

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-97-105>

УДК 621.391(681.325:535)

Л. А. Аронов¹✉, Ю. С. Доброленский², В. Н. Ушаков¹

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

²Институт космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН)
ул. Профсоюзная, д. 84/32, Москва, 117997, Россия

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ОПОРНОГО СИГНАЛА В ГОМОДИННОМ АКУСТООПТИЧЕСКОМ СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРЕ

Аннотация.

Введение. Для работы гомодинного акустооптического спектроанализатора необходимо организовать опорный оптический канал. Сигнал в этом канале должен обеспечивать равномерную засветку по всей области пространственных частот. В общем случае можно рассматривать работу спектроанализатора с фотоприемником мгновенного действия и фотоприемником с накоплением. В последнем случае сигнал в опорном канале предлагается формировать в виде периодической последовательности широкополосных импульсов.

Цель работы. Анализ работы спектроанализатора с периодическим опорным сигналом.

Материалы и методы. Анализ основан на выводе математического выражения, описывающего влияние структуры опорного сигнала на выходной сигнал спектроанализатора для случаев применения фотоприемника мгновенного действия и фотоприемника с накоплением.

Результаты. Показано, что для спектроанализатора с фотоприемником мгновенного действия периодичность опорного сигнала не приводит к ухудшению характеристик. Однако такой вариант при большом количестве точек разрешения в частотной области нецелесообразен с практической точки зрения, так как требует параллельной обработки сигнала каждого фотоприемника трактом с фильтрацией, усилением и оцифровкой. При использовании фотоприемника с накоплением процесс накопления заряда приводит к формированию дискретной сетки частот, что означает наличие пропусков сигналов по частоте. Установлено, что избежать этого можно, выбирая время накопления, равное минимальному среди значений временной апертуры акустооптического модулятора и периода сигнала. Реализация такого варианта на практике либо невозможна на современных фотоприемниках с накоплением, либо приводит к наличию пропусков по частоте или времени.

Заключение. Для обеспечения режима реального времени в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе опорный сигнал должен быть либо непериодическим, что ставит вопрос о синтезе подходящего сигнала, либо необходимо использовать фотоприемник мгновенного действия в виде линейки фотодиодов.

Ключевые слова: гомодинный акустооптический спектроанализатор, интерференционный акустооптический спектроанализатор, опорный сигнал, интерферометр Юнга, дискретная сетка частот

Для цитирования: Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Ушаков В. Н. О возможности использования периодического опорного сигнала в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 97–105. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-97-105

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Ушаков В. Н., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Leonid A. Aronov^{1✉}, Yurii S. Dobrolenskii², Victor N. Ushakov¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

²Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences
84/32, Profsoyuznaya Str., 117997, Moscow, Russia

ON USING PERIODIC REFERENCE SIGNAL IN HOMODYNE ACOUSTO-OPTIC SPECTRUM ANALYZER

Abstract

Introduction. For a homodyne acousto-optic spectrum analyzer functioning a reference optical channel must be organized. The signal in this channel should provide uniform reference illumination throughout the spatial frequency range. In the general case, the spectrum analyzer functioning can be considered with a continuous photosensor and photosensor with charge accumulation. With the last one, the signal in the reference channel is proposed to be a wide-band pulses periodic sequence.

Objective. Analyze the spectrum analyzer functioning with a periodic reference signal.

Materials and methods. We derive the mathematical expression to describe the influence of the reference signal structure on the analyzer's output signal for the cases of continuous photosensor and photosensor with charge accumulation.

Results. It is shown that in the case of continuous photosensor, the reference signal periodicity does not lead to characteristics degradation. However, in the case of many frequency resolution points it is impractical, since each photodetector signal is parallel, processing is required: filtering, amplification and digitization. In the case of using of the charge accumulation sensor, the discrete frequency grid appears, which means signals omissions in frequency. This can be avoided by choosing the accumulation time equal to the minimum among the values of the acousto-optic modulator time aperture and the reference signal period, which is hard to implement, or still leads to the signal omissions in frequency or time.

Conclusion. To perform a real-time mode in the homodyne acousto-optic spectrum analyzer, the reference signal must be either non-periodic, which raises the question of its synthesis, or a continuous photodiode array should be used.

Key words: homodyne acousto-optic spectrum analyzer, interferometric acousto-optic spectrum analyzer, reference signal, Young's interferometer, discrete frequency scale.

For citation: Aronov L. A., Dobrolenskii Yu. S., Ushakov V. N. On Using Periodic Reference Signal in Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 97–105. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-97-105

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 22.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Устройства спектрального анализа на основе явления акустооптического взаимодействия и пространственного преобразования Фурье характеризуются широкой полосой анализа [1]–[4], что представляет интерес при решении задач радиомониторинга, радиоэлектронной борьбы, а также в устройствах обнаружения сигналов. Наибольший интерес представляют акустооптические спектроанализаторы с пространственным интегрированием (АОСПИ) на основе интерференционных схем [5]–[7], в которых осуществляется оптическое гетеродинирование, что позволяет существенно – в 2 раза при измерении в децибелах – повысить динамический диапазон устрой-

ства в сравнении с простыми АОСПИ, которые регистрируют энергетический спектр [2], [6]. До выхода работ [5]–[7] оптическое гетеродинирование осуществлялось на некоторую ненулевую частоту, что подразумевало использование в качестве фотоприемного устройства линейки фотодиодов с последующим трактом фильтрации, усиления и детектирования. Предложенные в указанных работах схемы подразумевают перенос на нулевую частоту за счет введения в опорном оптическом канале необходимой модуляции светового потока.

