_ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ ДЛЯ ЭКОЛОГИИ, ___ МЕДИЦИНЫ, БИОЛОГИИ

УДК 520.27

СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В СПЕКТРАЛЬНЫХ ЛИНИЯХ

© 2020 г. С. А. Гренков^{*a*,*}, Н. Е. Кольцов^{*a*}

^а Институт прикладной астрономии РАН Россия, 191187, Санкт-Петербург, наб. Кутузова, 10 *e-mail: skynet81@yandex.ru; grenkov@iaaras.ru Поступила в редакцию 23.01.2020 г. После доработки 28.01.2020 г. Принята к публикации 29.01.2020 г.

Система регистрации космического радиоизлучения в спектральных линиях позволяет вычислять спектры мощности методом быстрого преобразования Фурье. Амплитуды спектральных компонентов калибруются по шумовым импульсам небольшой мощности, которые вводятся на вход приемного устройства от модулируемого генератора шума. Введен широкополосный радиометрический канал вычисления неравномерности мощности шумовых импульсов в рабочей полосе частот, позволивший повысить точность измерений амплитуд спектра исследуемого сигнала примерно в 4 раза. Обеспечена регистрация слабых нестационарностей излучения.

DOI: 10.31857/S0032816220040047

введение

Радиоизлучения в спектральных линиях на радиотелескопах PT-32 регистрируют с помощью цифровых спектрометров, которые методом быстрого преобразования Фурье (б.п.Ф.) вычисляют спектры мощности в полосе видеочастот (до 32 МГц) с высокой разрешающей способностью по частоте [1, 2]. Амплитуды компонентов вычисляемого спектра мощности принимаемого сигнала калибруются по шумовым пилот-сигналам, вводимым на вход приемного устройства [3]. Это позволяет повысить точность измерения амплитуд спектральных компонентов и минимизировать время наблюдения источника излучения, необходимое как для выделения из шумов слабого принимаемого сигнала, так и для вычисления его спектра.

Исследуемые относительно узкополосные сигналы в дециметровых и сантиметровых диапазонах длин волн на радиотелескопах PT-32 выделяются системами преобразования сигналов P1002M с перестраиваемыми в полосе промежуточных частот (0.1–1 ГГц) видеоконверторами [4]. Видеоконверторы этой системы с относительно узкой полосой пропускания, $\Delta F \leq 32$ МГц, имеют встроенные цифровые преобразователи сигналов видеочастот P3300, которые могут работать в режиме вычисления спектров мощности сигналов методом б.п.Ф. [5].

На радиотелескопах РТ-13, где оцифровываются широкополосные (1-2 ГГц) сигналы промежуточных частот, узкополосные сигналы на за-

данных частотах f_{si} (*i* – порядковый номер частоты в дискретном спектре) выделяются и преобразуются к полосе видеочастот F_i ($0 < F_i \le \Delta F$) цифровым устройством, содержащим многоканальные полифазные фильтры и цифровые видеоконверторы [6].

В системах регистрации с высокоскоростными б.п.Ф.-спектрометрами на программируемых логических интегральных схемах (п.л.и.с.) исключены аппаратурные потери времени наблюдения источника излучения, но небольшая (~1 К) шумовая температура импульсов калибровки (шумовых пилот-сигналов), введенных в приемноусилительный канал радиотелескопа, должна быть известна точно [2, 5].

Температура T_x шумовых импульсов измеряется предварительно радиометрическим устройством и считается постоянной в широкой полосе промежуточных частот, в пределах которой перестраивается видеоконвертор, выделяющий исследуемый сигнал. Реальная шумовая температура пилот-сигналов на частоте f_{si} исследуемого радиосигнала может существенно отклоняться от номинального среднего значения $T_{x \text{ ср}}$ вследствие неравномерностей мощности генератора шумовых импульсов и коэффициента его связи с приемным каналом в рабочей полосе частот, а также из-за воздействия на генератор изменений температуры окружающей среды и нестабильностей электропитания.



Рис. 1. Система регистрации радиоизлучения в спектральных линиях. АЦП – аналого-цифровой преобразователь.

Поскольку температура $T_{x \text{ ср}}$ при вычислении спектра сигнала используется как масштабирующий коэффициент, любые отклонения реальной шумовой температуры T_{xi} на рабочей частоте f_{si} от номинального значения $T_{x \text{ ср}}$ вносят дополнительные ошибки в расчет амплитуд спектра мощности. Поэтому приходится очень часто измерять и корректировать значение $T_{x \text{ ср}}$, что ведет к увеличению общей длительности сеанса наблюдений, особенно при исследовании нескольких источников излучения. Указанный недостаток устранен в системе регистрации радиоизлучения, которая представлена в данной статье.

