

Е.В. РОГОЖКИН, д-р. физ. -мат. наук, НТУ “ХПИ” (г. Харьков)

Д.П. БЕЛОЗЁРОВ, м. н. с.

А.Н. ЕРЁМИН, м. н. с., Институт ионосферы (г. Харьков)

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛОВ С ИЗВЕСТНОЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТОЙ

У сучасних умовах основна частина обробки сигналів виконується засобами цифрової обчислювальної техніки. Унаслідок цього цифрові системи обробки виявляються більш гнучкими, що дозволяє адаптуватися до умов, що змінюються, і при цьому у великому ступені виключають помилки аналогового перетворення. У статті розглядаються можливості найкоротшого переходу від аналогової обробки (прийом, посилення) до цифрових представлень сигналу, при якому відсутні помітні втрати інформації.

In modern conditions the fundamental part of signal processing is carried out by a means of digital computer technology. Thereof the digital systems of processing appear by more flexible, that allows to adapt for varied conditions, and thus in the large degree exclude mistakes of analog transformation. In paper the possibilities of the shortest transition from analogue processing (reception, amplification) to digital representations are considered. Signal, at which there are noticeable losses of the information.

В современных условиях основной объём обработки радиосигналов выполняется средствами цифровой вычислительной техники. Цифровые системы оказываются более гибкими, чем их аналоговые прототипы, и на программном уровне позволяют адаптироваться к изменяющимся условиям.

При амплитудной модуляции основное внимание, естественно, уделяется выделению огибающей. В радиолокационных измерениях, в том числе при использовании метода некогерентного рассеяния, к этой задаче присоединяются задачи выделения доплеровских сдвигов и сохранения фазовых соотношений при декодировании фазоманипулированных сигналов. На этапе проектирования аналоговой аппаратуры обработки возникает необходимость учета всего спектра возможных ситуаций, и это приводит к тому, что в большинстве реальных ситуаций параметры такой аппаратуры не оптимальны.

Например, в радиовещании и в радиолокации есть проблема использования синхронного детектирования. Она заключается в том, что фазовый сдвиг φ между принимаемым сигналом и сигналом опорного гетеродина имеет заранее неизвестное значение, тогда как наилучшие условия соответствуют случаю $\cos \varphi = 1$. По этой причине в радиолокации приходится применять согласованные фильтры, в которых операция декодирования ФМ-сигналов производится непосредственно на промежуточной частоте. Однако эффективность декодирования падает при появлении доплеровских сдвигов, которые заранее не могут быть учтены. В тоже время при некогерентном рассея-

нии всю заложенную в сигнале рассеяния информацию выделяют, используя детектирование с двумя квадратурными каналами.

Разработанный в [1-4] способ цифровой обработки сигналов некогерентного рассеяния состоит в том, что при известной центральной частоте спектра рассеяния (это несущая или промежуточная частота f_0 , на которой производится аналого-цифровое преобразование) автокорреляционную функцию огибающей получают в том случае, если частота квантования f_q жестко связана с промежуточной частотой соотношением:

$$f_q = \frac{m}{n} = r \cdot f_0, \quad (1)$$

где m и n - целые числа.

При самых общих предположениях автокорреляционная функция сигнала рассеяния имеет вид

$$R(\tau) = A(\tau) \cos(\omega_0 + \Omega_D)\tau + B(\tau) \sin(\omega_0 + \Omega_D)\tau \quad (2)$$

$$(\omega_0 = 2\pi f_0, \quad \Omega_D = 2\pi F_D, \quad \Omega_D \ll \omega_0)$$

Использование соотношения (1) при $r=4$, например, позволяет реализовать задержки τ и τ' такие, что

$$\cos \omega_0 \tau = 1, \quad \sin \omega_0 \tau = 0, \quad (3)$$

$$\cos \omega_0 \tau' = 0, \quad \sin \omega_0 \tau' =$$

Это дает возможность получить функции $A(\tau)$ и $B(\tau)$ отдельно без предварительного выделения огибающей, которая при некогерентном рассеянии является случайной функцией времени и определяется характером флуктуаций плотности электронов в плазме. В таких измерениях исчерпывающая информация содержится в интегральных характеристиках огибающей: либо в спектре мощности, либо в автокорреляционной функции. Всю информацию можно получить и не выделяя огибающую.

Отслеживание нестабильностей задающей системы радиолокатора, обеспечиваемое выполнением соотношения (1), позволяет выделять и весьма малые доплеровские сдвиги за счет дрейфа плазмы, составляющие $10^{-2} \dots 10^{-3}$ общей ширины спектра рассеяния [2].

