{\text{ср}} = (K_{\max} + K_{\min})/2$, и будем относить его к другому параметру формулы (6) — ко времени накопления t . Тогда для любой мощности P разброс времени накопления определяется из (6) как

$$\Delta t = A/50 \cdot K_{\text{ср}}/P. \quad (7)$$

Таким образом, для любой фиксированной принимаемой мощности P_i имеются два параметра, характеризующие время накопления:

$$t_i = K_{\text{ср}}/P_i \quad \text{и} \quad \Delta t_i = A/50 \cdot K_{\text{ср}}/P_i.$$

Для фиксации всего поля мощностей $\{P_i\}_{\alpha\beta}$, соответствующих элементам оптического изображения, необходимо, чтобы время накопления удовлетворяло условию $t_i \geq t_{\text{ср}i} + \Delta t_i/2$ (см. рис. 2), так как при $t_i < t_{\text{ср}i} + \Delta t_i/2$ нельзя гарантировать переключения фототриггеров для всех фоточувствительных ячеек преобразователя. Если же $t_{\text{ср}i} - \Delta t_i/2 < t_i < t_{\text{ср}i} + \Delta t_i/2$, то матрица фотоячеек преобразователя зафиксирует

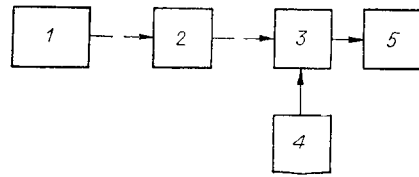
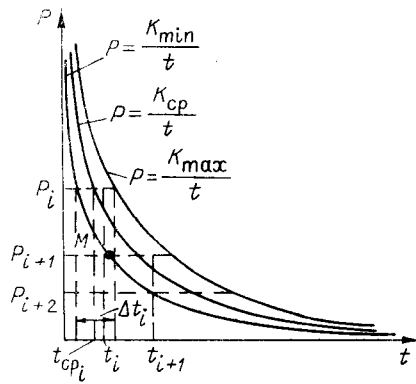


Рис. 3. Схема экспериментальной установки для исследования параметров ПМИФП

Рис. 2. Разброс зависимости мощности переключения фототриггера от времени накопления

часть поля мощности P_i . За величину искажений можно взять отношение $\frac{t_i - t_{cp_i} + \Delta t_i/2}{\Delta t_i} = b_i$ (см. рис. 2). Используя (7), получим

$$b_i = 50/A (P_i t_i / K_{cp} - 1) + \frac{1}{2}, \quad (8)$$

где $0 \leq b_i \leq 1$.

С помощью (8) определим ближайшую к P_i мощность P_{i+1} на интервале времени Δt_i , которая не внесет искажений в P_i (см. рис. 2 — точка M), что соответствует $b_{i+1} = 0$:

$$P_i - P_{i-1} \geq b_i K_{cp} / t_i \cdot A / 50. \quad (9)$$

Соотношение (9) дает ограничение величины контрастности принимаемого изображения, т. е. фотоматрица с разбросом, лежащим в пределах $[K_{max}, K_{min}]$, может принять изображение с искажением b_i при условии, что перепады яркости удовлетворяют (9).

При заданном коэффициенте искажений $b_i = b_{i+1} = \dots = b_0$ из (8) и (9) находятся t_{i+1}, t_{i+2}, \dots , выраженные через t_i , что в конечном итоге при $i = 1, 2, \dots, n$ дает

$$t_n = \frac{(b_0 - 1/2 + 50/A)^{n-1}}{(50/A - 1/2)^{n-1}} t_1, \quad (10)$$

откуда

$$n = 1 + \frac{\lg(t_n/t_1)}{\lg\left(\frac{b_0 - 1/2 + 50/A}{50/A - 1/2}\right)}, \quad (11)$$

где n — число «слоев», принимаемых ПМИФП; t_1, t_n — начальное и конечное время накопления.

В интервале (4) число «слоев» для различных A и b_0 вычисляется по формуле (11) (см. таблицу). По известному A для реальной фотоматрицы из таблицы можно оценить возможности применения данного прибора для получения полутонного изображения.