СТРУКТУРА СИСТЕМЫ РЕГИСТРАЦИИ

Система регистрации радиоизлучения в спектральных линиях (рис. 1) подключается к выходу промежуточных частот $f_{\Pi \Psi}$ радиоастрономического приемного устройства (0.1–1 ГГц на радиотелескопе РТ-32 или 1–2 ГГц на РТ-13). Ширину B_0 полосы анализа сигнала промежуточной частоты ограничивает полосовой фильтр на входе аналого-цифрового преобразователя $A \amalg \Pi$, работающего с тактовой частотой $F_D = 2B_0$.

Генератор импульсов частоты дискретизации F_D синхронизирован сигналом высокостабильной опорной частоты 100 МГц, получаемым от водородного стандарта частоты. Все тактовые частоты для вычислителей спектров получены делением частоты F_D , что гарантирует высокую точность при определении частот спектральных компонентов принимаемого излучения, по которым определяются доплеровские смещения частот и лучевые скорости источников излучения.

Микросхема $A\Pi$ EV10AQ190 с встроенным *m*-канальным демультиплексором допускает работу либо с частотой дискретизации $F_D = 2048$ МГц и m = 4, когда анализируется спектр во всей полосе промежуточных частот ($B_0 = 1024$ МГц), либо с

частотой $F_D = 1024$ МГц и m = 2, когда полоса анализа $B_0 = 512$ МГц. Переключаемым фильтром на входе $AU\Pi$ можно выбирать одну из полос пропускания приемного канала: 0–1024, 0–512 или 512–1024 МГц – на радиотелескопе РТ-32, а также одну из полос: 1024–2048, 1024–1536 или 1536–2048 МГц – на радиотелескопе РТ-13. Спектр сигнала при аналого-цифровом преобразовании переносится в область низких частот 0 < $F_i \leq B_0$, где F_i – дискретная частота с порядковым номером *i*.

С помощью *m*-канального демультиплексора цифровые выборки широкополосного сигнала в сопровождении меандра тактовой частоты $F_{\rm T} =$ $= F_D/2m = 512$ МГц передаются в п.л.и.с. XC4VLX15, которая выполняет функции разветвителя цифровых выборок и сопровождающих тактовых частот для первой из двух п.л.и.с. XC4VSX55 и для п.л.и.с. XC5VSX95T. Здесь применен формат Double Data Rate, который обеспечивает ввод кодов выборок в п.л.и.с. как по положительному, так и по отрицательному фронтам сопровождающего меандра.

В первой п.л.и.с. XC4VSX55 сформирован модуль выделения из высокоскоростного сигнала с полосой B_0 узкополосного сигнала ΔF . Полоса ΔF выделяемого сигнала устанавливается примерно вдвое большей ширины спектра принимаемого сигнала ΔF_s , чтобы при калибровке спектра по шумовым пилот-сигналам можно было определить уровень собственных шумов радиотелескопа [3].

В модуле выделения узкополосного сигнала (рис. 2) цифровые выборки широкополосного сигнала через распределитель выборок поступают на 4*m* канала комплексного полифазного фильтра, который разделяет входной сигнал на 4*m* комплексных полосовых сигналов, понижая при этом тактовую частоту $F_{\rm T}$ до $F_{\rm Tl} = 128$ МГц. Фазовыми селекторами сигналов ΦCC из каждого комплексного полосового сигнала выделяются

два действительных сигнала с полосами $B_c = B_0/4m = 64 \text{ M} \Gamma \mu$. Затем видеоконвертор с цифровым гетеродином [7], работающий с тактовой частотой

теродином [7], работающий с тактовой частотой 128 МГц, из полосового сигнала выделяет сигнал с полосой ΔF и преобразует его к полосе низких частот $0-\Delta F$.

При полифазной фильтрации искажаются сигналы на частотах F_i около нулевой частоты и около частот, кратных значению $0.5F_{r1}$ (у границ полос B_c). Поэтому в рассматриваемом модуле выборки широкополосного сигнала поступают в каналы полифазного фильтра либо непосредственно с коммутатора, либо через квадратурный преобразователь частоты с гетеродином, работающим на частоте $F_r = F_{r1}/4 = 32$ МГц.

