

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РЭС

УДК 621.396:004.67:550.388

*Е.В. РОГОЖКИН, д-р физ.-мат. наук, Ю.И. ПОДЪЯЧИЙ, канд. физ.-мат. наук,
Л.Я. ЕМЕЛЬЯНОВ, канд. физ.-мат. наук*

МОДИФИКАЦИЯ ЦИФРОВОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Введение

Возможность применения компьютеров (ПК) в качестве многофункционального элемента систем обработки радиолокационных сигналов определяется наличием такого их дискретного представления, которое исключает существенные потери информации.

Радиолокаторы с предельно высокой энергетикой [1] используются для исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР). Например, параметр РГ радиолокатора НР Института ионосферы НАН и МОН Украины [2] в импульсе длительностью до 1 мс достигает 25 ГВт. Даже при такой энергетике сигнал рассеяния – случайный по своей природе и непрерывно распределенный по развертке дальности – может быть на один-два порядка ниже уровня шума. Следовательно, обязательным условием ионосферных измерений с использованием, например, цифровых коррелометров, является временное накопление сеансами от одной до 30 минут в зависимости от задачи измерений.

Соотношение сигнал/шум зависит от высотного распределения концентрации электронов в ионосфере и определяет высотный интервал исследований (100 – 1500 км). Следует отметить, что ширина спектра сигнала НР существенно, но монотонно увеличивается с высотой. Как показывает практика ионосферных измерений, интервал корреляции уменьшается вчетверо. Наличие этого фактора при измерениях автокорреляционной функции (АКФ) требует, как минимум, изменения шага по задержке в пределах каждой развертки дальности.

Кратковременные (несколько секунд) беспорядочные отражения от дискретных объектов, попадающих в диаграмму направленности антенны (и главный лепесток, и боковые), создают затруднения при завершающей обработке результатов ионосферных измерений в реальном масштабе времени. Количество отражений (самолеты, космические аппараты, «космический мусор») достигает нескольких сотен в сутки. Это обуславливает необходимость выявлять и идентифицировать отражения для неискаженной интерпретации результатов ионосферных исследований [3]. С другой стороны, информация о дискретных объектах, получаемая обработкой сигналов отражения, может быть полезна для практических целей.

Обработка отражений от дискретных объектов на радаре НР, как и в обычных РЛС, требует оперативного – от развертки к развертке – анализа текущей информации о сигнале, поступающем с выхода оконечного усилителя промежуточной частоты (УПЧ), который, как правило, работает на частотах порядка единиц мегагерц. Это накладывает на выбор АЦП жесткие требования к их быстродействию.

Характеристики современных компьютеров и практика ионосферных измерений позволяют отказаться от разработки узкоспециализированных сигнальных процессоров. Естественно, что успешность применения ПК определяется выбором дискретного представления аналоговых сигналов, оптимального для обработки как случайных, например, шум системы и сигнал НР, так и детерминированных сигналов.

В [4 – 6] для сигналов с известной центральной частотой f_0 симметричного спектра согласно известным положениям о выборе периода следования импульсов опроса АЦП при дискретизации сигнала исследовались принципиально важные преимущества, которые дает их принудительная синхронизация с периодом $\Delta_1 t$, жестко связанным с этой частотой. В радиолокаторах такая синхронизация может осуществляться системой задающих гетеродинов:

$$\Delta_1 t = \frac{1}{nf_0}, n=3, 4, 5, 6, 7, \dots \quad (1)$$

где f_0 соответствует центральной частоте принятого сигнала на выходе УПЧ в отсутствие доплеровской добавки, а n – количество периодов дискретизации на одном периоде сигнала ПЧ.

На первом этапе исследований был реализован цифровой коррелометр [6] для обработки сигнала НР непосредственно с выхода специально добавленного в приемный тракт усилителя с достаточно низкой промежуточной частотой ($f_{пч}=f_0=77$ кГц). Введение такого УПЧ и синтезатора частоты $3f_0$ позволило существенно уменьшить объем аппаратуры за счет заложенной в выражении (1) возможности вычисления наиболее информативных ординат АКФ:

$$R(\tau_k) = R_0(\tau_k) \cos 2\pi f_0 \tau_k, \quad \tau_k = \Delta_1 t \cdot k = \frac{k}{3f_0}, \quad k = 0, 9, 18, \dots \quad (2, a)$$

$$R(\tau'_k) = R_0(\tau'_k) \cos 2\pi f_0 \tau'_k, \quad \tau'_k = \Delta_1 t \cdot (k+1) = \frac{k+1}{3f_0}, \quad k = 0, 9, 18, \dots \quad (2, б)$$

