

УДК 004.386, 520.8.056

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЙ ПРОЦЕССОР ДЛЯ МНОГОКАНАЛЬНОГО РАДИОМЕТРА

С. А. Молодяков,

канд. техн. наук, доцент

С. И. Иванов,

канд. физ.-мат. наук, доцент

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

Оптоэлектронный процессор включает акустооптику, ПЗС-фотоприемник и цифровой узел. Обсуждаются особенности и преимущества применения таких процессоров в приемных комплексах радиотелескопов в составе радиометров. Анализируются статистические характеристики и дрейфы выходного сигнала радиометра с учетом шумов детектирования.

Ключевые слова — оптоэлектронный процессор, радиометр, акустооптический анализатор спектра, фотоприемник на приборе с зарядовой связью, шумы, дрейфы.

Введение

Естественным подходом при создании новых, более производительных систем обработки информации является разработка гибридных оптоэлектронных систем (ОЭС) [1]. В таких системах, состоящих из оптического и цифрового процессоров, возможно оптимальное распределение порядка обработки информации между процессорами в соответствии с их возможностями и реализуемым в системе алгоритмом обработки. Преимущества оптических способов обработки обусловлены способностью оптических систем осуществлять параллельную обработку двумерных данных, а также простотой и естественностью реализации операций умножения, интегрирования и ряда интегральных преобразований. Скорость обработки данных в оптических процессорах (до 10^{17} оп./с) ограничивается лишь быстродействием устройств ввода и вывода информации из оптической системы. В то же время цифровые системы обладают универсальностью, гибкостью в изменении алгоритмов обработки и управления системой, оперативностью визуализации и сохранения результатов обработки данных. Сочетание отмеченных выше достоинств обоих типов процессоров (оптических и цифровых) позволяет создавать гибридные ОЭС обработки сигналов, имеющие большую производительность, меньшие габариты и энергопотребление, чем входящие в нее отдельные процессоры.

Данная статья является продолжением статьи [2]. Здесь рассматривается применение оптоэлектронного процессора (ОЭП) в составе радиометров приемных комплексов радиотелескопов. Основное внимание уделено анализу отношения сигнал/шум выходного сигнала с учетом шумов детектирования, а также количественной оценке параметров дрейфов сигнала ОЭП.

Задача анализа слабых сигналов в радиоастрономии, радиометр

Радиоастрономия является одной из областей, где ОЭП находят широкое применение. Они выполняют функции широкополосных приемников, спектроанализаторов, корреляторов, пульсарных процессоров [3, 4]. Во многих случаях ОЭП используются в качестве многоканальных радиометров [5]. Под многоканальным радиометром мы понимаем многоканальный радиоастрономический приемник для обнаружения и измерения, как правило, слабого радиоизлучения космических источников, являющегося по своим статистическим свойствам шумовым для каждого отдельного широкополосного канала радиометра. ОЭП как один из основных элементов приемно-измерительного тракта радиометра [2, рис. 8] оказывает влияние на все параметры системы. Основой рассмотрения мы выбрали разновидность радиометров — радиоспектрометры, обеспечивающие измерение спектра радиоизлучения [6].



■ Рис. 1. Эквивалентная схема канала радиометра

На входе ОЭП действует аддитивная смесь полезного шумового радиоастрономического сигнала и шума системы радиотелескоп—радиометр. Последний может быть разделен на две группы — шум антенны и шумы приемного устройства и антенно-фидерного тракта [5]. Уровень мощности сигнала космического излучения обычно значительно меньше шума системы. Выделение сигнала в радиометре происходит за счет временного и частотного интегрирования. Радиометр характеризуется центральной рабочей частотой f_0 , общей полосой Δf и временем интегрирования сигнала τ после квадратичного детектора. Чувствительность многоканального радиометра без учета шумов детектирования, выраженная в градусах антенной температуры, определяется выражением [5]

$$\Delta T = \frac{T_{\text{сист}}}{\sqrt{B_f \tau}}, \quad (1)$$

где $T_{\text{сист}}$ — шумовая температура системы радиотелескоп—радиометр, отнесенная к входу, К; B_f — эквивалентная флукуационная полоса, связанная с частотной характеристикой отдельного канала $P(f)$:

$$B_f = \frac{\int_0^{\infty} P(f) df}{\int_0^{\infty} P^2(f) df}. \quad (2)$$

Эквивалентная схема (модель) одного канала радиометра показана на рис. 1.