Целью статьи являются дальнейшее развитие рассмотренного способа [1-4] и исследование возможностей решения задачи выделения огибающей при обработке случайных и детерминированных сигналов в радиолокации, включая фазоманипулированные сигналы. Интересна такая обработка и для радиовещания, где выделение огибающей независимо от фазовых соотношений между принятой и опорной частотой давало бы эффект аналогичный эффекту от синхронного детектирования.

1. Предлагаемая процедура выделения огибающей включает в себя квантование сигнала непосредственно на промежуточной частоте с использованием соотношения (1).

На первом этапе анализа будем считать, что принятый сигнал является узкополосным, на выходе усилителя промежуточной частоты он представляется произведением

$$u(t) = U(t) \cdot \cos[(\omega_o + \Omega_D)t + \varphi], \quad (4)$$

ширина спектра огибающей $2\Delta\omega_U \ll \omega_o$, и доплеровский сдвиг $\Omega_D \rightarrow 0$. Угол φ определяет фазовый сдвиг между принятым сигналом и сигналом опорного гетеродина. В общем случае $\varphi = \varphi(t)$.

Пусть в выражении (1) $r=4$. При принятых предположениях любые два соседних отсчета $u(t)$ и $u(t+\tau_o/4)$ связаны квадратурным соотношением

$$u^2(t) + u^2(t + \tau_o/4) = U^2(t) \quad (5)$$

Текущее значение огибающей определяется выражением

$$U(t) = \text{sign}[u(t)] \sqrt{u^2(t) + u^2(t + \Delta t)} \quad (6)$$

Если предположить, что огибающая не меняется или меняется очень медленно, т.е. $U(t) \cong U$, то обращает на себя внимание тот факт, что соотношение (5) соблюдается для любой пары отсчетов, если интервал между ними Δt имеет любое из значений

$$\Delta t = (2n \pm 1)\tau_o/4, \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (7)$$

так как

$$\sin^2 \varphi + \sin^2 \left(\varphi + \frac{2n \pm 1}{2} \pi \right) \equiv 1.$$

Следовательно, при узкополосных сигналах могут быть снижены требования к быстродействию аналого-цифрового преобразователя, т.к. согласно (7) Δt можно выбрать больше периода промежуточной частоты. Максимальное значение Δt определяется как высокочастотной составляющей $\Omega_{\max}$ в спектре огибающей $U(t)$, так и тем уровнем ошибки, который допускается при выполнении операции выделения огибающей по формуле (6), так как с появлением в спектре сигнала составляющих $\omega_o \pm \Omega$ нарушается соотношение (5).

2. Рассмотрим теперь, к чему приводит появление спектральных составляющих $\omega_o + \Omega$. Запишем выражение для первого из двух отсчетов

$$u_1 = A_\Omega \cos \psi, \quad \psi = \alpha t + \Omega t + \varphi \quad (8)$$

Второй отсчет

$$u_2 = A_\Omega \cos[\psi + \Omega \tau_o/4 + \varphi] = -A_\Omega \sin(\psi + \Omega \tau_o/4).$$

Сумма их квадратов

$$\Sigma^2 = u_1^2 + u_2^2 = A_\Omega^2 [\cos^2 \psi + \sin^2 (\psi + \Omega \tau_o / 4)] \quad (9)$$

приводится к виду

$$\Sigma^2 = A_\Omega^2 [1 + \sin(2\psi + \alpha) \sin \alpha], \quad (10)$$

где $\alpha = \Omega \tau_o / 4, 3\Omega \tau_o / 4, 5\Omega \tau_o / 4, \dots = \alpha_1, \alpha_3, \alpha_5 \dots$

Второе слагаемое в (10) определяет ошибку, которая отсутствует, если $\Omega=0$. Ошибка тем меньше, чем выше промежуточная частота, на которой производится аналого-цифровое преобразование. Ошибка знакопеременная, её среднее значение равно нулю, и она достигает максимального уровня при углах $\psi \approx \pi/4 + n\pi/2, n=0,1,2,\dots$. Оценим этот уровень для значений $f_0=10^6$ Гц, $\Omega=2\pi \cdot 10^4$ Гц: $\sin \alpha_1 \approx 0.0157$, $\sin \alpha_3 \approx 0.0785$

Отсюда относительная ошибка в определении амплитуды не превышает соответственно значений 0,0078 и 0,038.