Экспериментальные результаты. Целью экспериментальных исследований являлась оценка разброса порогов переключения и проверка соотношения (11). В качестве ПМИФП использовалась матрица фототриггеров со схемой ячейки, предложенной в [6], размерностью 32×36 элементов. На рис. 3 показана схема экспериментальной установки, где 1 —

A	$b_0=1$	$b_0=0,9$	$b_0=0,8$	A	$b_0=1$	$b_0=0,9$	$b_0=0,8$
5	180	195	218	15	55	60	66
10	80	90	104	20	40	45	50

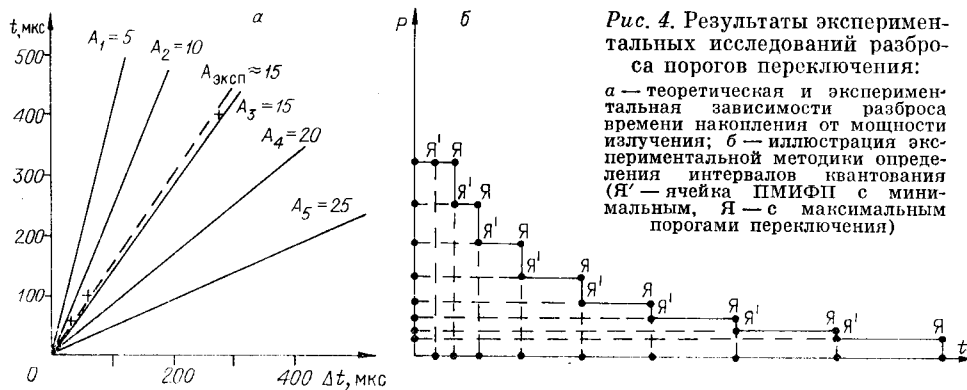


Рис. 4. Результаты экспериментальных исследований разброса порогов переключения: а — теоретическая и экспериментальная зависимости разброса времени накопления от мощности излучения; б — иллюстрация экспериментальной методики определения интервалов квантования (Я' — ячейка ПМИФП с минимальным, Я — с максимальным порогом переключения)

гелий-неоновый стабилизированный лазер, 2 — поляриод, 3 — ПМИФП, 4 — блок управления ПМИФП, 5 — осциллограф.

На фотоприемную плоскость преобразователя 3 через поляриод 2 проецируется луч лазера 1. Блок управления 4 формирует временную диаграмму управления по заданной программе, осциллограф 5 измеряет время накопления. Поляриод 2 служит для изменения мощности излучения, падающего на матрицу. Преобразователь 3 установлен на координатном столике, с помощью которого осуществляется сканирование луча лазера по ячейкам.

Разброс интервалов времени накопления Δt_i измерялся при фиксированных мощностях излучения, соответствующих временам накопления $t_{ср i}$: 50, 100, 200, 400 мкс (рис. 4, а).

Погрешность измерений не превышала $\pm 5\%$. Результаты измерений показаны на рис. 4, а, откуда видно, что экспериментальные данные согласуются с соотношением (7). РПП исследуемого преобразователя составлял $\pm 15\%$.

Интервалы квантования определялись по следующей методике. Брали ячейку (Я) с максимальным ($t_{ср i} + \Delta t_i/2$) и ячейку (Я') с минимальным ($t_{ср i} - \Delta t_i/2$) временами накопления. Шкала времен (определяющая шкалу квантования) выбиралась следующим образом:

— на первом кванте P_1 измерялись времена накопления t_1 и t'_1 для ячеек Я и Я' соответственно;

— мощность излучения уменьшалась до такого значения P_2 (второй квант), при котором время накопления в ячейке Я становится равным $t_2 = t_1$;

— на втором кванте P_2 измерялось время накопления t'_2 для ячейки Я';

— аналогично измерялись следующие интервалы: t_3, t_4, \dots, t_n .

Привлекательной особенностью этой методики является отсутствие необходимости измерения абсолютных значений мощности излучения.

По предложенной методике определялась величина n при различных значениях t_1 и t_n . Полученные экспериментальные данные хорошо согласуются с соотношением (10).

На рис. 4, б показан один из экспериментальных результатов для преобразователя с $A = 15$ в диапазоне времени накопления от 50 до 1000 мкс. В представленном случае $n = 9$.