С появлением фотоприемников с накоплением, обладающих высоким динамическим диапазоном, была предложена [8] реализация гетеро-

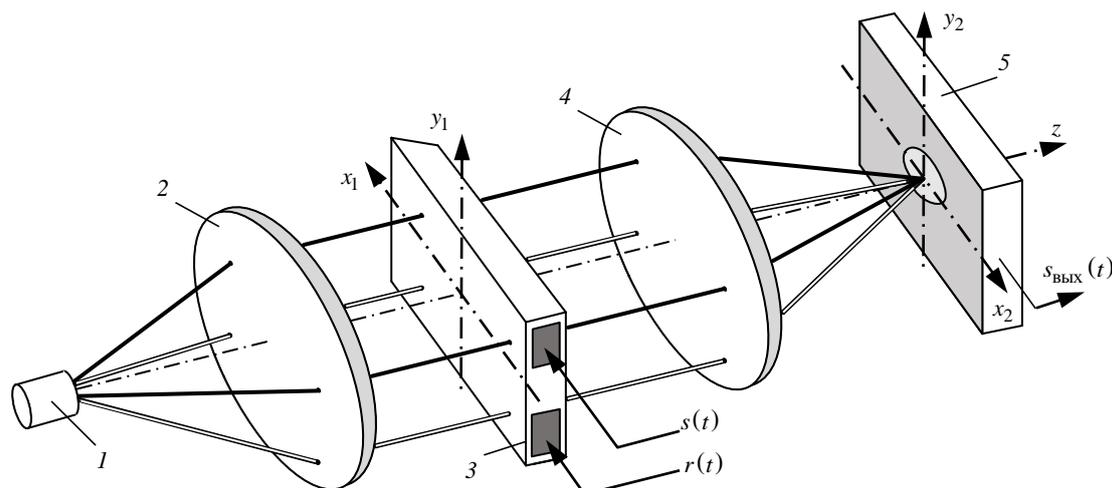


Рис. 1. Схема гомодинного акустооптического спектроанализатора на основе интерферометра Юнга
Fig. 1. The scheme of the homodyne acousto-optic spectrum analyzer based on Young interferometer

динной схемы с матричным фотоприемником на основе ПЗС, что существенно упростило конструкцию устройства, а также позволило обеспечить более высокое разрешение по частоте. В этой же работе предложено назвать такой спектроанализатор гомодинным акустооптическим спектроанализатором с пространственным интегрированием (ГАОСА).

Оптическая схема, на которой реализуется оптическое гетеродинирование, может представлять собой интерферометр, например Маха–Цандера или Юнга. Для рассмотренного далее вопроса это не принципиально. Для определенности остановим свой выбор на схеме Юнга (рис. 1). В состав схемы ГАОСА входят: 1 – источник монохроматического излучения, 2 – коллимирующая линза, 3 – двухканальный акустооптический модулятор (АОМ), 4 – сферическая линза, 5 – матричный фотоприемник (МФП) или линейка фотодиодов.

В качестве источника излучения 1 целесообразно использовать полупроводниковый или газовый лазер. Генерируемое им расходящееся излучение на длине волны $\lambda_{\text{д}}$ преобразуется коллимирующей линзой 2 в плоскую волну. Далее световой поток облучает апертуру двухканального АОМ 3, на один из каналов которого подается анализируемый сигнал $s(t)$, а на другой – опорный сигнал $r(t)$. После прохождения АОМ световой поток фокусируется сферической линзой 4 в плоскости апертуры фотоприемника (ФП) 5.

Цель работы. Выбор опорного сигнала для ГАОСА – один из ключевых вопросов, поскольку он влияет на такие характеристики анализатора, как диапазон рабочих частот и амплитудно-

частотная характеристика. При этом важно сохранить информацию о спектре анализируемого сигнала без искажений. Авторы работ [5]–[8] рассматривали в качестве опорного сигнала периодическую последовательность ЛЧМ-импульсов или псевдослучайных сигналов, спектр которых обеспечивает относительно равномерную опору в широком диапазоне частот. В [9], [10] представлены результаты анализа работы ГАОСА с фотоприемником с накоплением и опорными сигналами в виде одиночного ЛЧМ-импульса и радиоимпульса на основе псевдослучайной последовательности. В них показано, что, несмотря на нестационарность мгновенного спектра опорного сигнала, результат накопления заряда за время, равное времени прохождения одного импульса через апертуру АОМ, позволяет выделить информацию об амплитудном спектре анализируемого сигнала. Однако реализация столь короткого времени накопления и вывода сигнала из ФП ограничена его быстродействием. Поэтому возникает вопрос о возможности работы ГАОСА с опорным сигналом, обеспечивающим длительное время накопления.