Оптоэлектронный процессор в приемном комплексе радиотелескопа должен решать задачи формирования отдельных каналов, детектирования сигнала в полосе канала и интегрирования во времени. Работа процессора при этом происходит в режиме шумовой загрузки. Важно отметить, что шумовые температуры $T_{\text{сист}}$ в каждом отдельном канале могут принимать различные значения, и в этом случае для сигналов, спектральная плотность мощности которых слабо зависит от частоты, многоканальный радиометр эквивалентен спектрометру.

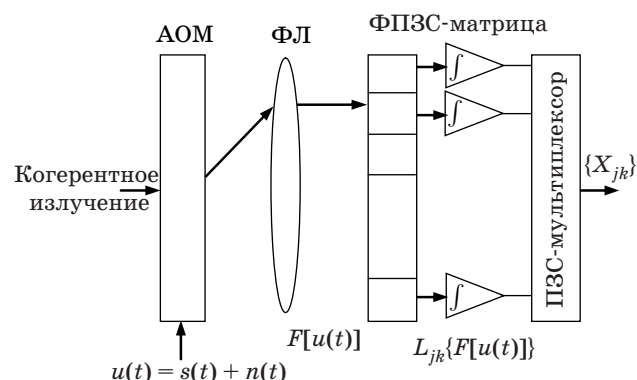
Модель преобразования сигнала в радиометре с ОЭП

Начиная с 80–90-х гг. наблюдается повышенный интерес к ОЭ-радиоспектрометрам на основе

акустооптики (АО) [6–9]. Акустооптические спектрометры (АОС) пришли на смену фильтровым и позволили на порядок увеличить число спектральных каналов; большинство современных радиотелескопов были оснащены такими спектрометрами. В радиоастрономии используются в основном два типа АОС — с высоким и низким частотным разрешением. АОС с высоким (и средним) частотным разрешением выполнены обычно на основе одноканальных акустооптических модуляторов (АОМ) со звукопроводом из кристалла парателлурита (TeO_2) и имеют частотное разрешение порядка 50–200 кГц со сравнительно узкими полосами анализа 50–100 МГц. АОС с низким разрешением, выполненные на основе кристаллов ниобата лития (LiNbO_3) и фосфида галлия (GaP), имеют разрешение 0,5–1 МГц и полосу анализа 0,5–2 ГГц. Оба типа АОС имеют не более 2000 частотных каналов [6, 8]. Используя пространственно многоканальные АОМ или объединяя несколько АОС в единый спектральный комплекс, полосу анализа можно увеличить до 2–4 ГГц, а число частотных каналов — до десятков тысяч [7].

Благодаря низкому энергопотреблению (на один канал) АОС с успехом применяются на радиотелескопах космических спутников [10].

Основой работы ОЭП является АО-разделение каналов (рис. 2). Радиосигнал промежуточной частоты $u(t)$ подается на АОМ, который вместе с фурье-линзой ФЛ выполняет преобразование Фурье входного сигнала $F[u(t)]$, разделяя сигнал на спектральные компоненты. Детекторами в такой системе являются ячейки фотоприемника на приборе с зарядовой связью ФПЗС, каждая из них осуществляет детектирование на своей центральной частоте f_k . В ячейках ФПЗС происходит и накопление сигнала в течение τ . В результате дискретный спектр сигнала на выходе определяется выражением [11]



■ Рис. 2. Схема, поясняющая принцип построения ОЭП с АО-разделением каналов

$$X_{jk} = \int_{j\tau}^{(j+1)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} H(f - f_k) \times \left| \int_{-\infty}^{\infty} w(\xi) u(t - \xi) \exp(-i2\pi f \xi) d\xi \right|^2 \times df dt = L_{jk} \{F[u(t)]\}, \quad (3)$$

где j — момент времени взятия отсчета; $H(f)$ — спектральная весовая функция канала ФПЗС; f_k — центральная частота k -го детектора (k -го канала радиометра); $w(\xi)$ — функция окна АОМ; $u(t)$ — входной сигнал; $L_{jk}\{F[\cdot]\}$ — операторы преобразования. Входной сигнал ОЭП представляет аддитивную смесь широкополосного полезного (шумового) сигнала $s(t)$ и широкополосной помехи $n(t)$: $u(t) = s(t) + n(t)$. В выходном значении дискретной функции (3) необходимо учитывать вклад аддитивного шума, возникающего при детектировании: $Z_{jk} = X_{jk} + Y_{jk}$. Ниже будет представлена модель ФПЗС, в которой учитываются основные компоненты шума детектирования — дробовый, тепловой и другие.