Заключение. В работе даны теоретические и экспериментальные оценки числа уровней квантования оптического изображения с помощью ПМИФП в зависимости от РПП. На примере реального преобразователя, имеющего РПП порядка 15%, показано, что число уровней квантования равно 9. Полученные результаты могут быть использованы для оценки эффективности применения ПМИФП в корреляционном анализе и пространственной фильтрации оптических изображений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кругликов С. В., Наймарк С. И. Интегральные МДП фотодиодные устройства и их применение. Ч. 1. // Обзоры по электронной технике. Сер. 3.— Микроэлектроника.— М.: ЦНИИЭлектроника.— 1980.— Вып. 2(743).
2. Наймарк С. И. Многоэлементные МДП-интегральные фотодиодные преобразователи оптических сигналов. Ч. 2. // Там же.— 1983.— Вып. 2(937).
3. Наймарк С. И. Многоэлементные МДП-интегральные фотодиодные преобразователи оптических сигналов. Ч. 1. // Там же.— Вып. 1(936).
4. Кибирев С. Ф., Коняев С. И., Наймарк С. И. Фотоматричный ассоциативный накопитель // Автометрия.— 1983.— № 6.
5. Пат. 2050720 (ФРГ). Электро- и оптоуправляемый элемент памяти/В. Д. Козноски.— Оpubл. 05.04.73.
6. А. с. 868834 (СССР). Ассоциативный запоминающий элемент на МДП-транзисторах/С. И. Наймарк, С. И. Коняев.— Оpubл. в БИ, 1981, № 36.

Поступила в редакцию 26 декабря 1986 г.

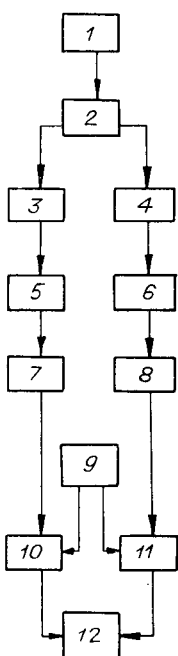
УДК 551.508.9

Г. Н. ГЛАЗОВ, В. М. ДУБЯГИН

(Томск)

АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ АНОМАЛЬНЫХ КОНЦЕНТРАЦИЙ ГАЗОВ КР-ЛИДАРОМ

Постановка задачи. В ряде приложений лидарного зондирования необходимо не только измерять концентрацию газа M_1 , но и обнаруживать ее отклонение от обычного нормального значения M_1^H . Синтезируем алгоритмы испытания гипотезы H_0 о том, что $M_1 = M_1^H$, против гипотезы H_1 , что $M_1 \neq M_1^H$. Оставим без изменения структуру существующих двухканальных приемников лидаров комбинационного рассеяния (КР), ориентированных на измерение концентраций [1], дополнив ее блоком субоптимального обнаружения 12 (рис. 1).



Первый канал настроен на Q -ветвь зондируемого газа, второй — на Q -ветвь азота. Время приема разбито на интервалы длиной T , в которых мощность регистрируется методом счета одноэлектронных импульсов (ОИ) [2] в первом ($j=1$) и втором ($j=2$) каналах. Для устранения смещения регистрируются фоновые-темновые ОИ в первом ($j=3$) и втором ($j=4$) каналах за время $T_{\text{ш}}$ вне эхосигналов КР. Решение принимается по серии $\mu = \overline{1, N}$ актов зондирования на основе выборки канальных отсчетов $\{n_{\mu j}\}$, $j = \overline{1, 4}$, выборки энергии лазерных импульсов $\{I_{\mu}\}$ и априорных данных, где $n_{\mu i} = n_{\text{сиг}i} + n_{\text{шум}i}$ ($i = 1, 2$), $n_{\text{сиг}i}$ и $n_{\text{шум}i}$ — числа ОИ КР-сигналов и помех со средними $\bar{n}_{\text{сиг}i} = K_i I_{\mu} M_i$ и $\bar{n}_{\text{шум}i}$ [1], M_2 — концентрация азота. «Мешающие» параметры: $K_1, K_2, \bar{n}_{\text{шум}1}, \bar{n}_{\text{шум}2}$. Величины K_1, K_2 практически связаны известным отношением $\nu = K_1/K_2$ [1]. Условные распределения $P_j(n_{\mu j}|M_1)$ ($\mu = \overline{1, N}$, $j = \overline{1, 4}$) — пуассоновские (ПР) [2].

Решающее правило: « H_0 », если $\Lambda > c$; « H_1 », если $\Lambda \leq c$. Функционал отношения правдоподобия Λ и порог c

Рис. 1. Блок-схема лидарного приемника:

1 — приемная антенна; 2 — монохроматор; 3, 4 — фильтры; 5, 6 — ФЭУ; 7, 8 — дискриминаторы-формирователи; 9 — блок синхронизации, стробирования и управления; 10, 11 — счетчики; 12 — блок обработки.