ГАОСА с квазипериодическим опорным сигналом. Рассмотрим математическую модель ГАОСА. Источник излучения 1 и коллиматор 2 формируют световую волну с пространственным распределением напряженности $\dot{E}_0(x, y)$. Она проходит через АОМ, на каналы которого подаются анализируемый $s(t)$ и опорный $r(t)$ сигналы. Они вызывают пространственно-временное изменение показателя преломления кристалла модулятора согласно законам

$$n_s(x_1, t) = n_0 + \Delta n s \left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}} \right);$$

$$n_r(x_1, t) = n_0 + \Delta n r \left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}} \right),$$

где n_0 – показатель преломления невозмущенной среды; Δn – амплитуда возмущения показателя преломления среды; L – половина апертуры АОМ в направлении распространения акустической волны; v_{3B} – скорость распространения акустической волны в кристалле АОМ. Протяженность звуковых волн в вертикальной плоскости не учитывается, звуковое поле вдоль этой координаты будем считать однородным.

Световое поле в плоскости за АОМ находится как результат дифракции. Комплексные сигналы напряженности светового поля, соответствующие продуктам дифракции, запишем как

$$\dot{E}_s(x_1, y_1, t) = \dot{E}_0(x_1, y_1) \times \text{rect} \left(\frac{x_1}{2L}, \frac{y_1 - D/2}{H_0} \right) e^{j\omega_{св}t} e^{-jms \left[t - (x_1 + L)/v_{3B} \right]}, \quad (1)$$

$$\dot{E}_r(x_1, y_1, t) = \dot{E}_0(x_1, y_1) \times \text{rect} \left(\frac{x_1}{2L}, \frac{y_1 + D/2}{H_0} \right) e^{j\omega_{св}t} e^{-jmr \left[t - (x_1 + L)/v_{3B} \right]}, \quad (2)$$

где

$$\text{rect}(x_1, y_1) = \begin{cases} 1, & x_1 \in [-0.5; 0.5], y_1 \in [-0.5; 0.5]; \\ 0 & \text{иначе} \end{cases}$$

– двумерная безразмерная прямоугольная функция единичной ширины и высоты; D – расстояние между центрами акустических пучков; H_0 – высота акустических пучков; $\omega_{св}$ – круговая частота световой волны; m – индекс фазовой модуляции световой волны.

Дифракция света на акустической волне может происходить в двух режимах [11], [12]. В режиме дифракции Рамана–Ната формируется симметричная дифракционная картина с большим количеством дифракционных порядков. С практической точки зрения более интересен режим Брэгга с одним дифракционным порядком, поэтому остановим свой выбор на нем. В этом режиме выражения (1) и (2) можно записать в виде суммы непродифрагировавшего света и +1-го порядка*. Перейдя в (1) и (2) к комплексным огиба-

ющим сигналам оптического поля, после известных математических преобразований [8], сохранив только слагаемые, представляющие интерес в рассмотренной задаче, получим

$$\dot{E}_{ms}^{+1}(x_1, y_1, t) = j\dot{E}_0(x_1, y_1) \times \text{rect} \left(\frac{x_1}{2L}, \frac{y_1 - D/2}{H_0} \right) \sqrt{h} \dot{s} \left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}} \right) e^{-j\Omega_s t}; \quad (3)$$

$$\dot{E}_{mr}^{+1}(x_1, y_1, t) = j\dot{E}_0(x_1, y_1) \times \text{rect} \left(\frac{x_1}{2L}, \frac{y_1 + D/2}{H_0} \right) \sqrt{h} \dot{r} \left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}} \right) e^{-j\Omega_r t}, \quad (4)$$

где $h = \sin^2(m/2)$ – эффективность дифракции света; $\dot{s}(t)$ и $\dot{r}(t)$ – комплексные огибающие анализируемого и опорного сигналов соответственно; Ω_s , Ω_r – круговые частоты анализируемого и опорного сигналов соответственно. Экспоненциальные множители в (3) и (4) отображают факт доплеровского смещения частоты оптических волн при дифракции на движущемся звуковом столбе. Для дальнейшего рассмотрения интересен только случай, когда несущие частоты анализируемого и опорного сигналов равны: $\Omega_s = \Omega_r = \Omega$.