Выражение (2, а) описывает огибающую АКФ $R_0(\tau_k)$, по виду которой оцениваются локальные характеристики ионосферной плазмы [5] и затем находится их распределение по дальности (высоте, при вертикальном зондировании). Совместное использование (2, а) и (2, б) позволяет выделить составляющую дрейфа плазмы в направлении зондирования.

Кстати, при корреляционной обработке НР сигналов, выделенных в области низких (видео-) частот с помощью синхронного детектирования, требуется, как минимум, пара максимально идентичных квадратурных аналого-цифровых каналов. При использовании одного канала теряется возможность измерения скорости дрейфа плазмы, а эффективное время накопления падает вдвое

Цель исследования – модификация варианта дискретного представления сигналов с тем, чтобы частоту дискретизации f_q свести к минимуму при обработке как детерминированных сигналов от дискретных объектов, так и случайных сигналов НР независимо от конкретного значения промежуточной частоты. Уменьшение f_q приводит к двум эффектам: снижается количество отсчетов сигнала, подлежащих обработке, и увеличивается время на выполнение операций в реальном масштабе времени.

Модификация дискретного представления сигналов

Для упрощения дальнейших выкладок в рамках этой статьи будем полагать, что радиолокационный сигнал представляет собой отрезок синусоиды единичной амплитуды.

Из множества возможных выражений (1) для определенности остановимся на варианте $n=4$ выражения (1):

$$\Delta_1 t = \frac{1}{4f_0} = \frac{T}{4}. \quad (3)$$

Такое соотношение привлекает тем, что любые два соседних отсчета дают возможность определить амплитуду сигнала и разность фаз между принятым сигналом и сигналом опорной частоты.

Использование сравнительно высокой промежуточной частоты создает проблемы для обработки, если дискретность устанавливается по формуле (3). К ним, например, можно отнести большой объем данных оцифровки и повышенные требования к применяемому аналого-цифровому тракту, связанные с быстродействием и высокой точностью дискретизации. Также отметим, что уровень доплеровской добавки, вызываемый отражением радиосигнала от дискретных объектов, может приводить к ошибкам при определении параметров сигнала как следствие несовпадения опорной частоты и частоты принятого сигнала на выходе УПЧ. Однако, как показывают оценки, даже такие большие доплеровские сдвиги 2500 и 10000 Гц на про-

межуточной частоте 1 МГц приводят к ошибкам в определении амплитуды, не превышающим соответственно 0,2 и 0,8 % (2500 и 10000 Гц примерно соответствуют реальным значениям полуширины спектра НР сигнала для рабочей частоты радиолокатора 150 МГц). Результаты оценок сверху и их компьютерное моделирование дают основания игнорировать ошибки, к которым может приводить доплеровский сдвиг, вызванный движением реальных дискретных объектов.

Отметим также, что один из важнейших параметров ионосферной плазмы – высотное распределение вертикального дрейфа – носит знакопеременный характер, следовательно, существует задача измерений и крайне малых доплеровских добавок. Максимальные значения скорости вертикального движения ионосферной плазмы V_r не превышают 200 м/с [7], что соответствует доплеровскому сдвигу $F_D=2V_r/\lambda$, который при НР составляет менее 1/100 ширины спектра рассеяния (λ – длина волны радара). Величину F_D можно определить, используя выражения (2, а, б) для тех больших значений задержек τ_k и τ'_k , при которых АКФ рассеянного сигнала еще имеет существенные значения [4, 5].

Вернемся к выражению (3). Покажем, что при любом количестве n равноотстоящих отсчетов синусоидального сигнала с единичной амплитудой, которые приходятся на интервал, кратный целому числу N периодов, сумма их квадратов независимо от фазы первого отсчета

$$\sum_{i=0}^{n-1} u_i^2 = \frac{n}{2}. \quad (4)$$

Здесь $u_i = \sin(\varphi + i\delta)$, φ – фаза начального отсчета синусоидального сигнала, n – количество отсчетов, δ – дискретность отсчетов (шаг по углу).