Во втором случае полосовые сигналы смещаются по частоте на $0.5B_c$. Это обеспечивает выделение узкополосных сигналов без искажений на любых частотах в полосе B_0 . Такой способ цифрового выделения сигналов был апробирован в преобразователе потоков данных для многоканального радиоинтерферометра [8].

Выделенный цифровым видеоконвертором сигнал с тактовой частотой $F_{\tau 2} = 2\Delta F$ передается во вторую п.л.и.с. XC4VSX55, где методом б.п.Ф. вычисляются и накапливаются на заданном интервале времени τ мгновенные спектры мощности сигнала при достаточно высокой разрешающей способности по частоте (при очень маленьком разносе *w* дискретных частот). Мгновенные спектры вычисляются конвейерным способом, обеспечивающим считывание цифровых выборок входного сигнала без перерывов, и накапливаются раздельно для четных и нечетных полупериодов модуляции генератора шумовых импульсов.

С этой целью в моменты завершения очередных циклов вычисления спектров формируются короткие импульсы, переключающие генератор меандра, который управляет генератором шумовых пилот-сигналов. При тактовой частоте вычислителя спектров $F_{r2} = 2\Delta F$ мгновенные спектры мощности вычисляются с периодом $t_{cn} = 1/w$. В течение времени τ накапливается по $n = 05\tau w$ спектров для разных полупериодов модуляции генератора шума.

Усредненные спектры мощности, полученные соответственно при отсутствии и наличии шумовых импульсов калибровки, передаются в компьютер для вычисления и регистрации спектров мощности $P_{si}(f_{si})$ и шумовых температур $T_{si}(f_{si})$ принимаемого антенной радиосигнала.

Компьютер вычисляет мощности p_{1j} спектральных компонентов с частотами F_j в полосе частот, где нет исследуемого сигнала (спектр собственного шума радиотелескопа), для полупериодов модуляции, соответствующих паузам между импульсами шума калибровки. В этой же полосе





Рис. 2. Модуль выделения узкополосного сигнала. $\Phi CC - \phi$ азовый селектор сигналов, $K\Pi Y - \kappa$ вадратурный преобразователь частоты.

частот вычисляются мощности p_{2j} для сигнала, накопленного при воздействии шумовых импульсов калибровки. Аналогично вычисляются мощности p_{1i} и p_{2i} для спектральных компонентов с частотами F_i в полосе частот ΔF_s , которую занимает исследуемый сигнал.

Усреднение мощностей p_{1j} и p_{2j} по частотам F_j и по ансамблю вычисленных мгновенных спектров дает средние значения мощностей спектральных компонентов шумового сигнала на входе спектрометра в паузах между шумовыми импульсами калибровки (p_{1m}) и при их воздействии (p_{2m}). По средним значениям мощностей спектральных компонентов вычисляют температуру T_{m} собственных шумов радиотелескопа, коэффициент усиления



Рис. 3. Вычислитель спектров мощности, сформированный в микросхеме XC5VSX95T.

мощности в приемной системе K_{np} и шумовые температуры T_{si} принятого антенной сигнала [9]:

$$K_{\rm np} = (p_{2\rm m} - p_{\rm lm})/(kwT_{\rm xcp}),$$

$$T_{\rm m} = T_{\rm xcp}p_{\rm lm}/(p_{\rm 2m} - p_{\rm lm}),$$

$$T_{si} = 0.5T_{\rm xcp} \left[\frac{(p_{2i} + p_{\rm li}) - (p_{\rm 2m} + p_{\rm lm})}{p_{\rm 2m} - p_{\rm lm}} \right].$$
 (1)

В этом случае исключены потери времени приема сигнала, так как учитываются результаты накопления сигнала как при воздействии шумовых импульсов калибровки, так и в паузах между ними. Коэффициент усиления приемного канала и амплитуды вычисленных спектральных компонентов сигнала калибруются в процессе приема сигнала без применения дополнительных измерителей мощности.

Разрешающая способность вычислителя спектров регистрируемого сигнала ограничена максимальным для используемой п.л.и.с. числом N_{max} дискретных частот в спектре мощности и, соответственно, минимальным разносом дискретных частот $w_{\text{min}} = \Delta F / N_{\text{max}}$. В вычислителе спектров с относительно узкой полосой анализа ($\Delta F \le 32 \text{ M}\Gamma\mu$) тактовая частота снижается до $F_{r2} = 2\Delta F$, что позволяет уменьшить затраты блоков умножения в п.л.и.с. за счет неоднократного использования их в течение периода тактовой частоты, хотя это и требует выделения части логических ячеек для организации оперативной памяти.

Достаточно высокую разрешающую способность системы регистрации можно получить при использовании даже п.л.и.с. семейства Virtex-4 со средними по объему ресурсами. Для вычислителя на п.л.и.с. XC4VSX55 число компонентов спектра составляет $N_{\rm max} = 2^{14}$ при $\Delta F = 32$ МГц и может быть увеличено до $N_{\rm max} = 2^{15}$ при $\Delta F \le 16$ МГц. Полученной разрешающей способности по частоте вполне достаточно для регистрации радио-излучений в спектральных линиях на радиотелескопах комплекса "Квазар-КВО".

Использование п.л.и.с. Virtex-6 или Virtex-7 с целью повышения разрешающей способности было бы неоправданным, так как уменьшение интервала разрешения w требует увеличения периода $t_{\rm cn}$ вычисления спектров и необходимого времени τ приема сигнала, а это ведет к дополнительному размыванию спектра принимаемого радиоизлучения из-за изменения доплеровской частоты.

Параллельно с вычислением спектров узкополосного сигнала работает вычислитель спектров мощности с широкой полосой B_0 анализа, который выполнен на п.л.и.с. XC5VSX95T (рис. 3). В п.л.и.с. XC5VSX95T сформирован также модуль вычисления статистических параметров входных цифровых выборок сигнала, с помощью которого контролируется режим работы $AU\Pi$. По среднеквадратическому отклонению цифровых выборок автоматически регулируется уровень шумового сигнала на входе $AU\Pi$, а по соотношению чисел положительных и отрицательных выборок подстраивается нулевой уровень.

Выборки широкополосного сигнала демультиплексором и коммутатором на входе п.л.и.с. распределяются по восьми параллельно работающим б.п.Ф.-вычислителям мгновенных спектров. Спектры вычисляются конвейерным способом по алгоритму Кули—Тьюки [10], который позволяет значительно уменьшить число операций умножения и сложения.

Как и в узкополосном спектрометре, спектры мощности сигнала с полосой B_0 , вычисленные для разных полупериодов модуляции $F_{\rm M}$ генератора шума, накапливаются и усредняются раздельно. Разность полученных спектров дает спектр мощности шумовых пилот-сигналов $P_x(F_r)$, где F_r — частота в полосе $0-B_0$. Через устройство управления на базе процессора Microblaze спектр $P_x(F_r)$ передается в компьютер, который вычисляет спектр шумовой температуры пилот-сигналов $T_{xr}(f_r)$, где f_r — частота с порядковым номером r, пересчитанная к входу приемного устройства.

Чтобы определить максимальное число n_{max} компонентов спектра мощности сигнала в широкой полосе анализа ($B_{\text{aH}} = B_0$) и минимальный интервал частотного разрешения $W_{\text{min}} = B_{\text{aH}}/n_{\text{max}}$, с использованием пакета программ ISEWebPack проведено моделирование вычислителей спек-

2020

№ 4



Рис. 4. Зависимости минимальных интервалов частотного разрешения от полосы анализа для п.л.и.с. разных серий.

тров на п.л.и.с. серий от Virtex-4 до Virtex-7 включительно. При этом учитывались затраты части ресурсов логических ячеек исполнения на организацию оперативной памяти для б.п.Ф.-вычислителя Кули–Тьюки, на формирование устройства управления с процессором Microblaze и на выполнение внешних соединений.

Высокую разрешающую способность ($W \approx 10 \, \text{к}\Gamma \mu$) можно получить в широкополосном вычислителе спектров на п.л.и.с. серий Virtex-6 и Virtex-7. П.л.и.с. XC5VSX95T при полосе $B_0 \approx 250 \, \text{M}\Gamma \mu$ может обеспечить интервал частотного разрешения W не хуже 8 к $\Gamma \mu$, но из-за дефицита ресурсов при полосе анализа 1 $\Gamma\Gamma \mu$ на ней трудно получить разрешение менее 1 $M\Gamma \mu$ (рис. 4).

Ввиду того что мощность шумовых пилот-сигналов при изменении частоты меняется достаточно медленно, при широкополосном измерении их спектров вполне допустимо снижение разрешающей способности по частоте до 1 МГц. Поэтому в рассматриваемой системе регистрации применена недорогая п.л.и.с. XC4VSX55, в которой размещены широкополосный вычислитель спектров мощности с $n = 2^{10}$ спектральными компонентами, два переключаемых накопителя спектров с вычитающим устройством на выходе, модуль статистического контроля выборок сигнала и устройство управления системой.

Вычислитель спектров имеет разрешающую способность W = 1 или 0.5 МГц при полосах анализа 1024 или 512 МГц соответственно. Следует отметить, что разработанные в последнее время п.л.и.с., например XC7VX485T, дают возможность заменить все 4 п.л.и.с. (согласно рис. 1) на одну, не ухудшая при этом параметров системы регистрации и в то же время упрощая топологию печатной платы.



Рис. 5. Спектр мощности шумового пилот-сигнала в приемном устройстве диапазона частот 8.1–9.1 ГГц.

При работе системы регистрации с радиоастрономическим приемным устройством диапазона волн X (8.2–9.1 ГГц) установлено, что на некоторых участках рабочей полосы частот отклонение мощности шумовых импульсов калибровки от среднего значения $T_{xr} - T_{xcp}$, даже при нормальной комнатной температуре, может составлять 15–20% (рис. 5). Отклонения могут увеличиться до 25– 30% из-за самопрогрева генератора шумовых импульсов, изменений температуры окружающей среды и нестабильности тока в лавинно-пролетном диоде.

Таким образом, использование среднего значения T_{xcp} при расчете спектра принимаемого сигнала $T_{si}(f_{si})$ по формуле (1) вносит дополнительные ошибки в оценки амплитуд спектра, достигающие 30%. Это затрудняет регистрацию малых изменений интенсивности излучения на заданных частотах. Поскольку в каждом приемном канале используется свой генератор шумовых импульсов, могут появиться ошибки при оценках распределения мощности спектрального компонента радиосигнала по двум ортогональным поляризациям волн.

ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМЫ РЕГИСТРАЦИИ

К основным параметрам цифровой системы регистрации радиоизлучений в спектральных линиях относятся рабочая полоса частот входного сигнала ($B_0 = 1024$ или 512 МГц), полоса анализа спектра ΔF , разрешающая способность по частоте (w), точность измерения амплитуд спектра, чувствительность и время накопления сигнала. Программное обеспечение системы предусматривает выбор полос анализа ΔF : 32, 16, 8, 4 или 1 МГц. Этим полосам соответствуют интервалы частотного разрешения w: 1952, 976, 488, 244 и 61 Гц.

Точность оценок амплитуд спектра шумовых температур зависит от отношения сигнал/шум $q_i = T_{si}/T_{\rm m}$ на входе приемной системы, от времени накопления τ и от точности измерения шумовой температуры T_x пилот-сигналов. При достаточно слабых импульсах калибровки с абсолютно



Рис. 6. Вариация Аллана для широкополосного вычислителя спектров.

равномерным спектром ($T_{xi} = T_{xcp} \ll T_{m}$) шумовая температура T_{si} сигнала, принимаемого на частоте f_{si} , определяется с относительной среднеквадратической погрешностью [9]

$$\delta_{T_i} = \frac{1}{q_i \sqrt{\tau w}}.$$
 (2)

При полосе анализа 16 МГц и времени накопления $\tau = 16$ с, например, шумовая температура спектрального компонента сигнала с уровнем $T_{si} \sim 0.1T_{\rm m}$ измеряется с относительной среднеквадратической погрешностью 4%. Время приема и накопления сигнала, при котором относительная погрешность измерения амплитуд спектра меньше допустимого значения $\delta_{\rm доn}$, определяется условием $\tau > (q_i \delta_{\rm дon})^2/w$.

Чувствительность системы регистрации и точность измерения спектра зависят, как следует из (2), от времени когерентного накопления сигнала. Максимальное (допустимое для системы регистрации) время когерентного накопления сигнала определяется на основе измерения вариаций Аллана (рис. 6). Для данного вычислителя спектров мощности $\tau_{max} = 100$ с, но регистрировать космическое излучение в спектральных линиях при $\tau > 30$ с нецелесообразно, так как размывается спектр из-за вращения Земли. Программное обеспечение системы регистрации предусматривает возможность установки времени накопления τ в пределах 0.1–30 с шагом 1 с.

При разработке вычислителя спектров на п.л.и.с. необходимо учитывать затраты части ресурсов логических ячеек исполнения на организацию оперативной памяти при вычислениях по алгоритму Кули–Тьюки, устройства управления с процессором Microblaze и внешних соединений. В узкополосном вычислителе спектров на п.л.и.с. XC4VSX55 принято $N = 2^{14}$, а программное обеспечение предусматривает выбор полос анализа $\Delta F = 32$, 16 или 8 МГц с разрешающей способностью по частоте w = 1952, 976 или 488 Гц.

В случае отклонения a_x шумовой температуры пилот-сигнала калибровки от номинала (при $T_{xi} = T_x + a_x$) при расчете T_{si} по формуле (1) появляется дополнительная ошибка $\Delta T_{si} = (a_x/T_x)T_{si}$, где a_x/T_x — относительная ошибка определения реального значения T_{xi} , а значение T_{si} определено для номинальной температуры калибровки T_x .

Величины a_x и ΔT_{si} зависят от точности широкополосного вычислителя спектра $P_x(F_r)$, принцип действия которого подобен коммутируемому спектрально-селективному радиометру [9]. Отличие лишь в том, что измеряется не принимаемый антенной сигнал, а импульсный шумовой пилотсигнал калибровки. При малой мощности пилотсигнала ($T_{xi} \ll T_{\rm m}$) относительную среднеквадратическую погрешность измерения амплитуд спектра пилот-сигналов можно определить по формуле

$$\delta_{T_x} = \left(\frac{2T_{\rm m}}{T_{xi}}\right) \sqrt{\frac{2}{\tau B_0}}$$

В системе регистрации с полосой 1024 МГц при импульсах калибровки с уровнем $T_x \sim 0.01T_{\rm m}$ и времени накопления $\tau = 16$ с шумовая температура T_{xr} на частоте f_r определяется со среднеквадратической погрешностью 2.2% (разброс оценок в пределах $\pm 6.6\%$). Погрешности измерений в канале коррекции неравномерности спектра шумовых импульсов в 2.5 раза меньше погрешностей основного узкополосного вычислителя спектров и почти не влияют на результаты регистрации исследуемого излучения.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Экспериментальный образец системы регистрации использовался на радиотелескопе PT-32 при наблюдениях источников излучения в спектральных линиях W3(OH), W49, W51, W75 по программе Ru-OH. Наблюдения подтвердили высокое качество системы. Так, благодаря высокой точности и хорошей разрешающей способности системы были выявлены статистически значимые короткие переменности радиоизлучения источника W3(OH) [11] и более существенные, хорошо заметные переменности (от 1.5 до 5.5 раза) отдельных компонентов источников W49, W75 [12].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1. Гренков С.А., Ипатов А.В., Кольцов Н.Е. Патент РФ на полезную модель 64386 U1. Класс МПК G01R 23/16, G01R 23/18 // БИ. 2007. № 18.
- 2. Гренков С.А., Кольцов Н.Е. // ПТЭ. 2009. № 3. С. 160.

- 3. *Кольцов Н.Е.* Патент РФ на изобретение № 2316775 С1. Класс МПК G01R 23/16. // БИ. 2008. № 4.
- Гренков С.А., Носов Е.В., Федотов Л.В., Кольцов Н.Е. // ПТЭ. 2010. № 5. С. 60.
- 5. Гренков С.А., Кольцов Н.Е., Носов Е.В., Федотов Л.В. // ПТЭ. 2009. № 5. С. 80.
- 6. *Гренков С.А., Кольцов Н.Е., Федотов Л.В.* Патент РФ на полезную модель RU 175721 U1. Класс МПК H03D 7/00 // БИ. 2017. № 35.
- 7. Гренков С.А., Кольцов Н.Е. Патент РФ на полезную модель RU 174149 U1. Класс МПК H03D 7/00, H03L 7/06 // БИ. 2017. № 28.
- 8. Гренков С.А., Кольцов Н.Е. // ПТЭ. 2019. № 5. С. 44. https://doi.org/10.1134/S0032816219040244
- 9. *Кольцов Н.Е.* // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 2. С. 59.
- 10. *Blahut R.E.* Fast algoritms for digital signal processing. Addison-Wesley Publishing Company Inc., 1985.
- Госачинский И.В., Ипатов А.В., Гренков С.А., Рахимов И.А. // Астрофизический бюллетень. 2016. Т. 71. № 3. С. 358.
- 12. Госачинский И.В., Ипатов А.В., Гренков С.А., Рахимов И.А.// Труды ИПА РАН. 2018. Вып. 47. С. 91.