Преобразование света, выполняемое линзой 4 и участком пространства, имеющим протяженность, равную фокусному расстоянию F линзы, представляет собой пространственное преобразование Фурье [11], [13]. Таким образом, комплексная огибающая напряженности светового поля дифракционных порядков в фокальной плоскости линзы можно описать выражением

$$\dot{E}_{ms_{\phi.п}}(p, q, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{E}_{ms,r}^{+1}(x_1, y_1, t) e^{jpx_1} e^{jqy_1} dy_1 dx_1, \quad (5)$$

где

$$\dot{E}_{ms,r}^{+1}(x_1, y_1, t) = \dot{E}_{ms}^{+1}(x_1, y_1, t) + \dot{E}_{mr}^{+1}(x_1, y_1, t);$$

$p = kx_2/F$, $q = ky_2/F$ – пространственные частоты в плоскости x_2Oy_2 , причем k – волновое число световой волны. Поскольку фотоприемник расположен в фокальной плоскости линзы 4, выражение (5) описывает распределение светового поля в его плоскости.

Будем считать, что АОМ облучается плоской однородной волной, т. е. $\dot{E}_0(x_1, y_1) = \text{const}$. В этих условиях интегрирование в (5) по координатам

* Рассмотрение дифракции в -1 -й порядок также справедливо.

те y_1 осуществляется независимо от x_1 . Поскольку распределение поля по вертикальной координате не несет информации о сигналах, дальнейшее рассмотрение проведем только относительно x_1 , опуская зависимость по y_1 без потери общности. Проанализируем распределение поля в плоскости фотоприемника, подставив (3) и (4) в (5):

$$\dot{E}_{ms_{\phi, \Pi}}(p, t) = j\sqrt{h}e^{-j\Omega t} H_0 \times \int_{-L}^L \left[\dot{s}\left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}}\right) + \dot{r}\left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}}\right) \right] e^{jpx_1} dx_1.$$

Введем замену переменной

$$\tau = \left[t - (x_1 - L)/v_{3B} \right].$$

Обозначив через $T_a = 2L/v_{3B}$ временную апертуру АОМ, а через некоторый сигнал $\dot{g}(t) = \dot{s}(t) + \dot{r}(t)$ – сумму комплексных огибающих анализируемого и опорного сигналов, запишем:

$$\dot{E}_{ms_{\phi, \Pi}}(x_2, t) = \dot{A} e^{-j\Omega t} e^{jkx_2(v_{3B} - L)/F} \times \int_{t-T_a}^t \dot{g}(\tau) e^{-jv_{3B}kx_2\tau/F} d\tau, \quad (6)$$

где в \dot{A} объединены константы и учтено, что $p = kx_2/F$. Интегральное преобразование в (6) даст сумму \dot{G}_{T_a} мгновенных спектров \dot{S}_{T_a} и \dot{R}_{T_a} анализируемого и опорного сигналов соответственно во временном окне T_a . Введем переменную $\omega = v_{3B}kx_2/F$ и представим \dot{G}_{T_a} как

$$\begin{aligned} \dot{G}_{T_a}(\omega, t) &= \int_{t-T_a}^t g(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau) \text{rect}\left(\frac{\tau - t + T_a/2}{T_a}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau = \\ &= \frac{1}{2\pi} \dot{G}(\omega) \otimes \dot{W}_{\text{rect}}(\omega, t), \end{aligned} \quad (7)$$

где $\dot{G}(\omega)$ – спектральная функция $\dot{g}(t)$, т. е. сумма спектров опорного и анализируемого сигналов; " \otimes " – символ свертки по переменной ω ;

$$\dot{W}_{\text{rect}}(\omega, t) = -T_a \text{sinc}(\omega T_a/2) e^{-j\omega(t-T_a/2)}$$

– спектральная функция скользящего во времени окна, описывающего прохождение сигналом апертуры АОМ.

Строго говоря, $\dot{G}_{T_a}(\omega, t)$ в (7) зависит не от ω , а от некоторой ω' , используемой в свертке. С учетом этого преобразуем (7) далее:

$$\begin{aligned} \dot{G}_{T_a}(\omega', Et) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\omega) \dot{W}_{\text{rect}}(\omega' - \omega, t) d\omega = \\ &= -T_a \frac{e^{-j\omega'(t-T_a/2)}}{2\pi} \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\omega) \text{sinc}[(\omega' - \omega)T_a/2] e^{-j\omega(t-T_a/2)} d\omega. \end{aligned}$$

Распределение интенсивности излучения в фокальной плоскости линзы 4 найдем как квадрат модуля (6), что даст

$$\begin{aligned} I_{\phi}(\omega', t) &= |\dot{A}|^2 |\dot{G}_{T_a}(\omega', t)|^2 = \\ &= |\dot{A}|^2 |\dot{S}_{T_a}(\omega', t)|^2 + |\dot{A}|^2 |\dot{R}_{T_a}(\omega', t)|^2 + \\ &+ 2|\dot{A}|^2 \text{Re}\{\dot{S}_{T_a}(\omega', t) \dot{R}_{T_a}^*(\omega', t)\} = \\ &= W_{s, T_a}(\omega', t) + W_{r, T_a}(\omega', t) + \\ &+ |\dot{S}_{T_a}(\omega', t)| |\dot{R}_{T_a}^*(\omega', t)| \times \\ &\times \cos[\varphi_{s, T_a}(\omega', t) - \varphi_{r, T_a}(\omega', t)], \end{aligned} \quad (8)$$

