

Метод измерений момента прихода импульсов радиоизлучения пульсаров в широкополосном оптоэлектронном процессоре

А. П. ЛАВРОВ, С. А. МОЛОДЯКОВ

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
С.-Петербург, Россия, e-mail: samolodyakov@mail.ru

Описан метод измерений момента прихода импульсов радиоизлучения пульсаров. Метод основан на использовании широкополосного оптоэлектронного процессора. Особенность данного процессора — специальный режим работы (временной задержки и накопления) многоэлементного ПЗС-фотоприёмника, при котором компенсируется дисперсия принимаемого фотоприёмником радиоизлучения. Рассмотрены составляющие инструментальной погрешности измерений. Приведены результаты применения оптоэлектронного процессора в радиотелескопе.

Ключевые слова: пульсар, мера дисперсии, момент прихода импульса, оптоэлектронный процессор, акустооптический анализатор спектра, многоэлементный ПЗС-фотоприёмник, режим временной задержки и накопления.

This paper describes a method for measuring pulse arrival time (PAT) of pulsars radio emission using wideband optoelectronic processor (OEP). The OEP includes acousto-optic spectrum analyzer and digital signal processor. OE-processor feature is associated with the use of a multielement CCD photodetector in special operation mode — time delay and integration mode. In this mode the OE-processor performs dispersion compensation of received radio emission in the CCD photodetector. In PAT measurement the time delay caused by signal pass through CCD photodetector is taken into account. Components of PAT measurement instrument errors are considered. Results of the optoelectronic processor usage in a radio telescope are given.

Key words: pulsar, dispersion measure, pulse arrival time, optoelectronic processor, acousto-optic spectrum analyzer, multielement CCD photodetector, time delay and integration.

Определение момента прихода импульсов (МПИ) радиоизлучения от космических источников (пульсаров) необходимо для решения ряда задач астрофизики и астрометрии. Одной из таких задач является хронометрирование (тайминг) пульсаров, которое сводится к измерению МПИ в точке наблюдения локальной шкалы времени [1]. Хронометрирование пульсаров позволяет вычислить параметры пульсаров, такие как наблюдаемый период излучения и его производные, а также параметры межзвёздной среды, в которой распространяется радиоизлучение. Полученные данные дают возможность построения шкалы пульсарного времени, сопоставимой с атомными эталонами [2].

Пульсары — нейтронные звёзды с высокой и очень стабильной скоростью вращения [3]. Сигналы от пульсаров в виде импульсов широкополосного радиоизлучения попадают на Землю и регистрируются радиотелескопами. Импульсное радиоизлучение пульсаров наблюдается в широком диапазоне частот от 30 МГц до 10 ГГц. В большинстве случаев регистрируются огибающие импульсного радиоизлучения — профили импульсов. Для профилей характерны малая длительность (5 % и менее от периода), переменные форма и амплитуда и стабильный период повторения T_p . Для известных пульсаров период T_p составляет от миллисекунд до секунд (различают миллисекундные и секундные пульсары). Если одиночные профили пульсаров отличаются друг от друга, то суммарный (интегральный) профиль, полученный синхронным с периодом T_p суммированием большого количества одиночных профилей (до нескольких мил-

лионов для пульсаров с миллисекундным периодом), сохраняет постоянную форму.

Для определения МПИ необходимо получение интегральных профилей с отношением сигнал—шум более 100. Однако радиоизлучение пульсаров характеризуется малыми интенсивностями: типичная плотность потока мощности составляет единицы—десятки миллиджанских ($1 \text{ Ян} = 10^{-26} \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{Гц})$), что даёт для большинства приёмников отношение сигнал—шум на входе много меньше 1. Для увеличения выходного отношения сигнал—шум необходимо расширять полосу приёма и накапливать сигнал, но с сохранением тонкой временной структуры импульсов. Таким образом, пульсарные приёмники должны обеспечивать длительное (в ряде случаев до нескольких часов) и синхронное с периодом T_p накопление импульсов (профилей).

Расширению полосы приёма препятствует дисперсия радиоизлучения, проявляющаяся при его распространении в межзвёздной среде, которая является слабо ионизированной плазмой [3]. На частотах много больших плазменной частоты на пути распространения электромагнитной волны из-за дисперсии появляется дополнительная временная задержка

$$t_D = 4,14938 \cdot 10^3 DM f^{-2}, \quad (1)$$

где DM — мера дисперсии пульсара; f — частота приёма радиоизлучения.

Из-за дисперсии импульс радиоизлучения появляется вначале на более высокой частоте приёма f_1 , а затем — на более низкой частоте f_2 . Дисперсионное запаздывание запишем как

$$\Delta t_D = 4,14938 \cdot 10^3 DM (f_2^{-2} - f_1^{-2}). \quad (2)$$

Перемещение радиоимпульса в полосе приёма с центральной частотой f_u характеризуется скоростью

$$V_n = df/dt = f_u^3 / (2 \cdot 4,14938 \cdot 10^3 DM). \quad (3)$$

При регистрации импульсов широкополосными приёмниками дисперсионное запаздывание Δt_D (см. (2)) приводит к размыванию временной структуры импульсов, поэтому в состав приёмников необходимо включать специальные устройства — компенсаторы дисперсии. Существует два вида компенсаторов дисперсии — пульсарных процессоров: когерентные (додетекторные) и некогерентные (последетекторные) [3]. Додетекторные компенсаторы реализуют алгоритм свёртки принимаемого радиосигнала с импульсной характеристикой среды во временной или частотной областях. Такого вида цифровые компенсаторы строятся на основе программируемой логики заказных или универсальных цифровых процессоров. Это достаточно сложные устройства,

имеющие ограниченное быстродействие, которое сказывается в ограничении или полосы обрабатываемых сигналов, или числа дискретов временного разрешения, или диапазона мер дисперсии регистрируемых сигналов пульсаров.

В последетекторном компенсаторе радиосигнал фильтруется с помощью частотных каналов. Ширина каналов достаточно мала, чтобы в каждом из них можно было пренебречь влиянием дисперсионного размывания. Выходные сигналы каналов (после детекторов) суммируются во временной области с задержками с учётом дисперсионного запаздывания. Последетекторные компенсаторы обычно строятся на основе приёмников с набором (банком) фильтров [3, 4]. Однако большое количество (более 100) частотных (спектральных) каналов, необходимых для увеличения отношения сигнал—шум, реализовать сложно. Для спектральной обработки широкополосных сигналов с большим числом спектральных каналов эффективно применение акустооптических методов [5, 6]. Акустооптические анализаторы спектра имеют широкие полосы анализируемых частот (до сотен мегагерц, единиц гигагерц) и позволяют сформировать большое число частотных каналов (более 1000).

Авторами предложен новый тип широкополосного оптоэлектронного процессора (акустооптического компенсатора дисперсии) для регистрации радиоизлучения пульсаров. В таком процессоре компенсация влияния дисперсии осуществляется в реальном времени в результате специального режима работы многоэлементного ПЗС-фотоприёмника (ФПЗС) — режима временной задержки и накопления (ВЗН)

[7, 8]. Использование ФПЗС в режиме ВЗН существенно упрощает построение системы вывода сигналов из акустооптического анализатора спектра и их ввода в цифровой процессор.

Разработанный широкополосный оптоэлектронный процессор применяются на крупнейшем радиотелескопе с зеркалом диаметром 64 м (РТ-64, Россия) для регистрации интегральных профилей радиоизлучения пульсаров [8]. Определение МПИ с использованием такого процессора имеет ряд особенностей, которые описаны в данной статье.

Акустооптический анализатор спектра. Основой построения пульсарного оптоэлектронного процессора является акустооптический анализатор спектра, обеспечивающий широкую полосу анализируемых частот и большое число частотных каналов при простоте и компактности системы (рис. 1).

Принимаемое антенной радиотелескопа 1 радиоизлучение после усиления и преобразования к промежуточной частоте в виде радиосигнала $s(t)$ подаётся на вход акустооптического модулятора (АОМ) 3 анализатора спектра, освещаемого коллимированным пучком лазера 2. В АОМ распространяется бегущая акустическая волна — пространственная копия радиосигнала $s(t)$. Дифрагированное на акустической волне лазерное излучение в виде распределения интен-

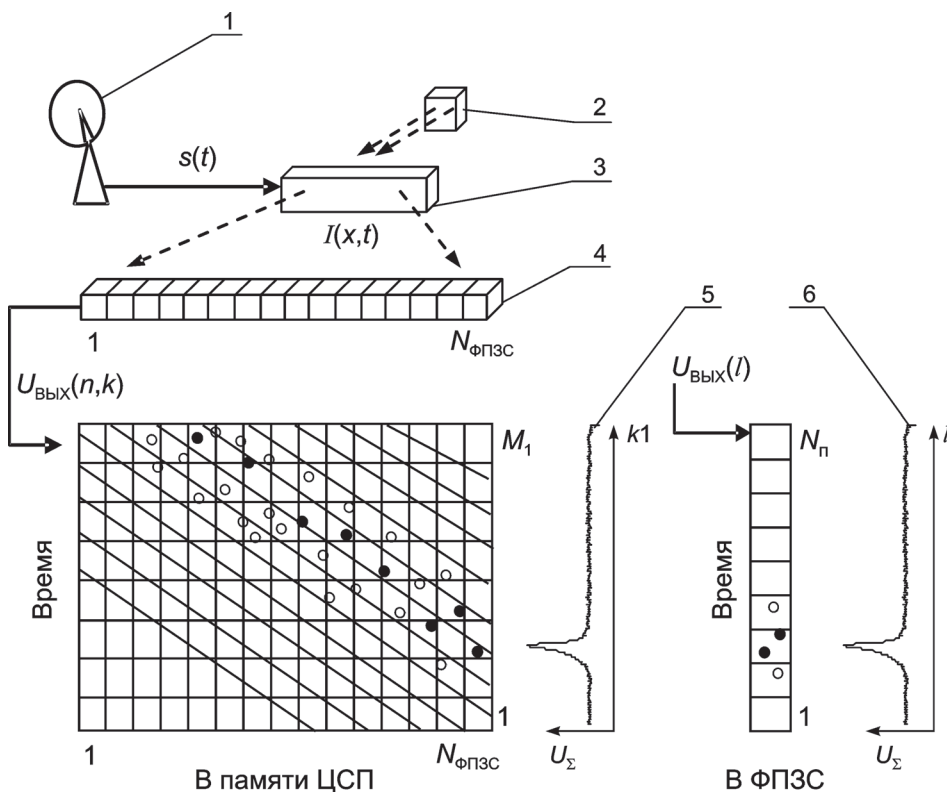


Рис. 1. Формирование интегрального профиля в пульсарном оптоэлектронном процессоре при цифровой компенсации дисперсии в цифровом сигнальном процессоре (ЦСП) и ПЗС-фотоприёмнике (ФПЗС):

1 — радиотелескоп; 2 — лазер; 3 — акустооптический модулятор; 4 — ФПЗС; 5 — сигнал после суммирования в ЦСП; 6 — выходной сигнал ФПЗС при его работе в режиме временной задержки и накопления

сивности $I(x, t)$ регистрируется ФПЗС 4. Таким образом, в оптической схеме рассматриваемого анализатора спектра выполняется преобразование Фурье — параллельный спектральный анализ радиосигнала $s(t)$. В результате распределение интенсивности $I(x, t)$ соответствует спектру мощности сигнала $s(t)$. Размер кристалла АОМ (его апертура) определяет длительность T_a скользящей выборки сигнала $s(t)$. Длительность T_a характеризует частотное разрешение анализатора спектра $\delta f_a \approx T_a^{-1}$, а АОМ — полосу Δf_a анализируемых частот.

Координата x в плоскости ФПЗС линейно связана с частотой f анализируемого сигнала $s(t)$ [5]. ФПЗС с числом элементов $N_{\text{ФПЗС}}$ производит дискретизацию $I(x, t)$ по пространству и накопление: $I(n, t) = I(x_n, t) = I(f_n, t)$, где n — номер элемента ФПЗС. Шаг расположения формируемых частотных каналов $f_{n-1} - f_n = \Delta f_a / N_{\text{ФПЗС}} = m_f$, где m_f — масштаб частотной шкалы анализатора спектра. Значение m_f в 2—3 раза меньше δf_a (выполняется условие дискретизации Котельникова—Найквиста).

Режимы работы ФПЗС в акустооптическом анализаторе спектра. Используем один из двух режимов вывода зарядовых пакетов (отсчётов) из ФПЗС и соответственно один из двух способов обработки отсчётов в последующем цифровом сигнальном процессоре (ЦСП). В первом случае ФПЗС работает в традиционном кадровом режиме, во втором — в режиме ВЗН [7].

При кадровом режиме (см. рис. 1) на выходе ФПЗС формируется последовательность «кадров», каждый из которых состоит из $N_{\text{ФПЗС}}$ отсчётов:

$$U_{\text{вых}}(n, k) = K_{\text{ФПЗС}} \int_{t_k}^{t_k + T_1} I(n, t) dt, \quad (4)$$

где k — номер кадра; $T_1 = t_{k+1} - t_k$ — время накопления кадра в ФПЗС; $K_{\text{ФПЗС}}$ — константа преобразования ФПЗС (далее $K_{\text{ФПЗС}} = 1$). Время накопления T_1 даёт временное разрешение анализатора спектра $T_1 \geq T_a$.

Кадры отсчётов (см. (4)) сериями (последовательно друг за другом) записываются в буферную память ЦСП. Началом записи серии служит внешний импульс запуска T_0 , который вырабатывается синхронизатором приёмника, его период равен периоду пульсара T_p , однако временное положение этого импульса корректируется с учётом движения Земли. Работа синхронизатора тактируется частотой 10 МГц от водородного стандарта. За период T_p в память записывается одна серия кадров $k1 = 1, 2, 3, \dots, M_1$; где M_1 — количество кадров в серии, $M_1 = T_p / T_1$; $k1$ — номер кадра в серии. Двумерный буферный массив отсчётов $U_{\text{вых}}$ имеет размерность $N_{\text{ФПЗС}} \times M_1$.

Для увеличения отношения сигнал—шум в памяти ЦСП когерентно суммируются отсчёты $U_{\text{вых}}$ по многим периодам импульса T_0 (сериям):

$$U_{\text{цсп}}(n, k1) = \sum_{k2}^{K_{\text{цсп}}} U_{\text{вых}}(n, k1, k2),$$

где $k2 = 1, 2, 3, \dots, K_{\text{цсп}}$, $k2$ — номер серии; $K_{\text{цсп}}$ — количество просуммированных серий в ЦСП.

Распределение $U_{\text{цсп}}(n, k1)$ даёт временной профиль импульса для каждого из частотных каналов n : $U_{\text{цсп}}(n, t) = U_{\text{цсп}}(n, k1 T_1)$. Дальнейшее увеличение отношения сигнал—шум в профиле выполняется при сложении парциальных профилей всех частотных каналов. Из-за эффекта дисперсии профиль $U_{\text{цсп}}(n, k1)$ в каждом канале смещён относительно предыдущего. Для получения интегрального профиля выполняется суммирование со сдвигами (вдоль наклонных линий, показанных на рис. 1 на двумерном массиве отсчётов сигналов $U_{\text{цсп}}$ с элементов фотоприёмника):

$$U_{\Sigma}(k1) = \sum_{n=1}^{N_{\text{ФПЗС}}} U_{\text{цсп}}[(k1-n); k1+n\delta k],$$

где $\delta k = T_1 m_f / V_p$, V_p — скорость изменения частоты принимаемого излучения пульсаров.

В режиме ВЗН ФПЗС выполняет функции и массива фотодетекторов, и многоотводной суммирующей аналоговой линии задержки. Здесь ФПЗС — фоточувствительный аналоговый регистр сдвига. В данном режиме на выходе ФПЗС образуется непрерывный конвейер отсчётов

$$U_{\text{вых}}(l) = U_{\text{вых}}(t_l) = \sum_{n=1}^{N_{\text{ФПЗС}}} I(l-n; t_l - n\delta T_a).$$

Временной дискрет δT_a при суммировании сигналов соседних элементов (спектральных каналов) определяется частотой $F_{\text{ф.и}}$ управляющих фазовых импульсов: $\delta T_a = 1/F_{\text{ф.и}}$. Частота $F_{\text{ф.и}}$ устанавливается согласно требованию $V_{\text{ФПЗС}} = V_{\text{ДМ}}$, где $V_{\text{ФПЗС}} = m_f F_{\text{ф.и}}$ — скорость перемещения зарядовых пакетов в ФПЗС, т. е. $F_{\text{ф.и}} = V_p / m_f$. Для различных пульсаров требуемые значения $F_{\text{ф.и}}$ изменяются в пределах от десятков до сотен кГц. Таким образом, компенсация дисперсии осуществляется при работе фотоприёмника в режиме ВЗН.

Следует отметить, что в соответствии с (3) необходимо формирование частоты $F_{\text{ф.и}}$ как нелинейной функции $F_{\text{ф.и}}(t) = F_{\text{ф.и}}(V_p(t))$, что может быть выполнено при поступлении каждого импульса запуска T_0 . Однако при регистрации радиоизлучения миллисекундных пульсаров в оптоэлектронном процессоре одновременно может обрабатываться несколько импульсов радиоизлучения, при этом синхронизация движения элементов ФПЗС и нелинейного движения откликов на радиоизлучение пульсаров возможна только для одного из них. В этом случае в процессоре устанавливается средняя частота $F_{\text{ф.и.ц}}$ в соответствии с V_p , определяемой для средней частоты $f_{\text{ц}}$ полосы приёма. Более подробно вопросы, связанные с нелинейностью зависимости $F_{\text{ф.и}}(V_p)$, рассмотрены в [9].

Непрерывная последовательность отсчётов $U_{\text{вых}}(l)$ по импульсам запуска T_0 делится на сегменты, нумерация в которых начинается сразу после прихода очередного импульса T_0 («привязывается» к нему): $U_{\text{вых}}(l, k3)$, где l — номер отсчёта во времени, $l = 1, 2, 3, \dots, N_p$; N_p — количество отсчётов в период T_p (см. рис. 1), $N_p = T_p / \delta T_a$; $k3$ — номер сегмента. Отсчёты регистрируются в ЦСП, а затем суммируются по многим сегментам (периодам T_p):

$$U_{\Sigma}(l) = \sum_{k3=1}^{M_2} U_{\text{вых}}(l, k3). \quad (5)$$

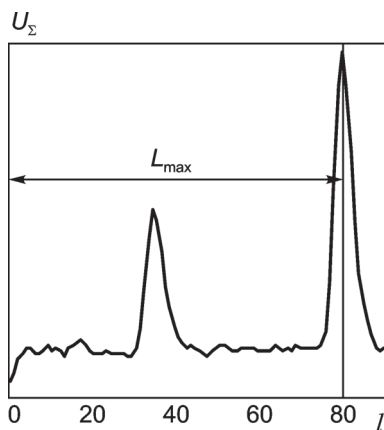


Рис. 2. Интегральный профиль миллисекундного пульсара PSR 1937+21, полученный на радиотелескопе РТ-64 с применением оптоэлектронного процессора; l — количество элементов

В кадровом режиме работы ФПЗС за время интегрирования T_1 из него необходимо вывести $N_{\text{ФПЗС}}$ зарядовых пакетов ($N_{\text{ФПЗС}}$ отсчётов). В режиме ВЗН за время δT_a , близкое к T_1 , выводится всего один зарядовый пакет. Таким образом, частота вывода отсчётов из ФПЗС в режиме ВЗН будет приблизительно в $N_{\text{ФПЗС}}$ раз меньше, чем в обычном режиме, что значительно упрощает систему регистрации отсчётов в цифровой памяти.

Одним из последетекторных компенсаторов дисперсии, который основан на применении акустооптического анализатора спектра в кадровом режиме работы ФПЗС, является оптоэлектронный процессор, разработанный в Communications Research Laboratory (Япония) [10]. Блок такого процессора имеет $N_{\text{ФПЗС}} = 256$ каналов и полосу анализируемых частот $\Delta f_a = 50$ МГц.

Рабочий образец оптоэлектронного процессора. Авторами создан образец широкополосного пульсарного оптоэлектронного процессора, в котором ФПЗС работает в режиме ВЗН (см. рис. 1). Процессор содержит He—Ne-лазер ЛГН-207А (мощность излучения 1,5 мВт, длина волны 0,63 мкм), линейный ФПЗС ILX-703A (Sony), имеющий 2048 элементов размером 14×14 мкм, ЦСП ADSP2181 (Analog Devices). Акустооптический модулятор выполнен на кристалле парателлуриата, центральная частота $f_{\text{АОМ}} = 165$ МГц, рабочая полоса по уровню -3 дБ $\Delta f_a = 80$ МГц, на которую приходится 1000 ($N_{\text{ФПЗС}}$) частотных каналов, $m_f = 82$ кГц/элемент [11]. Частоту $F_{\text{ф.и}}$ управляющих фазовых импульсов для конвейерной работы ФПЗС рассчитывали, исходя из значений $f_{\text{ц}}$, DM , m_f , и получали от микросхемы программируемого син-

тезатора частоты с кварцевым задающим автогенератором. Работу оптоэлектронного процессора контролировали с помощью компьютера, а синхронизировали по импульсам T_0 штатного синхронизатора [12].

Методика измерения МПИ. Определение МПИ осуществляется по интегральному профилю U_Σ методом измерений интервала времени между начальным моментом t_0 , задаваемым начальным импульсом T_0 (импульс начала регистрации), и положением профиля пульсара [7]. На рис. 2 приведён интегральный профиль пульсара PSR 1937+21, в котором отношение сигнал—шум достаточно для измерений. Момент прихода импульсов t_m определяется как $t_m = t_0 + t_n$, где t_n — временное положение профиля пульсара в пределах интервала T_n , вычисляемое, например, как средневзвешенное значение (по центру тяжести отсчётов) L_{max} : $t_n = L_{\text{max}} \delta t_a$, δt_a — временное разрешение.

В случае получения профиля с невысоким (менее 10) отношением сигнал—шум, как при регистрации пульсаров, имеющих малые плотности потока S_p радиоизлучения (PSR 1640+22 $S_p = 3,5$ мЯн, PSR 1643-12 $S_p = 3$ мЯн [7]), для определения времени t_n используется кросс-корреляционный метод. В этом случае интегральный профиль сравнивается с эталонным профилем, формируемым, например, методом суммирования большого числа импульсов. В результате кросс-корреляции определяется задержка $t_{3,n}$ зарегистрированного интегрального профиля относительно эталонного профиля, значение t_n которого рассматривается как эталонное $t_{n,\text{эт}}$. Момент прихода импульсов в точке наблюдения определяется как $t_m = t_0 + t_{n,\text{эт}} + t_{3,n}$.

Измерение МПИ проводится для заданной частоты приёма $f_{\text{ц}}$. Особенность методики измерения определяется режимом ВЗН работы ФПЗС. Рассмотрим «привязку» результата измерения МПИ в оптоэлектронном процессоре к частоте $f_{\text{ц}}$.

На рис. 3 в соответствии с (1) представлена частотно-временная связь в регистрируемом излучении пульсаров. Она показывает «траектории движения» отдельных импульсов по частотному диапазону Δf_a работы приёмника с оптоэлектронным процессором. Импульс в момент t_1 появляется в начале диапазона на частоте f_{a1} и уходит из диапазона работы в момент t_2 на частоте f_{a2} : $f_{a1} - f_{a2} = \Delta f_a$. В течение времени $\Delta t = t_2 - t_1$ отклик от радиоизлучения в распределении $I(x, t)$ перемещается по фотоприёмнику от элемента $N_{\text{ФПЗС}}$ к первому элементу и через выходной узел ФПЗС считывается и переводится в цифровую форму. Конвейерная работа ФПЗС в режиме ВЗН синхронизирована (выровнена) с перемещением отклика: $V_n = V_{\text{ФПЗС}}$. При такой настройке оптоэлектронный процессор инвариантен к моменту прихода импульсов радиоизлучения. Работа аналого-цифрового преобразователя (АЦП) синхронизирована с работой ФПЗС (частотой $F_{\text{ф.и}}$).

От момента t_m появления импульса на частоте $f_{\text{ц}}$ до момента вывода соответствующего ему отклика из ФПЗС проходит время $t_{a0} = N_{\text{ц}} \delta t_a$, где $N_{\text{ц}}$ — количество элементов ФПЗС между его выходным узлом и элементом, который соответствует частоте $f_{\text{ц}}$.

На временных диаграммах рис. 3 представлены импульсы, задающие время начала регистрации t_0 очередного сегмента отсчётов в буферную память ЦСП. Для секундных

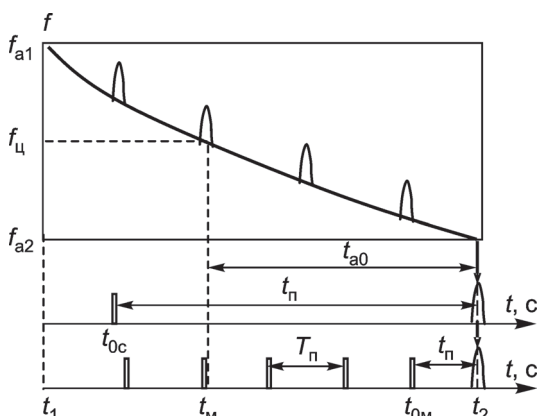


Рис. 3. Схема измерения момента прихода импульса

пульсаров профиль радиоизлучения регистрируется в буферную память, начиная с момента t_{0c} . МПИ на частоте $f_{\text{ц}}$ вычисляется как $t_m = t_{0c} + t_n - t_{a0}$. В случае миллисекундных пульсаров время t_{a0} больше, чем период T_n повторения импульсов. Поэтому МПИ для таких пульсаров вычисляется как $t_m = N_n T_n + t_{0m} + t_n - t_{a0}$. Здесь t_{0m} — положение импульса запуска T_0 , ближайшего к моменту вывода из ФПЗС отклика на радиоизлучение на частоте $f_{\text{ц}}$. Так, при измерениях МПИ для миллисекундного пульсара PSR 1937+21 на частоте $f_{\text{ц}} = 1415$ МГц на интервале t_{a0} укладывается $N_n = 5$ периодов излучения импульсов [7]. В этом случае в акустооптическом анализаторе спектра и ФПЗС в «процессорном окне» T_a одновременно и независимо обрабатываются 10 радиоимпульсов, которые в широкой полосе Δf_a перекрываются во времени.

В соответствии с описанной методикой на радиотелескопе РТ-64 были проведены синхронные измерения МПИ в двух частотных диапазонах: с $f_{\text{ц}1} = 1415$ МГц с оптоэлектронным процессором и с $f_{\text{ц}2} = 600$ МГц со штатным фильтровым приёмником (ширина полосы рабочих частот 6,4 МГц, число частотных каналов 160) [4, 12]. Такие синхронные измерения позволяют измерить дисперсионное запаздывание (см. (2)) и рассчитать меру дисперсии DM пульсаров. Например, в таблице приведены результаты измерений DM для пульсара PSR 1937+21, подтверждающие долговременное монотонное изменение DM , зарегистрированное при одновременных наблюдениях на радиотелескопах РТ-64 г. Калязин (Россия) и РТ-34 г. Кашира (Япония) [13].

**Результаты измерения DM
для пульсара PSR 1937+21**

Дата наблюдения	DM , пк/см ³
18.06.2003	71,0233
19.06.2003	71,0221
20.06.2003	71,0214
21.06.2003	71,0234
17.06.2004	71,0215
18.06.2004	71,0206
17.10.2005	71,0140

Составляющие инструментальной погрешности оптоэлектронного процессора. Требуемая точность измерений МПИ определяется астрофизическими задачами. Так для обнаружения гравитационных волн точность измерения МПИ (среднее квадратическое отклонение оценки МПИ на интервале нескольких лет) должна быть на уровне нескольких микросекунд [14]. На точность измерения МПИ оказывают влияние такие факторы, как малое отношение сигнал—шум в радиоизлучении, задержки распространения сигнала в радиочастотном тракте радиотелескопа, погрешности привязки к шкале времени, а также инструментальная погрешность оптоэлектронного процессора [12].

Инструментальная погрешность $\Delta_{\text{и}}$ пульсарного оптоэлектронного процессора определяется совокупностью основных составляющих: $\Delta_{\text{и}} = \Delta_{\text{н}} + \Delta_{\text{др}} + \Delta_{\text{рег}}$, где $\Delta_{\text{н}}$, $\Delta_{\text{др}}$, $\Delta_{\text{рег}}$ — погрешности, связанные с нелинейностью частотно-временной связи (1), дрейфом параметров процессора и регистрацией отсчётов выходного сигнала ФПЗС в ЦСП, соответствен-

но. Погрешность $\Delta_{\text{н}}$ зависимости $t_D(f)$ носит систематический характер и может быть предсказана, а значит и учтена [15]. Погрешность $\Delta_{\text{рег}}$ связана с фазовой задержкой между импульсом T_0 запуска этапа регистрации и моментом регистрации первого отсчёта. Она вызвана независимой работой двух непрерывных конвейеров в процессоре: синхронизатора с периодом T_n и ФПЗС в режиме ВЗН с периодом $\delta T_a = 1/F_{\text{фи}}$. Погрешность $\Delta_{\text{рег}}$ можно снизить на порядок, например, при использовании специального счётчика фазовой задержки, работающего на частоте, превосходящей в 10 раз частоту вывода зарядовых пакетов из ФПЗС [16].

Проведённые авторами исследования показали, что погрешность $\Delta_{\text{др}}$, обусловленная дрейфами параметров акустооптического анализатора спектра, является основным и трудно преодолимым источником инструментальной погрешности измерений [17]. Особенность применения оптоэлектронных процессоров в радиоастрономии связана с длительной (до 2 ч) регистрацией радиоизлучения с накоплением выходного сигнала с целью выделения импульсов из шума. Поэтому следует рассматривать стабильность параметров оптоэлектронного процессора в течение всего времени измерений (несколько часов).

Основному элементу оптоэлектронного процессора — аналоговому акустооптическому анализатору спектра — присущи два источника нестабильности. Первый источник — нестабильность уровня выходного сигнала, вызванная изменением мощности излучения лазера (для лазера ЛГН-207А по паспорту до 5 %) и изменением спекловой структуры оптического излучения в плоскости фотоприёмника. Однако в режиме ВЗН работы ФПЗС происходит усреднение сигналов в апертуре фотоприёмника, в результате указанные нестабильности уровня выходного сигнала не оказывают существенного влияния на определение МПИ [11].

Вторым источником является нестабильность параметров частотной шкалы анализатора спектра, таких как $f_{\text{АОМ}}$, m_f . В отсутствие специальных мер по термостабилизации АОМ анализатора спектра в диапазоне окружающих температур +12...+30 °С максимальная погрешность измерений МПИ для пульсара PSR 1937+21 достигает $\Delta_{\text{др}} \approx 30$ мкс, что на порядок больше требуемой. Однако авторы предложили и реализовали специальный метод калибровки частотной шкалы, выполняемой периодически во время наблюдения, который позволяет более чем на порядок уменьшить эту погрешность. Метод калибровки подробно изложен в [18].

В целом при использовании метода калибровки, синхронизации работы оптоэлектронного процессора с импульсами синхронизатора, учёте нелинейности частотно-временной связи, погрешность $\Delta_{\text{и}}$ соответствует требуемым значениям — единицам микросекунд.

Таким образом, показано, что оптоэлектронный процессор, реализованный на основе широкополосного акустооптического анализатора спектра радиосигналов при конвейерной работе многоэлементного ФПЗС, можно использовать для регистрации импульсов радиоизлучения космических источников и измерения МПИ. Работа ФПЗС в конвейерном режиме существенно снижает требования к быстродействию системы регистрации выходного сигнала оптоэлект-

ронного процессора. Из-за малого отношения сигнал—шум в принимаемом радиоизлучении МПИ рассчитывают после получения интегрального импульса при усреднении по большому числу индивидуальных импульсов излучения, выполняемому в цифровом сигнальном процессоре. При вычислении МПИ учитывают систематические погрешности, возникающие при измерениях.

Приведена методика учёта специфической для оптоэлектронного процессора временной задержки формируемого выходного сигнала при его прохождении по элементам ФПЗС. Разработанный оптоэлектронный процессор с рабочей полосой частот 80 МГц и созданные инструменты обработки выходного сигнала были использованы для регистрации импульсов и определения МПИ ряда пульсаров, как секундных, так и миллисекундных, в частотном диапазоне 1415 МГц на радиотелескопе РТ-64 г. Калязин (Россия).

Л и т е р а т у р а

1. **Сергеева Н. Ю., Пширков М. С., Илясов Ю. П.** Влияние радиометрического шума на точность хронометрирования пульсаров // Вестник Московского университета. Сер. 3: Физика. Астрономия. 2013. № 2. С. 72—75.
2. **Авраменко А. Е.** Синтез пульсарных шкал всемирного времени // Измерительная техника. 2012. № 3. С. 26—31.
3. **Манчестер Р., Тейлор Дж.** Пульсары. М.: Мир, 1980.
4. **Илясов Ю. П., Орешко В. В., Дорошенко О. В.** Пульсарный комплекс ФИАН на радиотелескопе ТНА-1500 ОКБ МЭИ в Калязине // Труды ФИАН. 2000. Т. 229. С. 95—104.
5. **Кулаков С. В.** Акустооптические устройства спектрального и корреляционного анализа сигналов. Л.: Наука, 1978.
6. **Лавров А. П., Молодяков С. А., Саенко И. И.** Акустооптические процессоры в радиоастрономических приёмниках // Антенны. 2009. № 7. С. 45—55.
7. **Есепкина Н. А., Лавров А. П., Молодяков С. А.** Акустооптический компенсатор дисперсии для наблюдения радиоизлучения пульсаров // Антенны. 2006. № 7. С. 69—76.
8. **Есепкина Н. А., Илясов Ю. П., Лавров А. П., Молодяков С. А., Орешко В. В.** Применение акустооптического процессора для наблюдения радиоизлучения пульсаров // Письма в ЖТФ. 2003. Т. 29. Вып. 21. С. 32—39.
9. **Esepkina N. A., Lavrov A. P., Ivanov S. I., Kruglov S. K., Molodyakov S. A.** Optoelectronic processor with scanning CCD photodetector for weak radiosignal detection // Proc. SPIE. 2003. V. 5066. P. 244—252.
10. **Hanado Y., Imae M., Sekido M.** Millisecond pulsar observation system using acousto-optic spectrometer // IEEE Trans. Instrum. Meas. 1995. V. 44. № 2. P. 107—109.
11. **Лавров А. П., Молодяков С. А.** Оптоэлектронный процессор для регистрации радиоизлучения пульсаров // Приборы и техника эксперимента. 2015. № 1. С. 136—145.
12. **Орешко В. В.** Инструментальные погрешности хронометрирования пульсаров. Комплекс АС-600/160 // Тр. ФИАН «Радиоастрономическая техника и методы». 2000. Т. 229. С. 110—118.
13. **Илясов Ю. П., Имае М., Ханадо Ю., Орешко В. В., Потапов В. А., Родин А. Е., Секидо М.** Результаты двухчастотного хронометрирования пульсара В1937+21 в Калязине и Кашиме в 1997—2002. // Письма в Астрономический журнал. 2005. Т. 31. № 1. С. 33—38.
14. **Hobbs G., Jenet F., Lee K. J., Verbiest J. P. W., Yardley D., Manchester R., Lommen A., Coles W., Edwards R., Shettigara C.** TEMPO2: a new pulsar timing package — III. Gravitational wave simulation // Mon. Not. R. Astron. Soc. 2009. V. 394. P. 1945—1955.
15. **Esepkina N. A., Lavrov A. P., Molodyakov S. A.** Acoustooptical pulsar processor usage for interstellar medium dispersion measurements // Proc. SPIE. 2005. V. 5447. P. 288—295.
16. **Молодяков С. А.** Особенности и алгоритмы цифровой обработки сигналов в оптоэлектронных процессорах // Цифровая обработка сигналов. 2013. № 3. С. 61—66.
17. **Ivanov S. I., Lavrov A. P., Molodyakov S. A., Saenko I. I.** Acoustooptical spectrometers' frequency performance stability // Proc. SPIE. 2004. V. 5381. P. 253—257.
18. **Лавров А. П., Молодяков С. А.** Метод калибровки частотной шкалы пульсарного оптоэлектронного процессора и его реализация с применением ЦСП // Цифровая обработка сигналов. 2013. № 3. С. 67—73.

Дата принятия: 12.10.2015.