Можно предложить такую схему цифрового устройства:

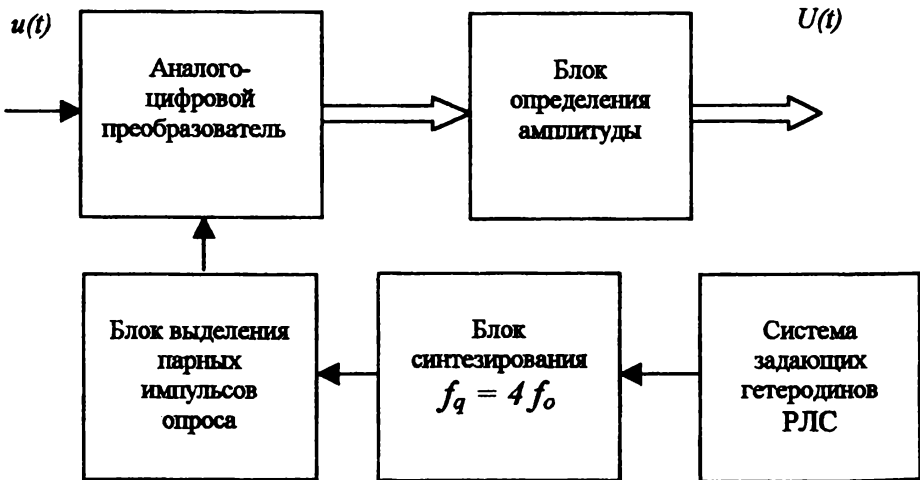


Рис 1.

Схема работает следующим образом. С использованием сетки задающих частот РЛС формируются сигнал опорного гетеродина и последовательность импульсов, следующих с периодом повторения $T_q = \tau_o / 4$. Далее осуществляется формирование сдвоенных импульсов опроса. Интервал между соседними импульсами Δt при этом выбирают, исходя из быстродействия аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и соотношений (5), а период следования

сдвоенных импульсов выбирают, исходя из заданной точности воспроизведения огибающей. Впрочем, если быстродействие АЦП позволяет и квантованные значения подаются на вход компьютера, последние две операции можно выполнить программными средствами.

Блок выделения огибающей может быть выполнен как арифметическое устройство, реализующее алгоритм (6), либо как блок памяти [5]. Второй вариант особенно привлекателен, если АЦП имеет малое количество уровней квантования. В этом случае количество возможных сочетаний $u(t)$ и $u(t+\Delta t)$ ограничено разрядной сеткой АЦП, и все возможные значения амплитуд, следующих из алгоритма (6) могут быть рассчитаны и размещены в запоминающем устройстве. Тогда для конкретных $u(t)$ и $u(t+\Delta t)$ из памяти извлекается соответствующее этой паре значение огибающей $U(t)$.

Более того, при малых доплеровских сдвигах, как показано в [5], отсчеты $u(t)$ и $u(t+\Delta t)$ позволяют найти фазовый сдвиг φ между принятым сигналом и сигналом опорного гетеродина в выражении (4).

Действительно, в самом общем случае для функции $y = a \cdot \sin x$ два ее значения $y_0 = a \cdot \sin \varphi$ и $y_\alpha = a \cdot \sin (\varphi + \alpha)$ при известной и не кратной π величине угла α однозначно определяют не только амплитуду a , но и значение угла φ . Если в выражениях (4) и (5) доплеровское смещение пренебрежимо мало, а первый отсчет $u(t)$ соответствует началу периода колебаний опорного гетеродина, то отношение квантованных отсчетов $u(t)/u(t+\Delta t)$ с учетом знаков числителя и знаменателя однозначно определяет угол φ :

$$\varphi = \text{sign}[u(t)] \arctg \frac{u(t)}{u(t + \Delta t)} \quad (11)$$

Количество возможных сочетаний $u(t)$ и $u(t+\Delta t)$, как уже было отмечено выше, ограничено разрядной сеткой АЦП и все возможные значения, следующие из алгоритма (11) также могут быть рассчитаны заранее и размещены в запоминающем устройстве.

Теперь можно сделать вывод: если радиосигнал описывается выражением (4), то операции выделения текущих значений огибающей и фазового сдвига могут быть выполнены с помощью компьютера при соответствующей организации работы специализированного аналого-цифрового преобразователя, непосредственно подключенного к выходу усилителя промежуточной частоты и к соответствующему порту ПК. При этом, если АЦП обладает достаточным быстродействием, то чем выше промежуточная частота, тем эффективнее обработка сигнала.