где W_{s, T_a} , W_{r, T_a} – мгновенные спектральные плотности мощности анализируемого и опорного сигналов соответственно; φ_{s, T_a} , φ_{r, T_a} – мгновенные фазовые спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно; "*" – символ комплексного сопряжения. В этом выражении интерес представляет последнее слагаемое, так как оно позволяет выделить амплитудный спектр анализируемого сигнала. \dot{R}_{T_a} при этом должен обеспечивать равномерную в полосе частот опору. Выражение для \dot{R}_{T_a} имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{R}_{T_a}(\omega', t) &= -T_a \frac{e^{-j\omega'(t-T_a/2)}}{2\pi} \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega) \text{sinc}[(\omega' - \omega)T_a/2] e^{-j\omega(t-T_a/2)} d\omega. \end{aligned} \quad (9)$$

Проанализируем \dot{R}_{T_a} для двух случаев: детектирование излучения фотоприемником мгновенного действия и фотоприемником с накоплением.

ГАОСА с фотоприемником мгновенного действия. В этом случае сигнал на выходе фотоприемника будет пропорционален интенсивности

излучения. Пусть анализируемый сигнал – это некоторый сигнал с $\dot{S}_{T_a} = \text{const}$, а опорный сигнал $r(t)$ – периодическая с периодом T_r последовательность широкополосных импульсов. Тогда спектр $\dot{R}(\omega)$ дискретен и может быть представлен через спектр $\dot{R}_и(\omega)$ одиночного импульса как

$$\dot{R}(\omega) = \frac{1}{T_r} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{R}_и(i\omega_r) \delta(\omega - i\omega_r),$$

где ω_r – частота следования импульсов в последовательности. Тогда (9) можно записать как

$$\begin{aligned} \dot{R}_{T_a}(\omega', t) &= -\frac{T_a}{T_r} \frac{e^{-j\omega'(t-T_a/2)}}{2\pi} \times \\ &\times \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{R}_и(i\omega_r) \text{sinc}[(\omega' - i\omega_r)T_a/2] e^{-j\omega_r(t-T_a/2)}. \end{aligned}$$

Легко показать, что при равенстве периода следования импульсов T_r временной апертуре T_a АОМ сумма в полученном выражении сводится к ряду Котельникова. Тогда непрерывность и равномерность амплитудного спектра $\dot{R}_и(\omega)$ одиночного импульса можно трактовать как непрерывность и равномерность мгновенного спектра во временном окне T_a последовательности импульсов. Это означает, что амплитудный спектр анализируемого сигнала в (8) умножается на непрерывную функцию, вид которой задается амплитудным спектром одиночного импульса, на основе которого формируется последовательность. Данный подход был продемонстрирован в [2], [5]–[7], где, однако, не учтена необходимость организации квадратурного канала, вызванная наличием пространственной несущей в последнем слагаемом (8).

ГАОСА с фотоприемником с накоплением. Рассмотрим случай фотоприемника с накоплением. Время накопления обозначим как T_q и исследуем влияние \dot{R}_{T_a} как множителя на накапливаемый заряд. По-прежнему считаем, что $\dot{S}_{T_a} = \text{const}$. Перепишем (9) как

$$\begin{aligned} \dot{R}_{T_a}(\omega', t) &= \\ &= -\frac{T_a}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega' - \omega) \text{sinc}(\omega T_a/2) e^{-j\omega(t-T_a/2)} d\omega. \end{aligned}$$

Накопление в ФП эквивалентно интегрированию по времени, что дает распределение заряда

$$\begin{aligned} Q(\omega') &= A_2 \int_0^{T_q} \dot{R}_{T_a}(\omega', t) dt = \\ &= A_2 \int_0^{T_q} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega' - \omega) \text{sinc}(\omega T_a/2) e^{-j\omega(t-T_a/2)} d\omega dt, \end{aligned}$$

где в A_2 объединены несущественные для рассматриваемого вопроса константы. Преобразуем полученное выражение, изменив в процессе порядок интегрирования по времени и частоте:

$$\begin{aligned} Q(\omega') &= A_2 \times \\ &\times \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{T_q} \dot{R}(\omega' - \omega) \text{sinc}\left(\omega \frac{T_a}{2}\right) e^{-j\omega\left(t - \frac{T_a}{2}\right)} dt d\omega = \\ &= A_2 \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega' - \omega) \text{sinc}\left(\omega \frac{T_a}{2}\right) \int_0^{T_q} e^{-j\omega\left(t - \frac{T_a}{2}\right)} dt d\omega = \\ &= A_3 \int_{-\infty}^{\infty} \left[\dot{R}(\omega' - \omega) \text{sinc}\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) \text{sinc}\left(\frac{\omega T_q}{2}\right) \times \right. \\ &\quad \left. \times e^{-j\omega\left(\frac{T_q - T_a}{2}\right)} \right] d\omega = A_3 \dot{R}(\omega) \otimes \dot{F}(\omega), \end{aligned} \quad (10)$$