Для нормально распределенных случайного сигнала $s(t)$ и шума $n(t)$ на входе с нулевыми средними значениями и спектральной плотностью мощности $S_0/2$ и $N_0/2$ соответственно среднее значение мощности μ_Z на выходе ОЭП с учетом вклада шума Y_{jk} равно [11]

$$\mu_Z = M \{Z_{jk}\} = M \{X_{jk} + Y_{jk}\} = \mu_s + \mu_n \quad (4)$$

и представляет собой сумму средних значений выходной мощности сигнала μ_s и шума μ_n . В работе [11] показано, что среднее значение составляющей

$$\mu_s = \frac{S_0 \tau}{2} \int G(f) df \int H(f') df', \quad (5)$$

где $G(f)$ — квадрат модуля преобразования Фурье от функции окна $w(\xi)$. Аналогично определяется и μ_n . Из (5) следует, что средняя амплитуда отсчетов на выходе ОЭП будет определяться частотными характеристиками канала, мощностью сигнала (и помехи) на входе и временем интегрирования. Для дисперсии шума на выходе σ_Z^2 в случае некоррелированных составляющих можно записать: $\sigma_Z^2 = \sigma_X^2 + \sigma_Y^2$; в радиометрии σ_X^2 называется дисперсией радиометрического шума:

$$\sigma_X^2 = \sigma_0^2 (1 + SNR_{\text{вх}})^2; \quad \sigma_0^2 = \frac{N_0^2 \tau}{4} \int \Psi^2(f) df, \quad (6)$$

где $SNR_{\text{вх}} = S_0/N_0$ — входное отношение сигнал/шум ОЭП; $\Psi(f)$ — свертка функций G и H . В радио-

метрии отношение постоянной составляющей выходного сигнала к его среднеквадратичному отклонению называют радиометрическим выигрышем радиометра для данной шумовой полосы и времени накопления:

$$q = \frac{\mu_s + \mu_n}{\sqrt{\sigma_X^2}} = \sqrt{B_f \tau}. \quad (7)$$

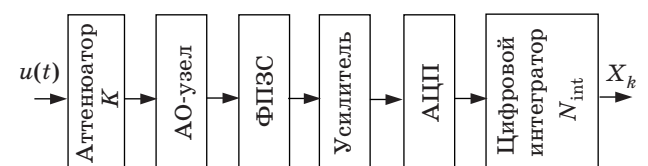
Введем функцию g , определяющую вклад шумов системы детектирования, нормированных на «шумовую загрузку» $\mu_s + \mu_n$ k -го канала:

$$\frac{\sigma_Z^2}{(\mu_s + \mu_n)^2} = \frac{1}{B_f \tau} g^2 = \frac{1}{B_f \tau} \left(1 + \frac{\sigma_Y^2 B_f \tau}{(\mu_s + \mu_n)^2} \right). \quad (8)$$

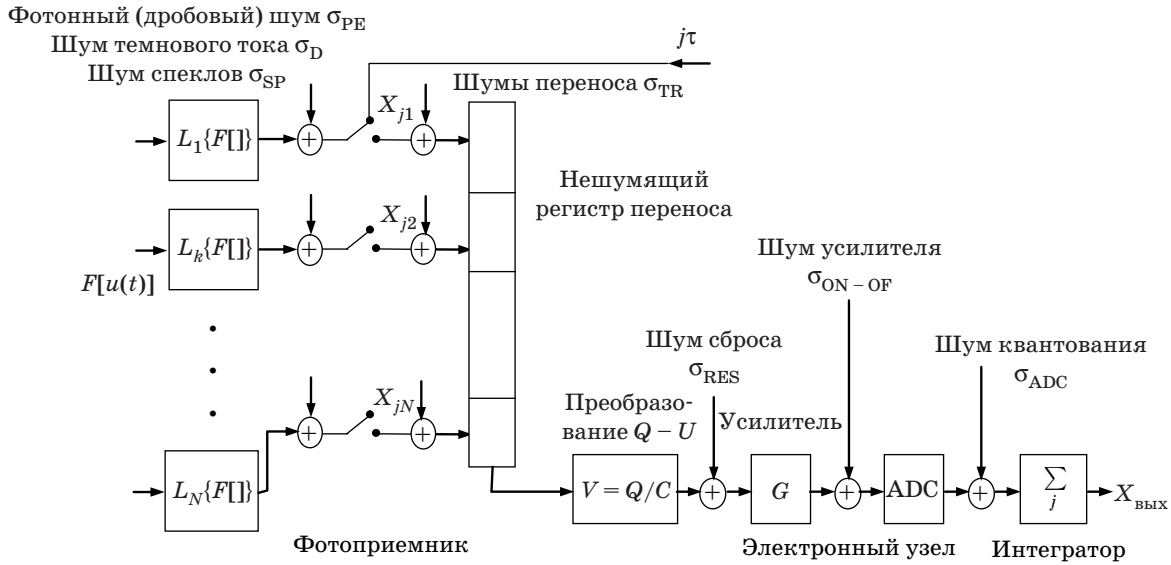
Функция g определяет уменьшение величины выходного отношения сигнал/шум $SNR_{\text{вых}}$ ОЭП.