Предлагаемая процедура выделения огибающей (6) применима и для фазоманипулированных сигналов. Каждый элемент такого сигнала можно описать выражением (4). В этом выражении $|U(t)|=A$ и A - амплитуда принятого радиоимпульса. Начальный фазовый сдвиг φ определяется положением радиолокационного сигнала на развертке дальности и в общем случае

$-\pi \leq \varphi \leq \pi$ Как следует из выражения (6), изменение фазы $0 \rightarrow \pi \rightarrow 0$ приводит к изменению знака в этом выражении. Рассматриваемая процедура выделения огибающей позволяет при последующем декодировании учитывать набег фазы $\Delta\varphi = \Omega_{\text{рад}}\tau$, на каждом элементе кода τ , который возникает, если существует доплеровское смещение.

3. Альтернативой рассмотренной выше процедуре выделения огибающей может служить синхронный детектор, представленный двумя квадратурными каналами. Например, как в работе [6]

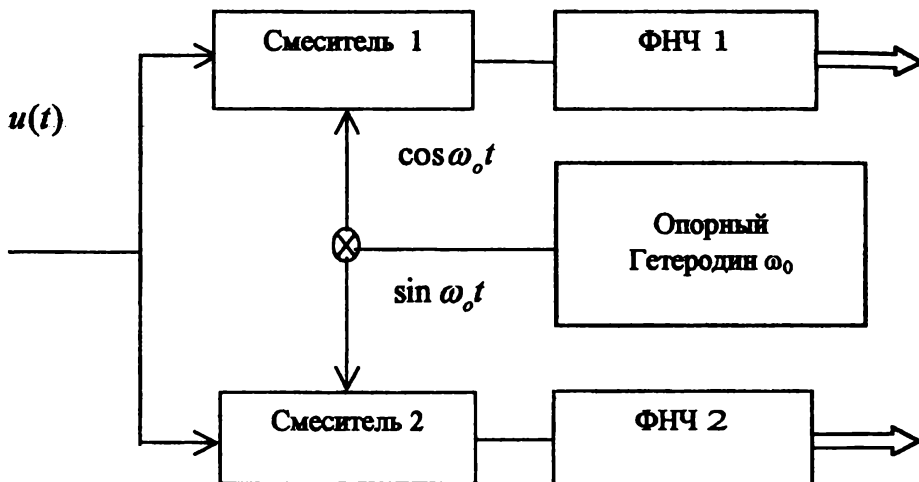


Рис. 2.

Возможны два варианта исполнения. В первом полоса пропускания определяется фильтрами нижних частот ФНЧ. Во втором основная фильтрация определяется в усилителе промежуточной частоты, а ФНЧ простейшего типа служат для подавления высокочастотной составляющей, которая появляется на выходе смесителя.

Будем как и выше считать, что принятый сигнал является узкополосным, и на выходе усилителя промежуточной частоты он, как в (4) и (8), представляется произведением

$$u(t) = A_{\Omega} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi]. \quad (12)$$

Тогда на выходах квадратурных каналов, предполагая их полную идентичность, можно получить

$$u_1 = \frac{A_{\Omega}}{2} \cos \psi, \quad \psi = \Omega t + \varphi \quad (13)$$

$$u_2 = -\frac{A_\Omega}{2} \sin(\psi + \alpha_0),$$

где $\alpha_0 = 0$, если разность фаз между опорными сигналами каналов соответствует $\pi/2$. Сумма квадратов напряжений

$$\Sigma^2 = u_1^2 + u_2^2 = \frac{A_\Omega^2}{4} [\cos^2 \psi + \sin^2 (\psi + \alpha)] \quad (14)$$

как и в выражении (10) приводится к виду

$$\Sigma^2 = \frac{A_\Omega^2}{4} [1 + \sin(2\psi + \alpha) \sin \alpha]$$

Как можно проследить, и в этом случае применимы все те выкладки, которые были сделаны в варианте квантования сигнала на промежуточной частоте. Дополнительная погрешность возникает при отсутствии идентичности коэффициентов передачи каналов. Пусть приведенный коэффициент усиления одного из них равен γ . Тогда из выражения (14) можно получить

$$\Sigma^2 = \frac{A_\Omega^2}{4} [1 + (1 - \gamma^2) \cos^2 \psi + \sin(2\psi + \alpha) \sin \alpha] \quad (15)$$

Цифровые методы в зависимости от того, как и в каком звене канала обработки произведено преобразование, можно использовать для контроля [7] и коррекции результатов. Например, можно выделить огибающую по результатам квантования на промежуточной частоте, видоизменив алгоритм, использованный в (8,9,10):

$$u_1 = A_\Omega \cos \psi, \quad \psi = \alpha t + \Omega t + \varphi \quad (16)$$

$$u_- = A_\Omega \cos(\psi - \pi/2 - \alpha) = A_\Omega \sin(\psi - \alpha)$$

$$u_+ = A_\Omega \cos(\psi + \pi/2 + \alpha) = -A_\Omega \sin(\psi + \alpha)$$

$$\Sigma_3^2 = \frac{1}{2} (u_-^2 + u_1^2 + u_+^2) = A_\Omega^2 [1 + \cos 2\psi \sin^2 \alpha] \quad (17)$$

где, как и в выражении (10), $\alpha = \alpha_1 = \Omega \tau_0 / 4$. Полученный результат очевиден, если в выражениях (16) принять $\Psi = 0$.

Как следует из выражения (17), ошибка в определении огибающей практически сводится к нулю для стандартного примера:

$$f_0 = 10^6 \text{ Гц}, \quad \Omega = 2\pi \cdot 10^4$$

Аналогичную коррекцию ошибки α_0 теоретически можно произвести и при использовании синхронного детектирования, однако для этого необходи-

мо введение третьего канала. Практически же возникают проблемы идентичности уже трех каналов. Можно сделать следующие выводы.

Аналого-цифровое преобразование, как известно, ведет к случайным ошибкам, уровень которых определяется поправкой Шепарда и динамическими ошибками. Однако качественные показатели современных АЦП таковы, что во многих практических случаях эти ошибки несут существенны. Таким образом, чем раньше в канале обработки радиосигналов произведен переход к их цифровым представлениям, тем гибче становится система обработки, которая может быть сведена к сети программно управляемых арифметических устройств [8] или, естественно, к сети компьютеров. Исключение возможно большого количества аналоговых блоков упрощает обслуживание систем обработки и исключает ошибки, связанные с нестабильностью параметров аналоговых устройств, особенно тех, которые работают на видеочастотах.

Дальнейшее развитие данного направления в обработке радиосигналов состоит в детальном анализе возможностей обработки кодированных сигналов в радиолокации, включая радарные исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния, а также АМ-сигналов в тех случаях, когда фазовые соотношения между полезным сигналом и опорным сигналом нестабильны.

Список литературы: 1. *Рогожский Е.В., Маенко Ф.А.* Цифровой коррелометр для обработки сигналов с известной центральной частотой спектра // Вестник Харьковского политехнического института № 103, сер. Автоматика и приборостроение, вып.2, 1975, с.70-74. 2. *Рогожский Е.В.* Измерение параметров ионосферной плазмы по корреляционной функции сигнала некогерентного рассеяния / Ионосферные исследования №27.М.1979. с.46-59. 3. *Рогожский Е.В., Таран В.И., Хлебников А.Н., Приходько В.Д.* Устройство для измерения ординат корреляционной функции А.с. № 1230449 с приоритетом от 20.09.1982 4. *Рогожский Е.В., Таран В.И., Филоненко В.А., и др.* Устройство определения скорости дрейфа ионосферной плазмы. А.с. № 1503529 с приоритетом от 02.02.1987. 5. *Рогожский Е.В., Пуляев В.А., Лизогуб В.В.* Спосіб визначення малих радіальних швидкостей в когерентних РЛС і пристрій для його здійснення. А.с. №2002075909 с приоритетом от 16.07.2002. 6. *Ерёмин А.Н.* Экспериментальная система обработки сигнала, некогерентно рассеянного от ионосферы / Вісник НТУ"ХП". Харків: НТУ"ХП", 2002 № 9, т.5, с.34-36. 7. *Рогожский Е.В., Белозёров Д.П.* Анализ возможности контроля результатов ионосферных измерений / Вісник НТУ"ХП". Харків: НТУ"ХП", 2002, № 9, т.5, с. 61-64. 8. *Хлебников А.Н., Рогожский Е.В.* Мультипроцессорная система обработки составных сигналов НР / Всесоюзное совещание "Теория и практика применения некогерентного рассеяния радиоволн". Тезисы докладов. Харьков, 1987, с.83-84.

Поступила в редколлегию 08.04.03