где A_3 – новая константа;

$$\dot{F}(\omega) = \text{sinc}\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) \text{sinc}\left(\frac{\omega T_q}{2}\right) e^{-j\omega\left(\frac{T_q - T_a}{2}\right)}. \quad (11)$$

Таким образом, формируемая при накоплении заряда опора будет представлять собой свертку спектра $\dot{R}(\omega)$ опорного сигнала и функции $\dot{F}(\omega)$. Если время накопления T_q много больше временной апертуры T_a АОМ, что чаще всего встречается на практике, и $T_r = T_a$, то определяющей в $\dot{F}(\omega)$ служит вторая, более узкая функция sinc, ширина центрального пика которой тем меньше, чем больше время накопления. В случае периодического опорного сигнала $\dot{R}(\omega)$ дискретный, и при свертке с $\dot{F}(\omega)$ дискреты в виде δ -функций заменяются на $\dot{F}(\omega)$. Это означает, что при фотоприемнике с накоплением опорный сигнал в виде периодической последовательности широкополосных импульсов обеспечивает в спектральной области квазидискретную опору (рис. 2) и следует ожидать пропусков по частоте.

Выполним численную оценку по полученным выражениям. Для этого будем считать, что временная апертура АОМ $T_a = 1$ мкс [11], [12], [14].

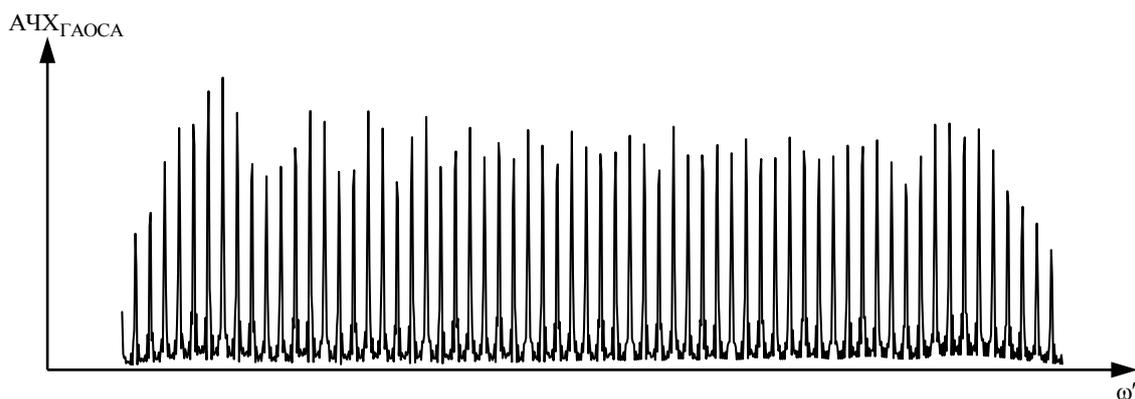


Рис. 2. АЧХ гомодинного акустооптического спектроанализатора с квазипериодическим опорным сигналом
Fig. 2. Homodyne acousto-optic spectrum analyzer frequency-response characteristic for case of quasiperiodic reference signal

Будем считать время накопления T_q равным времени вывода сигнала из ФП. Количество пикселей в строке ФП равно 1000 [15], [16], минимально необходимое количество считываемых строк составляет 3 [17] или 4 [18]. При скорости вывода 40 МГц время считывания заряда и время его накопления составит 75...100 мкс. Расчет по (10) при $T_r = T_a$ даст квазидискретную сетку частот с шириной дискрета по нулям не более 27 кГц и расстоянием между максимумами дискретов 1 МГц.

Следует также учитывать дискретную структуру МФП, у которого светочувствительная область занимает не всю площадь пиксела. Это приводит к дополнительной дискретизации распределения заряда, в результате чего возможны еще более существенные искажения амплитудного спектра анализируемого сигнала. Анализируя (11), можно показать, что эффект квазидискретной сетки частот исчезает в следующих случаях. При увеличении периода следования импульсов до значений T_q в один цикл накопления попадает один период опорного сигнала, и дискретная структура его спектра не проявляется. Также при уменьшении времени накопления T_q до значений, равных временной апертуре T_a , АОМ $\dot{F}(\omega)$ становится относительно широкой, а результат свертки в (10) будет непрерывной функцией частоты. Длительность импульса опорного сигнала при этом также должна быть равна T_a . Если при этом время вывода сигнала из ФП превышает время накопления, то спектроанализатор будет пропускать сигналы во времени.

Заключение. Таким образом, периодическая последовательность широкополосных импульсов может быть использована в качестве опорного сигнала, если регистрация оптического излучения

в ГАОСА осуществляется линейкой фотоприемников мгновенного действия. Современные АОМ способны обеспечивать [14] до 2000 элементов разрешения в частотной области, при этом на каждый элемент требуется 3 фотодиода [1]. В этом случае потребуется линейка 6000 фотодиодов. Выходной сигнал каждого фотодиода должен быть усилен, отфильтрован, продетектирован и оцифрован, что с практической точки зрения нецелесообразно. Более того, современные линейные ФП имеют не более 100...300 элементов [19], что приводит к невозможности реализовать потенциально достижимую разрешающую способность спектроанализатора по частоте. Фотоприемники с накоплением и последовательным выводом имеют до 16 тыс. элементов в строке [20], что обуславливает интерес к схеме ГАОСА с таким ФП.