При анализе шумов детектирования σ_Y мы будем рассматривать традиционную схему АО-спектрометра [9] (рис. 3). Атенюатор позволяет переключать коэффициент усиления K тракта, поддерживая необходимую загрузку ФПЗС. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) позволяет перевести аналоговый сигнал в цифровую форму синхронно с работой регистра сдвига ФПЗС. Цифровой интегратор увеличивает длительность накопления сигнала: $T = N_{\text{int}} \tau$, где τ — время накопления заряда в ячейке ФПЗС.

На эквивалентной шумовой схеме ОЭП (рис. 4) [2, 12, 13] показаны основные источники шумов: дробовый шум σ_{PE} ; шум темнового тока σ_{D} ; шум переноса зарядовых пакетов σ_{TR} ; шум сброса, включающий тепловой шум выходного узла (kTC -шум) σ_{RES} ; собственный шум усилителя на кристалле ФПЗС и внешнего усилителя $\sigma_{\text{ON-OF}}$; шум квантования σ_{ADC} . Шум спеклов σ_{SP} представляет собой шум фонового (рассеянного) лазерного излучения, имеющего спекловый характер. Действие этого шума близко к действию шума темнового тока: спеклы добавляют паразитный заряд в потенциальные ямы ФПЗС. На схеме показаны также ключи, которые замыкаются при считывании накопленных в течение времени кадра τ зарядов в ячейках ФПЗС. С помощью регистра переноса и его выходного узла заряды из всех N ячеек регистра накопления преобразуются в ди-



■ Рис. 3. Структурная схема канала прохождения сигнала в АО-радиометре



■ Рис. 4. Эквивалентная шумовая схема ОЭП

скретную последовательность выходного сигнала ФПЗС X_{jk} . Интегратор обеспечивает суммирование цифровых отсчетов отдельно для каждого из N каналов.

Определим приведенный ко входу усилителя суммарный шум в виде

$$\sigma_Y^2 = \sigma_{PE}^2 + \sigma_D^2 + \sigma_{OUT}^2, \quad (9)$$

где

$$\sigma_{OUT}^2 = \sigma_{RES}^2 + \sigma_{TR}^2 + \sigma_{ON-OFF}^2 + \sigma_{ADC}^2, \quad (10)$$

а шум темнового тока σ_D включает шумы спеклов σ_{SP} .

Описание статистики отсчетов фототока и темнового тока существенно упрощается при переходе от сигнальных и шумовых напряжений и токов к сигнальным и шумовым электронам [7]. Постоянное напряжение на выходе ОЭП $\mu_s + \mu_n$ порождается зарядом из N_s сигнальных электронов (e_0) за время τ . Поэтому дисперсия дробового шума σ_{PE}^2 составит N_s . Для фототока i_s и темнового тока i_D можно записать: $\sigma_{PE}^2 = \tau i_s / e_0$, $\sigma_D^2 = \tau i_D / e_0$ [13].

Пусть n_{FW} — емкость потенциальной ямы ячейки ФПЗС, n_D — часть емкости, занятая электронами темнового тока; полезная (сигнальная) емкость ямы $n_{SW} = n_{FW} - n_D$. Составляющие величины σ_{OUT}^2 в количестве шумовых электронов можно определить следующими соотношениями:

$$\sigma_{RES}^2 = \frac{4kTRC^2 f_{max}}{e_0^2} \int_0^{f_{max}} \frac{1}{1 + (2\pi fCR)^2} df;$$

$$\sigma_{ON-OFF}^2 = \frac{n_{SW}^2}{\gamma^2 Dr_G^2};$$

$$\sigma_{ADC}^2 = \frac{1}{\gamma^2} \frac{n_{SW}^2}{12 \cdot 2^{2n_{ADC}}}, \quad (11)$$

где R и C — сопротивление и емкость выходного узла ФПЗС (для оценочных расчетов $R \approx 500$ Ом, $C \approx 0,25$ пФ); f_{max} — частота работы ФПЗС. При невысоких частотах сдвига, например до $f_{max} = 5$ МГц, kTC -шум составляет 0,1 полного шума, равного $400\sqrt{C}$. Тепловой шум может быть значительно снижен при использовании двойной коррелированной выборки. Так, для широко используемого линейного ФПЗС Hamamatsu S9840 (2048 элементов размером 14×14 мкм²) шум считывания σ_{RES} составляет $25e_0$, темновой ток $i_D = 1500 e_0$ /пиксел/с, емкость потенциальной ямы $n_{FW} = 13 \cdot 10^4 e_0$.

Шумы усилителя и АЦП определяются динамическим диапазоном усилителя Dr_G , коэффициентом использования γ и количеством разрядов АЦП n_{ADC} . Обычно динамический диапазон Dr_G согласован с максимальным напряжением АЦП U_{max} и определяется в виде $Dr_G = U_{max} / G\sigma_{AM}$, где G — общий коэффициент усиления (не более 10); σ_{AM} — шум усилителя, приведенный к его входу (для современных усилителей и рабочих частот ФПЗС меньше 5 МГц $\sigma_{AM} < 10$ мкВ). Коэффициент использования γ соответствует 0,75 полного диапазона работы АЦП. Для линейки ФПЗС ILX703A шумы усилителя и 12-разрядного АЦП можно оценить величиной, близкой к $10e_0$. Средний суммарный шум переноса σ_{TR} для ФПЗС с углубленным каналом передачи зарядов в первом приближении можно считать незначитель-

ным, его можно оценить единицами шумовых электронов.

С учетом (7)–(11) функцию $g(i_s)$, которая для нашей системы эквивалентна коэффициенту шума, можно записать в виде

$$g^2(i_s) = 1 + \frac{e_0 B_f}{i_s} + \frac{e_0 B_f i_D}{i_s^2} + \frac{e_0^2 B_f \sigma_{OUT}^2}{i_s^2 \tau}. \quad (12)$$

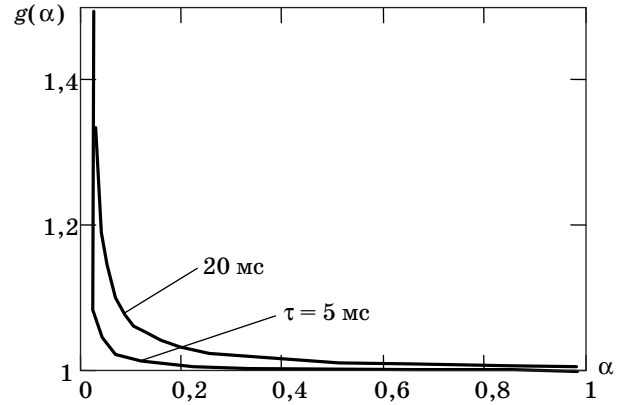
Результаты исследований

Рассмотрим работу ОЭП в радиометре (см. рис. 3) в режиме неизменной загрузки ФПЗС и при постоянном общем времени интегрирования $T = N_{int} \tau$. Такой режим является основным на радиотелескопе. Определим влияние коэффициента загрузки α (уровня «засветки») ФПЗС на коэффициент $g(i_s)$ и отношение сигнал/шум SNR при разном распределении времени накопления между ФПЗС и цифровым интегратором.

Введем в выражение (12) параметры, которые обычно приводятся в документации на приборы. Динамический диапазон ФПЗС Dr_{CCD} определяется отношением сигнала насыщения к сигналу темнового тока ($Dr_{CCD} = n_{FW}/n_D$) при заданном времени интегрирования (для фирмы SONY — 10 мс). Параметр Dr_{CCD} в первую очередь зависит от линейных размеров апертуры ПЗС-элемента. Он меняется от 300 (Toshiba TCD1304AP, размер элемента 8×200 мкм²) до 6000 (Sony ILX703, размер элемента 14×14 мкм²). Нормируем произвольное время накопления τ заряда в ячейке ФПЗС к времени $\tau_0 = 10$ мс, при котором тестируются основные параметры (в том числе Dr_{CCD}). Обозначим $p_{CCD} = n_{FW}(1 - \tau/\tau_0 Dr_{CCD})$, учтем, что $i_s = \alpha(n_{FW} - n_D)e_0/\tau$; $i_D = n_D e_0/\tau$. Тогда (12) можно переписать в виде

$$g^2(\alpha) = 1 + \frac{B_f \tau}{\alpha p_{CCD}} + \frac{B_f \tau^2 n_{FW}}{\tau_0 \alpha^2 Dr_{CCD} p_{CCD}^2} + \frac{B_f \tau \sigma_{OUT}^2}{\alpha^2 p_{CCD}^2}. \quad (13)$$