Выражение (4) развернем и преобразуем, используя известную тригонометрическую формулу $\sin^2 x = \frac{(1 - \cos 2x)}{2}$:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{n-1} u_i^2 &= \sin^2 \varphi + \sin^2(\varphi + \delta) + \sin^2(\varphi + 2\delta) + \dots + \sin^2(\varphi + (n-1)\delta) = \\ &= \frac{1}{2} \{ [1 - \cos 2\varphi] + [1 - \cos(2\varphi + 2\delta)] + [1 - \cos(2\varphi + 4\delta)] + \dots + [1 - \cos(2\varphi + 2(n-1)\delta)] \} = \\ &= \frac{n}{2} - \frac{1}{2} [\cos 2\varphi + \cos(2\varphi + 2\delta) + \cos(2\varphi + 4\delta) + \dots + \cos(2\varphi + 2(n-1)\delta)]. \end{aligned}$$

Применив к сумме косинусов в скобках приведенную в [8] формулу (420.4)

$$\cos \varphi + \cos(\varphi + \delta) + \cos(\varphi + 2\delta) + \dots + \cos(\varphi + (n-1)\delta) = \frac{\cos\left(\varphi + \frac{n-1}{2}\delta\right) \sin \frac{n\delta}{2}}{\sin \frac{\delta}{2}},$$

получим

$$\sum_{i=0}^{n-1} u_i^2 = \frac{n}{2} - \frac{\cos[2\varphi + (n-1)\delta] \cdot \sin n\delta}{2 \sin \delta}. \quad (5)$$

Второе слагаемое в выражении (5) обращается в 0, когда аргумент под знаком синуса в числителе кратен π , а $\sin \delta \neq 0$.

При любом количестве n равноотстоящих отсчетов синусоиды с единичной амплитудой, которые приходятся на период (или несколько целых периодов N),

$$\delta = \frac{2\pi}{n} N. \quad (6)$$

Если при этом одновременно $2N/n$ не равно целому числу, то выполняется и второе условие.

Перечень возможных значений шага по углу δ и связанным с ним шагом Δt по времени при $n=4$ представлен ниже:

$$\delta = (2m+1)\frac{\pi}{2} = \frac{\pi}{2}, 3\frac{\pi}{2}, 5\frac{\pi}{2} \dots; m = 0, 1, 2, \dots \text{ или } \Delta t = \frac{1}{4}T, \frac{3}{4}T, \frac{5}{4}T, \dots \quad (7)$$

В частном случае $\delta=\pi/2, n=4$ имеем ожидаемое:

$$\begin{aligned} \sin^2 \varphi + \sin^2\left(\varphi + \frac{\pi}{2}\right) + \sin^2\left(\varphi + 2\frac{\pi}{2}\right) + \sin^2\left(\varphi + 2\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}\right) = \\ = \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi + \sin^2(\varphi + \pi) + \cos^2(\varphi + \pi) = 2. \end{aligned}$$

Выражение для Δt в (7) означает, что в отсутствие доплеровского сдвига сумма квадратов четырех смежных отсчетов, выполненных на интервалах 1, или 3, или 5, ... или N (нечетное), дает одинаковое значение квадрата амплитуды, равное $n/2$, как утверждалось в (4).

Например, при выбранном шаге $\delta=3\pi/2$ и при любом значении $\varphi=2\pi f_0 t$ имеем

$$\sin^2 \varphi + \sin^2\left(\varphi + \frac{3}{2}\pi\right) + \sin^2\left(\varphi + \frac{6}{2}\pi\right) + \sin^2\left(\varphi + \frac{9}{2}\pi\right) = 2.$$

Рассмотрим также сумму напряжений смежных отсчетов при единичной амплитуде:

$$\begin{aligned} \sin \varphi + \sin\left(\varphi + \frac{3}{2}\pi\right) + \sin\left(\varphi + \frac{6}{2}\pi\right) + \sin\left(\varphi + \frac{9}{2}\pi\right) = \\ = \sin \varphi - \cos \varphi - \sin \varphi + \cos \varphi = 0. \end{aligned}$$

Можно прийти к заключению:

– при $n=4$ и выбранных нечетных значениях N любые два смежных отсчета связаны квадратурным соотношением, и этот факт можно отобразить выражением

$$\sin^2 2\pi f_0 t + \sin^2 \left[2\pi f_0 t + \left(2\pi i \pm \frac{\pi}{2} \right) \right] = 1, \quad i=0, 1, 2, 3, \dots \quad (8)$$

– сумма любых четырех взятых подряд отсчетов равна нулю для всех нечетных значений N :

$$\underbrace{\sin \varphi - \cos \varphi - \sin \varphi + \cos \varphi + \sin \varphi - \cos \varphi - \sin \varphi + \cos \varphi - \dots}_{=0} \quad (9)$$

Несоблюдение (9) говорит о наличии доплеровской добавки, которую можно определить.