Представленный в настоящей статье анализ показал, что при использовании в ГАОСА фотоприемника с накоплением следует выбирать время накопления равным наименьшему среди значений временной апертуры АОМ и периода следования импульсов в последовательности, если это практически реализуемо. В первом случае для вывода 6000 значений заряда может потребоваться время, значительно превышающее время накопления, а значит, спектроанализатор будет работать в режиме пропуска сигналов во времени. Во втором случае при равенстве периода следования времени накопления также возникнут пропуски сигналов во времени, если длительность импульса будет мала, или же пропуски сигнала по частоте, если длительности и период следования совпадают. Следовательно, при недопустимости пропусков сигналов как в частотной, так и во временной областях, опорный сигнал в ГАОСА не может быть периодическим. Это ставит вопрос о синтезе непериодического широкополосного сигнала, обеспечивающего ГАОСА работу в реальном времени без пропусков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Vander L. A. Optical signal processing. New York: Wiley Interscience, 2005. 604 p.
2. Wilby W. A., Gatenby P. V. Theoretical study of the interferometric bragg-cell spectrum analyser // IEE Proceedings J – Optoelectronics. 1986. Vol. 133, iss. 1. P. 47–59. doi: 10.1049/ip-j.1986.0007
3. A 3 GHz instantaneous bandwidth Acousto-Optical spectrometer with 1 MHz resolution / M. Olbrich, V. Mittenzwei, O. Siebertz, F. Schmulling, R. Schieder // 18th Int. Symp. on Space Terahertz Technology. March, 21–23, 2007, Pasadena, CL, USA. P. 231–235.
4. Saleh B. E. A., Teich M. C. Fundamentals of photonics. New York: John Wiley & Sons, 1991. 947 p.
5. Vander L. A. Interferometric spectrum analyzer // App. Opt. 1981. Vol. 20, № 16. P. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770
6. Interferometric Bragg cell spectrum analyzer / M. L. Shah, E. H. Young, L. A. Vander, M. Hamilton // 1981 Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197720
7. Wideband interferometric acousto-optic Bragg cell spectrum analyser / M. L. Shah, J. R. Teague, R. V. Belfatto, D. W. Thomson, E. H. Young // Proc. Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719
8. Грачев С. В., Рогов А. Н., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием // Радиотехника. 2003. Вып. 4. С. 23–28.
9. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с ЛЧМ-импульсом в качестве опорного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. № 5. С. 59–65.
10. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с непрерывным бинарным фазоманипулированным радиосигналом в качестве опорного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. № 6. С. 13–16.
11. Acousto-optic signal processing: theory and implementation / ed. by N. J. Berg, J. M. Pelligrino. New York: Marcel Dekker, inc, 1996. 580 p.
12. Балакший В. И., Парыгин В. Н., Чирков Л. Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985. 279 с.
13. Goodman J. W. Introduction to Fourier Optics. New York: McGRAW-Hill, 2017. 456 p.
14. The property of crystal technology. URL: https://goochandhousego.com/wp-content/uploads/2013/12/4200_UV_97_002890_02_Rev_A.pdf (дата обращения 21.05.2019).
15. CCD area image sensor S12101. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s12101_kmpd1176e.pdf (дата обращения 02.04.2019).
16. IT-L7-04096 4K trilinear RDB CMOS. URL: <https://www.teledynedalsa.com/en/products/imaging/image-sensors/it-l7-04096-4k-trilinear-rgb-cmos/> (дата обращения 02.04.2019).
17. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Метод формирования квадратурных компонентов спектра в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61
18. Автоматизированный акустооптический спектрометр-фазометр с цифровой обработкой двумерного светового распределения / Ю. В. Егоров, Ю. С. Дмитриев, В. М. Дернов, С. В. Грачев, А. Ю. Одинцов, И. А. Круглов, Б. В. Федоров // Акустооптические устройства обработки информации: сб. науч. тр. / ФТИ. Л., 1989. С. 73–77.
19. Photodiode arrays with amplifiers. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11865-64g_etc_kmpd1135e.pdf (дата обращения 02.04.2019).
20. IT-K1-16480 16K Single Line Monochrome CMOS. URL: <https://www.teledynedalsa.com/en/products/imaging/image-sensors/it-k1-16480-16k-single-line-monochrome-cmos/> (дата обращения 02.04.2019)

Аронов Леонид Андреевич – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2006), старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 21 научной работы. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Доброленский Юрий Сергеевич – кандидат физико-математических наук (2008), старший научный сотрудник Института космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН). Автор 60 научных работ. Сфера научных интересов – акустооптика; физическая оптика; радиофизика; физика колебаний; физика атмосферы; космическое приборостроение; физика планет.