По формуле (13) рассчитана зависимость для случая использования линейного ФПЗС Sony ILX703 в ОЭП, описанных в работах [8, 14] (рис. 5): эквивалентная полоса частот $B_f = 100$ кГц, динамический диапазон $Dr_{CCD} = 6000$, размер потенциальной ямы $n_{FW} = 3 \cdot 10^5 e_0$; шумы переноса, считывания и преобразования $\sigma_{OUT} = 24 e_0$, время интегрирования $\tau = 5$ и 20 мс. Динамический диапазон шумовой загрузки ОЭП, определяемый изменением коэффициента α на величину в 1 дБ, для времени 5 мс составил 20 дБ, а для 20 мс уменьшился до 15 дБ. Указанный результат использовался нами в опти-



■ Рис. 5. Влияние загрузки ФПЗС на функцию $g(\alpha)$

электронном пульсарном процессоре [14]. В целях регистрации редко идущих гигантских импульсов (пульсар PSR 0329 + 54), сигнал которых может превосходить в несколько раз средний уровень, рабочая загрузка ФПЗС α была выбрана около 0,2.

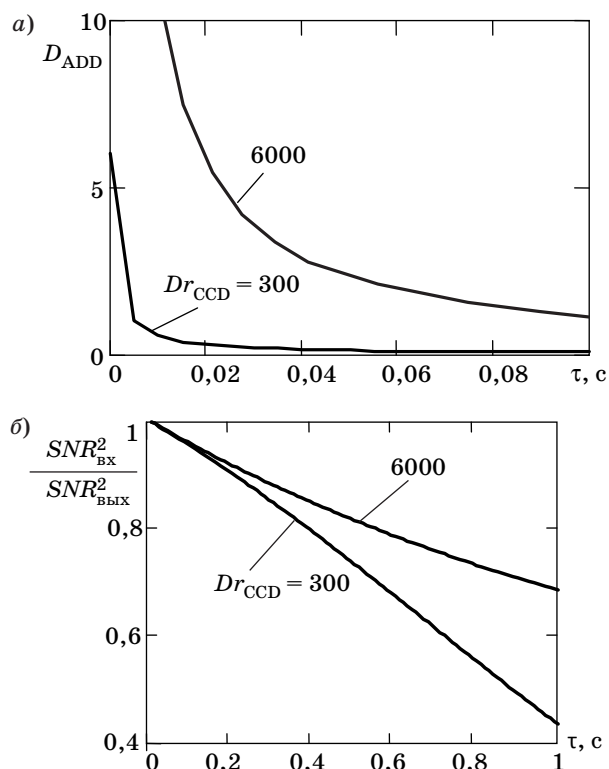
Следует отметить, что полученные нами выражения для функции $g()$ в отличие от аналогичных выражений в работе [7] учитывают дополнительный вклад шумовых электронов σ_{OUT} детектирования. На рис. 6 представлена зависимость D_{ADD} отношения дополнительных шумов детектирования к шумам темнового тока от времени накопления τ в ФПЗС. Видно, что вклад шумовых электронов σ_{OUT} в значение функции $g()$ может быть существенным при использовании любых фотоприемников как с квадратными элементами $Dr_{CCD} = 6000$, так и с вытянутыми $Dr_{CCD} = 300$.

Для отношения сигнала к шуму на выходе ОЭП после цифрового интегратора, осуществляющего N_{int} суммирований статистически независимых отсчетов сигнала с выхода АЦП, можно записать

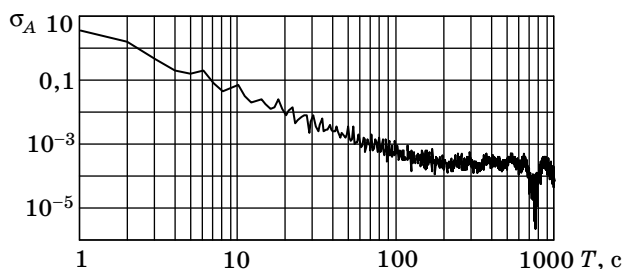
$$SNR_{ВЫХ}^2 = \frac{N_{int}^2 \mu_s^2}{N_{int} (\sigma_X^2 + \sigma_Y^2)} = \frac{B_f T}{g^2(\alpha)} \frac{SNR_{ВХ}^2}{1 + SNR_{ВХ}^2}. \quad (14)$$

Если на входе действует слабый полезный сигнал и $SNR_{ВХ}$ мало (характерно для радиоастрономических приемников), то знаменатель второго множителя в правой части соотношения (14) приближенно равен 1. В этом случае с учетом (7) можно записать отношение, которое для нашей системы эквивалентно коэффициенту шума:

$$\frac{SNR_{ВХ}^2}{SNR_{ВЫХ}^2} = \frac{g^2(\alpha)}{q_T}. \quad (15)$$



■ Рис. 6. Зависимости D_{ADD} (а) и отношения SNR (б) от времени накопления при двух динамических диапазонах ФПЗС



■ Рис. 7. Спектроскопическая дисперсия Аллана радиометра с ОЭП

Показаны графики зависимости (15) от времени накопления τ для двух динамических диапазонов ФПЗС, соответствующих фотоприемникам Toshiba TCD1304AP и Sony ILX703 (рис. 6, а, б). Расчет зависимости проводился для описанного выше ОЭП при уровне загрузки ФПЗС $\alpha = 0,75$ [8, 13].

Анализ полученных соотношений показывает, что при заданном отношении сигнал/шум на входе ОЭП, радиометрическом выигрыше q , шумовой нагрузке ФПЗС α и фиксированном общем времени наблюдения сигнала T для достижения максимального отношения сигнал/шум на выходе необходимо минимизировать время τ накопления заряда в ФПЗС и многократно суммировать

отсчеты сигнала в цифровом интеграторе N_{int} . Минимальное время накопления τ определяется нелинейными эффектами, возникающими в элементах высокочастотного тракта и АОМ в результате повышения мощности входного высокочастотного сигнала при постоянном α . Кроме того, нижняя граница времени накопления заряда определяется техническими требованиями фирмы-изготовителя ФПЗС. Аналогичные выводы получены в работе [15].

Дрейфы выходного сигнала, экспериментальные исследования ОЭП

Стабильность как частотных, так и амплитудных параметров выходного сигнала вызывает сильные претензии к акустооптическим ОЭП. Без рассмотрения дрейфов сигналов исследование радиометров нельзя считать полным. Все компоненты ОЭП могут служить источниками дрейфов, но наибольший вклад вносят лазер и АОМ. Дрейф амплитудных параметров сигнала связан с дрейфом интенсивности лазерного излучения и его спекловой картины фонового излучения, а дрейф частотных параметров выходного сигнала оптического процессора связан в первую очередь с АОМ. Основной причиной дрейфов является изменение температуры.

Нами проведено изучение стабильности работы созданных макетов ОЭП. На рис. 7 представлен график зависимости спектроскопической дисперсии Аллана [16] σ_A выходного сигнала ОЭП в единицах АЦП (12 разрядов) от времени накопления сигнала T при постоянном времени кадра τ для АО-радиометра на базе TeO_2 [9]. График позволяет определить характерное время накопления, при котором низкочастотные флуктуации становятся доминирующими. Видно, что в процессе накопления уменьшается дисперсия сигнала ОЭП (в одном частотном канале), но низкочастотный дрейф ограничивает этот процесс при времени накопления около 100 с. Аналогичные результаты для акустооптических спектроанализаторов получены R. Schieder [4, 7].

Влияние дрейфов выходного сигнала радиометра можно существенно ослабить, если использовать модуляционный приемник (радиометр Дикке), однако при этом возникают энергетические потери [5].

Трудностью, связанной с реальным использованием АО-устройств в радиоастрономии, является дрейф частотных параметров $H(f)$ отдельных каналов радиометра. Нами разработан и применен метод калибровки частотной шкалы, который позволяет получить высокую стабильность частотной настройки (до 0,1 аппаратной функции АО-радиоспектрометра) [2, 17].

Заключение

Таким образом, рассмотрены основные факторы, определяющие применение ОЭП с АО-разделением каналов в составе радиометра. Получено выражение для расчета выходного отношения сигнал/шум, учитывающее внутренние шумы ОЭП. Данный расчет позволяет для заданных требований к статистическим характеристикам системы обработки определить необходимую элементную базу и режимы работы ОЭП при его синтезе. Рассмотрен режим постоянной загрузки фотоприемника при распределении накопления сигнала между ФПЗС и цифровым интегратором. Показано, что максимальное выходное отношение SNR можно получить при минимально воз-

можном времени накопления на фотоприемнике. Дано количественное описание дрейфовых компонент сигнала. ОЭП позволяют сделать новые шаги в задаче комплексного изучения космического электромагнитного излучения в широком спектральном диапазоне с высоким спектральным, временным разрешением и корреляционным анализом сигналов в отдельных поддиапазонах. Дальнейшая работа авторов в частности будет связана с разработкой ОЭП, позволяющих исключать внешние помехи из результатов наблюдений.

Авторы выражают благодарность А. П. Лаврову и И. И. Саенко за помощь и плодотворное обсуждение результатов работы.

Работа поддержана грантами РФФИ № 07-02-01211 и 06-08-00090.

Литература

1. Bradley G. Boone. Signal Processing Using Optics: Fundamentals, Devices, Architectures, and Applications. Oxford University Press, 1997. 416 p.
2. Молодяков С. А. Оптоэлектронные процессоры с ПЗС-фотоприемниками. Конвейерная обработка сигналов // Информационно-управляющие системы. 2008. № 6. С. 2–8.
3. Esepkina N. A., Lavrov A. P., Molodyakov S. A., Saenko I. I. Optoelectronic processors in radiotelescope receiving complexes // Proc. SPIE. 2008. Vol. 7006. P. 70060S.
4. Schieder R. T., Siebertz O., Gal C., et al. Toward very large bandwidth with acousto-optical spectrometers // Proc. SPIE. 2003. Vol. 4855. P. 290–300.
5. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парийский Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. М.: Наука, 1972. 416 с.
6. Егоров Ю. В., Наумов К. П., Ушаков В. Н. Акустооптические процессоры. М.: Радио и связь, 1991. 160 с.
7. Horn J., Siebertz O., Schmfulling F., et al. A 4 x 1 GHz Array Acousto-Optical Spectrometer // Experimental Astronomy. 1999. Vol. 9. N 1. P. 17–38.
8. Pape D. R., Carter J. A. Wideband multichannel acousto-optic spectrometer for millimeter and submillimeter wavelength radio astronomy // Proc. SPIE. 1996. Vol. 2960. P. 431–436.
9. Есепкина Н. А., Зинченко И. И., Саенко И. И. и др. Спектральные наблюдения в 3-мм диапазоне длин волн на радиотелескопе РТ-22 КраО с использованием акустооптического анализатора спектра // Изв. вузов. Сер. Радиофизика. 2000. Т. XLIII. № 11. С. 935–941.
10. Melnick G. J., Stauffer J. R., Ashby M. L. N., et al. The Submillimeter Wave Astronomy Satellite: Science Objectives and Instrument Description // The Astrophysical Journal. 2000. Vol. 539. P. 77–85.
11. Кэллмэн П., Шейвер Х. Н., Мари Дж. У. Интегрирующие приемники с акустооптическим разделением каналов // ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 1. С. 108–117.
12. Тигин Д. В., Хименко В. И. Статистическая акустооптика и обработка сигналов. СПб.: Изд-во СПбГУ, 1996. 292 с.
13. Holst G. C. CCD arrays, cameras and displays. SPIE Press, 1998. 375 p.
14. Есепкина Н. А., Лавров А. П., Молодяков С. А. и др. Применение акустооптического процессора для наблюдения радиоизлучения пульсаров // Письма в ЖТФ. 2003. Т. 29. Вып. 21. С. 32–39.
15. Саенко И. И., Иванов С. И. Особенности применения акустооптоэлектронного процессора в радиометре для дистанционного зондирования атмосферы // Лазеры. Измерения. Информация: Тез. докл. СПб., 2008. С. 58–59.
16. Ossenkopf V. The stability of spectroscopic instruments: a unified Allan variance computation scheme // Astronomy & Astrophysics. 2008. Vol. 479. P. 915–926.
17. Esepkina N. A., Lavrov A. P., Molodyakov S. A. Acousto-optical pulsar processor frequency scale calibration for increase accuracy measurement of time of arrival radioemission impulses // Proc. SPIE. 2005. Vol. 6251. P. 269–276.