Отметим, что выражение (8) в точности соответствует ряду возможных значений шага, приведенных в (7).

Приведенные выкладки показывают, что существует возможность выбора периода следования отсчетов, определяемого вычислительными возможностями используемого ПК или специализированного устройства, а также параметрами полезного сигнала. Для этого формируется серия опросных импульсов в соответствии с выражением (3). На ее основе с использованием управляемых компьютером схем пересчета частота следования опросных импульсов может быть понижена до выбранной. Возможны и другие варианты формирования аналого-цифрового преобразования (например, вариант, представленный в нижней строке рис. 1).

На рис. 1. показаны примеры дискретизации синусоидального сигнала для $n=4$ и $N=1, 3, 5, 7$. Так как фаза начального отсчета может быть произвольной, то для наглядности она выбрана равной нулю. Из рисунка видно, что два любых соседних отсчета связаны квадратурным соотношением независимо от значения N , если оно нечетное.

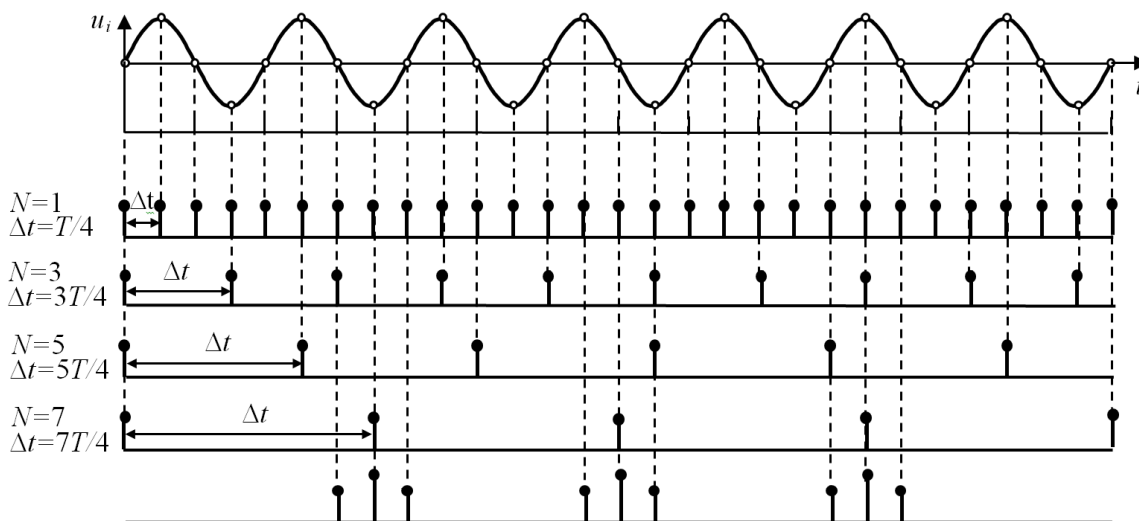


Рис. 1. Временная диаграмма следования импульсов опроса АЦП: на каждые N периодов приходится 4 отсчета

Вариант серии опросных импульсов, представленный в нижней строке, может быть использован для выделения доплеровской добавки F_D весьма малых значений, например в зоне изменения ее знака.

На рис. 2 приведены фрагменты автокорреляционной функции сигнала при положительной доплеровской добавке $F_D \approx 10^{-4}f_0$, $\tau_b / \tau_a \gg 1$, что иллюстрирует применение этой серии на примере корреляционной обработки сигнала, отраженного от дискретного объекта. При малых задержках τ_a значения АКФ $R(\tau_a \pm T/4)$ практически не отличаются от нуля. Для задержек $\tau_b \pm T/4$ АКФ нарастает пропорционально отношению τ_b / τ_a , в то время как изменения значений АКФ для задержек τ_b и τ_a тем меньше, чем меньше доплеровская добавка. Кроме того, для оптимизации обработки в условиях отмеченного выше изменения ширины спектра НР в пределах радиолокационной развертки дальности есть возможность изменить период следования импульсов опроса АЦП.

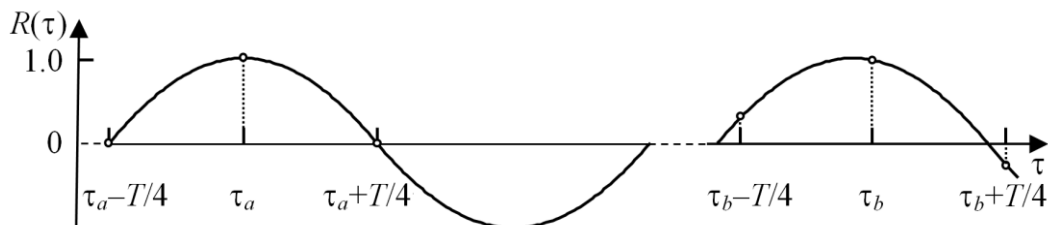


Рис. 2. Фрагменты автокорреляционной функции сигнала при положительной доплеровской добавке $F_D \approx 10^{-4}f_0$, $\tau_b / \tau_a \gg 1$

Для определения малых фазовых сдвигов справедлива формула

$$\frac{R\left(\tau_b - \frac{T}{4}\right) - R\left(\tau_b + \frac{T}{4}\right)}{2R(\tau_b)} \cong \varphi(\tau_b). \quad (10)$$

Если объект имеет радиальную составляющую скорости, фаза отраженного сигнала меняется с каждой посылкой зондирующего сигнала (от каждой предыдущей радиолокационной развертки к последующей). При корреляционной обработке выборки $u_1 u_2, u_1 u_3, \dots, u_1 u_{n-1}$ первый отсчет u_1 с равной вероятностью может принимать как значения близкие к нулю, так и близкие к амплитудным. В первом случае это потери информации, и такая ситуация тем кри-

тичнее, чем меньше радиальная скорость объекта. Потери устраняются, например, введением параллельного корреляционного канала: $u_2u_3, u_2u_4, \dots, u_2u_n$. Использование суммы обеих АКФ является идеальным решением, чтобы избежать потерь информации.

При $n=4$ и постоянной амплитуде A сигнала, не равной 1, ее величина определяется суммой квадратов двух или четырех соседних отсчетов:

$$u_1^2 + u_2^2 = A^2 \text{ или } u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 = 2A^2$$

$$A = \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \text{ или } A = \sqrt{\frac{1}{2}(u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2)}$$

Фаза, например, первого отсчета вычисляется с помощью формулы

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{u_1}{A}.$$

В общем случае, если оцифровывание аналогового синусоидального сигнала осуществляется по n отсчетам с дискретностью (7), квадрат его амплитуды определяется суммой квадратов значений отсчетов и их количеством:

$$A^2 = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2.$$

Фазы отсчетов

$$\varphi_i = \arcsin \frac{u_i}{A}.$$

В качестве примера рассмотрим один из возможных алгоритмов обработки радиолокационного сигнала, полагая, что его амплитуда не меняется, а набег фазы для однозначности не превышает $\pi/2$ к концу выборки.

При заданных значениях n и N вычислительная процедура заключается в следующем:

1. Определяется квадрат амплитуды колебаний, используя

$$A^2 = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2.$$

Для $n=4$ амплитуда $A = \sqrt{u_1^2 + u_2^2}$ или $A = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 u_i^2}$.

2. Определяется фаза первого отсчета:

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{u_1}{A}.$$

3. Определяется фаза k -го отсчета:

$$\varphi_k = \arcsin \frac{u_k}{A}.$$

4. Вычисляется набег фазы от первого до k -го отсчета:

$$\Delta\varphi_{k,1} = \varphi_k - \varphi_1.$$

5. Определяется доплеровский сдвиг частоты:

$$F_D = \frac{\Delta\varphi_{k,1}}{2\pi k \frac{N}{4}} f_0.$$

В таблице приведен пример расчета доплеровского сдвига для частоты $f_0=1$ МГц, $n=4$, $N=3$:

$f_0=1$ МГц; $n=4$; $N=3$							
$\Delta\varphi_{k,1}=\pi/500$				$\Delta\varphi_{k,1}=\pi/200$			
k	1	10	20	k	1	10	20
F_D , Гц	40	4	2	F_D , Гц	80	8	4

Приведенные в таблице результаты демонстрируют простоту выделения F_D и высокую чувствительность предложенного варианта дискретного представления радиолокационных сигналов к малым значениям доплеровского сдвига при больших длительностях зондирующего импульса.

Если существуют монотонные изменения амплитуды принятого сигнала, их можно отследить с помощью скользящего перемещения группы отсчетов, используя, например при $n=4$:

$$A_1^2 = u_1^2 + u_2^2, \quad A_2^2 = u_2^2 + u_3^2, \quad A_3^2 = u_3^2 + u_4^2, \dots$$

или

$$A_1^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 u_i^2, \quad A_2^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=2}^5 u_i^2, \quad A_3^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=3}^6 u_i^2, \dots$$

Аналогично оценивается изменение фазы:

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{u_1}{A_1}, \quad \varphi_2 = \arcsin \frac{u_2}{A_2}, \quad \varphi_3 = \arcsin \frac{u_3}{A_3}, \dots$$

Заметим, что разработанное дискретное представление радиолокационных сигналов применимо для радаров НР и для традиционных РЛС активного типа. В составе радара НР целесообразно использовать два канала системы обработки: один (основной) – для корреляционной обработки НР сигнала с отбраковкой помех, другой – оптимальный для сигналов от дискретных объектов в качестве дополнительного. Структуру системы обработки сигналов можно организовать в нескольких вариантах, например как компьютер с одним или двумя АЦП или как локальную сеть из двух ПК с общим или отдельными АЦП.

Выводы

1. При известной центральной частоте f_0 сигнал с симметричным спектром практически без потерь информации может быть представлен дискретными отсчетами, следующими с частотой ниже центральной.

2. Период следования опросных импульсов АЦП в принципиальном плане может быть выбран либо по полуширине спектра, либо исходя из интервала корреляции АКФ сигнала НР при некогерентном рассеянии. Так как центральная частота практически известна, то такой выбор не противоречит теореме Котельникова.

3. Разработанные вариант дискретного представления сигналов и предложение использовать ПК в качестве универсального элемента систем обработки сигналов позволяют при необходимости оперативно варьировать режим работы РЛС любого типа, а система обработки сигнала может быть структурирована как локальная сеть.

Список литературы

1. Evans J.V. Theory and practice of ionosphere study by Thomson scatter radar // Proceedings of the IEEE. 1969. Vol. 57, No 4. P. 496-530. DOI: 10.1109/PROC.1969.7005.
2. <http://iion.org.ua/>.
3. Cherpurnyy Ya.M., Emelyanov L.Ya., Iskra D.O., Shulga M.O. Estimation of clutters from aircrafts during ionospheric measurements using incoherent scatter radar with 100-meter two-mirror antenna // XI International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT). IEEE Conference Publications. 2017. P. 401-405. DOI: 10.1109/ICATT.2017.7972675.

4. Рогожкин Е.В., Маенко Ф.А. Цифровой коррелометр для исследований сигнала с известной центральной частотой спектра // Вестник ХПИ. Сер. "Автоматика и приборостроение". Харьков, 1975. №103 (2). С. 70-74.
5. Рогожкин Е.В. Измерение параметров ионосферной плазмы по корреляционной функции сигнала некогерентного рассеяния // Ионосферные исследования. Москва : Сов. радио, 1979. № 27. С. 46-59.
6. Рогожкин Е.В., Таран В.И., Хлебников А.Н., Приходько В.Д. Устройство для измерения ординат корреляционной функции : А.с. № 1230449 СССР, МКИ G01 S 13/95. Заявлено 20.09.1982.
7. Yemelyanov L.Ya. Radio physical observations of plasma drift velocities in the ionosphere near the maximum of solar cycle 24 // Telecommunications and Radio Engineering. 2015. V. 74, No 20. P. 1841-1855. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v74.i20.
8. Двайт Г.Б. Таблица интегралов и другие математические формулы. Москва : Наука, 1964. 228 с.

*НТУ «ХПИ»;
Институт ионосферы НАН и МОН Украины*

Поступила в редколлегию 11.01.2019