<https://orcid.org/0000-0003-4960-2232>

E-mail: dobrolenskiy@iki.rssi.ru

Ушаков Виктор Николаевич – доктор технических наук (1992), профессор (1994), заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru

REFERENCES

1. Vander L. A. Optical Signal Processing. N. Y., Wiley Interscience, 2005, 604 p.
2. Wilby W. A., Gatenby P. V. Theoretical Study of the Interferometric Bragg-Cell Spectrum Analyser. IEE Proceedings J – Optoelectronics. 1986, vol. 133, iss. 1, pp. 47–59. doi: 10.1049/ip-j.1986.0007
3. Olbrich M., Mittenzwei V., Siebertz O., Schmulling F., Schieder R. A 3 GHz Instantaneous Bandwidth Acousto-Optical Spectrometer With 1 MHz Resolution. 18th Int. Symp. on Space Terahertz Technology. March, 21–23, 2007, Pasadena, CL, USA, pp. 231–235.
4. Saleh B. E. A., Teich M. C. Fundamentals of Photonics. New York: John Wiley & Sons, 1991, 947 p.
5. Vander L. A. Interferometric Spectrum Analyzer. App. Opt. 1981, vol. 20, no. 16, pp. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770
6. Shah M. L., Young E. H., Vander L. A., Hamilton M. Interferometric Bragg cell spectrum analyzer. 1981 Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway, IEEE, 1981, pp. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197720
7. Shah M. L., Teague J. R., Belfatto R. V., Thomson D. W., Young E. H. Wideband interferometric acousto-optic Bragg cell spectrum analyser. Proc. Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA, Piscataway, IEEE, 1981, pp. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719
8. Grachev S. V., Rogov A. N., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer With Spatial and Temporal Integration. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2003, iss. 4, pp. 23–28. (In Russ.)
9. Aronov L. A., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Chirp Pulse as a Reference Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2013, vol. 16, no. 5, pp. 59–65. (In Russ.)
10. Aronov L. A., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with a Continuous Binary Phase-Shift Keyed Radio Signal as a Reference Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, vol. 17, no. 6, pp. 13–16. (In Russ.)
11. Acousto-Optic Signal Processing: Theory and Implementation. Ed. by Norman J. Berg, John M. Pelligrino. New York, Marcel Dekker, inc, 1996, 580 p.
12. Balakshii V. I., Parygin V. N., Chirkov L. E. *Fizicheskie osnovy akustooptiki* [Physical Basics of Acousto-Optics]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1985, 279 p. (In Russ.)
13. Goodman J. W. Introduction to Fourier Optics. New York, McGRAW-Hill, 2017, 456 p.
14. The property of crystal technology. Available at: https://goochandhousego.com/wp-content/uploads/2013/12/4200_UV_97_002890_02_Rev_A.pdf (accessed 21.05.2019).
15. CCD area image sensor S12101. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s12101_km pd1176e.pdf (accessed 02.04.2019).
16. IT-L7-04096 4K trilinear RDB CMOS. Available at: <https://www.teledynedalsa.com/en/products/imaging/image-sensors /it-l7-04096-4k-trilinear-rgb-cmos/> (accessed 02.04.2019).
17. Aronov L. A., Ushakov V. N. Quadrature Components Forming Method for Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61
18. Egorov Yu. V., Dmitriev Yu. S., Dernov V. M., Grachev S. V., Odintsov A. Yu., Kruglov I. A., Fedorov B. V. *Avtomatizirovannyi akustoopticheskii spektrometr-fazometr s tsifrovoy obrabotkoi dvumernogo svetovogo raspredeleniya. Akustoopticheskie ustroystva obrabotki informatsii* [Automated Acousto-Optic Spectrometer – Phase Meter with Digital Processing of a Two-Dimensional Light Distribution. Acoustic-Optical Information Processing Devices]. Leningrad, *FTI*, 1989, pp. 73–77. (In Russ.)
19. Photodiode arrays with amplifiers. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11865-64g_etc_kmpd1135e.pdf (accessed 02.04.2019).
20. IT-K1-16480 16K Single Line Monochrome CMOS. Available at: <https://www.teledynedalsa.com/en/products/imaging/image-sensors/it-k1-16480-16k-single-line-monochrome-cmos/> (accessed 02.04.2019)

Leonid A. Aronov – Master's Degree in Telecommunications (2006), Senior Lecturer of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 21 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.

<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Yurii S. Dobrolenskii – Cand. of Sci. (Phys.-Math.) (2008), Senior Researcher of the Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences. The author of 60 scientific publications. Area of expertise: acousto-optics; physical optics; radio physics; fluctuation physics; atmospheric physics; space engineering; physics of planets.

<https://orcid.org/0000-0003-4960-2232>

E-mail: dobrolenskiy@iki.rssi.ru

Victor N. Ushakov – Dr. of Sci. (Engineering) (1992), Professor (1994), Head of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru