

## ОСОБЕННОСТИ КОНТРОЛЯ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ НА РАДАРАХ НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЙНИЯ

д.ф.-м.н. Е.В. Рогожкин, к.т.н. В.А. Пуляев, к.т.н. В.А. Антонова

В статье обосновано использование сигналов с фазовой и амплитудной манипуляцией для контроля работы антенного коммутатора радара.

Возможность нормальной работы радаров при малых радиолокационных задержках  $t$  определяется временем восстановления рабочих значений характеристик приемного тракта после излучения зондирующего импульса. Это время определяется в основном антенным коммутатором "прием-передача" (АК). Эффективно защищают входные цепи приемника антенные коммутаторы, построенные на применении газонаполненных разрядников, которые, однако, имеют достаточно большое время восстановления, существенно нарастающее к концу срока эксплуатации.

На радаров неогерентного рассеяния (НР), используемых для исследований ионосферы, сигнал рассеяния начинает поступать ещё до завершения переходных процессов. В связи с этим шум системы и коэффициент передачи коммутатора  $k(t)$  имеют периодические составляющие, без учета которых выделение ионосферной информации сопровождается ошибками. Наличие этих составляющих связано с процессом деионизации плазмы разрядников и существенная доля в процедуре обработки информации приходится на учет изменений коэффициента передачи АК, так как аддитивные составляющие шума, наложенные на сигнал НР, можно подавить, используя алгоритмы кодирования зондирующих импульсов [1]. В то же время на форме измеренной автокорреляционной функции и форме высотного профиля мощности сигнала НР существенно сказывается и сквозная переходная характеристика радиоприемного тракта в целом.

Задача измерения переходных характеристик в реальном масштабе времени решается использованием для контроля кодированных сигналов [1 - 3], которые вводятся в фидерный тракт на участке "антенна - АК". Алгоритмы кодирования таковы, что в канале обработки подавляются все аддитивные составляющие шума, а также и сигнал НР. Выделенный, таким образом, контрольный сигнал позволяет при смещении по развертке дальности получить закон изменения коэффициента передачи АК непосредственно в ходе ионосферных измерений. В [2] было показано, что для целей контроля можно использовать коды с амплитудной  $(0, 1)$  и фазовой  $(0, \pi)$  манипуляцией, в частности, комплементарные коды [4].

При амплитудной манипуляции по алгоритмам, разработанным в [1], идеальная ("кнопочная") АКФ контрольного сигнала реализуется, если используется циклическое повторение кодов одинаковой длины. Например, для 4-х элементных кодов:

$$1000, 1101, 0010, 0111 ,$$

где "1" соответствует элементу заданной длительности и единичной амплитуды, а "0" - элементу с нулевой амплитудой.

Если следовать в русле предложений, изложенных в [1], то квадраты четырех последовательно взятых отсчетов сигнала на выходе приемника суммируются и при суммировании берутся со знаком "+", если элемент кода соответствует единице, и "-", если нулю. При условии  $k(t) = \text{const}$ , такая обработка дает идеальную АКФ. Если же передаточная характеристика является функцией радиолокационной задержки, то появляются боковые лепестки.

В качестве примера использования ФМ - сигналов рассмотрим элементарную пару

$$+++ -, ++-+ .$$

В идеальном случае согласованная обработка каждой посылки с последующим суммированием дает в итоге АКФ "кнопочного" типа

$$\begin{array}{r} -1, 0, 1, 4, 1, 0, -1 \\ + \quad 1, 0, -1, 4, -1, 0, 1 \\ \hline 0, 0, 0, 8, 0, 0, 0 \end{array} .$$

Так как коэффициент передачи на участке, где выставлен контрольный сигнал, является функцией радиолокационной задержки, то на входе согласованного фильтра элементы сигнала будут иметь разные амплитуды и влияние этого фактора сказывается в появлении боковых лепестков. Как и в случае АМ-кодов, выход из положения состоит в том, что рассмотренная выше пара дополняется парой с обратным порядком кодирования

$$+++-, ++-+ ; \quad -+++ , +-++ .$$

При накоплении боковые лепестки подавляются и неравномерность, которая может быть достаточно произвольной, перестает быть причиной их появления. Этот результат можно использовать при подобном кодировании зондирующих импульсов в целях обнаружения на малых высотах долгоживущих неоднородностей с интервалом корреляции значительно больше, чем период повторения импульсов.

Следует отметить, что "сжатая" составляющая в общем случае зависит от вида функции  $k(t)$ . Наилучший результат соответствует случаю,

когда на длительности кодированного сигнала закон изменения  $\mathbf{k}(t)$  аппроксимируется прямой.

Рассмотренные варианты предполагают неизвестным положение контрольного сигнала на развертке дальности, однако, он по своим параметрам соответствует радиолокационному сигналу от неподвижного точечного объекта. Его положение на развертке дальности может быть определено с высокой точностью.

Воспользуемся сначала тем, что современные радары, в том числе и радары НР, работают как когерентные системы: рабочая частота, все частоты гетеродинов радиоприемного устройства и частота повторения зондирующих сигналов формируются от единой задающей системы. Это значит, что фаза зондирующих радиоимпульсов может быть строго привязана к началу развертки ( $t = 0$ ), т.е.  $\varphi(0) = \text{const}$ . Следовательно, и сигналы контрольного генератора также могут быть привязаны к одной и той же фазе.

Кроме того, известен метод цифровой обработки [5], при котором аналого-цифровой преобразователь подключается непосредственно к выходу усилителя промежуточной частоты и опрашивают его импульсами с периодом повторения  $t_0$ , жестко связанным с промежуточной частотой  $f_{\text{пп}}$  соотношением

$$t_0 f_{\text{пп}} = n/m, \quad \text{где } m \text{ и } n - \text{целые числа.} \quad (1)$$

В применении к рассматриваемому случаю наибольший эффект дают соотношения:

$$n/m = (4k + 1)/4 ;$$

$$t_0 = (k + 1/4)/f_{\text{пп}}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

Или

$$n/m = (4k - 1)/4 ;$$

$$t_0 = (k - 1/4)/f_{\text{пп}}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (2a)$$

В этом случае любые два последовательных отсчета синусоидального сигнала связаны квадратурным соотношением: сумма их квадратов равна квадрату амплитуды.

Если условия (2) или (2a) соблюдаются, то устройство обработки контрольного сигнала может быть выполнено по схеме, представленной на рис. 1.

Канал работает следующим образом. Контрольный сигнал проходит по приемному тракту и с выхода приемника на промежуточной частоте подается на аналого – цифровой преобразователь (АЦП). Он работает по парным импульсам опроса, которые формируются в синхронизаторе. Их

расстановка согласована с работой формирователя кодов контрольного генератора. АЦП квантует сигнал и его коды записываются в компьютер непосредственно или через буферное запоминающее устройство, который приступает к их обработке после окончания переходных процессов по команде от синхронизатора.

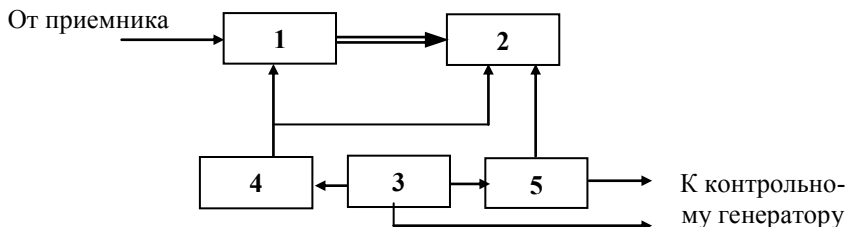


Рис. 1. Структурная схема канала обработки контрольного сигнала:  
 1 - АЦП; 2 – компьютер; 3 - задающая система радара;  
 4 - селектор импульсов опроса; 5 - синхронизатор радара

Проанализируем возможности такой системы обработки. Возьмем в качестве примера пару комплементарных 4х-элементных кодов

$$+++ - \quad \text{и} \quad +-+ -$$

Для простоты в (2) выберем  $k = 0$  и будем считать, что положение контрольного сигнала на развертке дальности известно и фиксировано. В этом случае вполне достаточно, чтобы на каждый элемент кода приходилось по два отсчета в моменты:

$$t_1, t_1 + t_0; \quad t_2, t_2 + t_0; \quad t_3, t_3 + t_0; \quad t_4, t_4 + t_0$$

$$t_4 - t_3 = t_3 - t_2 = t_2 - t_1 = t_0,$$

где  $t_0$  - длительность элементов кода и она всегда кратна периоду промежуточной частоты. Радиолокационной задержке  $t_1$  соответствует некоторая фаза принятого контрольного сигнала  $\varphi_1$  и  $\varphi_1 + \pi/2$  - для следующего отсчета. Отсюда имеем для кода "+++ -":

$$\varphi_1, \varphi_1 + \pi/2; \quad \varphi_1, \varphi_1 + \pi/2; \quad \varphi_1, \varphi_1 + \pi/2; \quad -\varphi_1, -\varphi_1 - \pi/2. \quad (3)$$

Полученные четыре парных отсчета напряжений

$$u_1, u_1'; \quad u_2, u_2'; \quad u_3, u_3'; \quad u_4, u_4'$$

в отсутствие шума связаны квадратурным соотношением

$$u_m^2 = u_i^2 + u_i'^2, \quad i = 1, 2, 3, 4.$$

Отметим далее, что синхронизация и возбуждение контрольного генератора осуществляется так, чтобы от развертки к развертке фазовые соотношения не менялись ( $\varphi_1 = \text{const}$ ). Следовательно, возможно когерентное раздельное накопление по каждому из кодов и в результате при  $n$  посылках получим четыре парных отсчета:

$$U_1, U_1'; \quad U_2, U_2'; \quad U_3, U_3'; \quad U_4, U_4' ,$$

в которых уровень шума ниже исходного

$$\frac{U_c}{U_{ш}} = \frac{u_c}{u_{ш}} \sqrt{n} .$$

Отсюда находятся амплитуда и сдвиг по фазе ( $0$  или  $\pi$ ), соответствующий каждому элементу кода, и полученные результаты используются для согласованной обработки. При высоком разрешении по дальности (высоте) и при полосе пропускания тракта, согласованной с длительностью элемента кода, соотношение сигнал/шум увеличится вдвое. При такой обработке с учетом того, что положение контрольного сигнала на развертке дальности известно, можно использовать и иные ФМ-коды.

Процедура обработки сигналов с АМ-манипуляцией по алгоритмам кодирования, разработанным в [1], может быть построена так, как в работе [2], или по аналогии с тем алгоритмом, который был рассмотрен выше: сначала используется раздельное (по элементам кодов) когерентное накопление, а затем проводится согласованная обработка. Предварительно по результатам парных отсчетов (3) находят квадраты модулей. АМ - коды предпочтительней в тех случаях ионосферных измерений, когда сигнал некогерентного рассеяния по уровню выше, чем шумы системы. Это связано с тем, что при согласованной с длительностью элемента кода полосе пропускания спектр сигнала НР, особенно в области малых высот, существенно уже.

При измерениях импульсной характеристики приемника контрольный генератор формирует одиночный радиоимпульс минимально возможной длительности. В общем случае выражение для импульсной характеристики приемного тракта без детектора имеет вид

$$G(\tau) = g(\tau) \sin(2\pi f_c \tau) , \quad \tau_{\max} \gg 1/f_c , \quad (4)$$

где  $g(\tau)$  определяется формой частотной характеристики,  $\tau$  – отсчитывается от переднего фронта импульса и  $f_c$  – частота собственных колебаний полосового фильтра, которая в радиоприемных устройствах незначительно отличается от промежуточной.

При измерениях с шагом  $\tau_{ш}$ , который выбирается исходя из заданной точности воспроизведения кривой, делаются парные отсчеты. Обработка отсчетов попарно дает амплитудное значение импульсной харак-

теристики  $g(\tau)$ , а, следовательно, можно определить и фазы отсчетов. По разности фаз между другими отсчетами уточняется значение  $f_c$ . Действительно,

$$g^2(\tau, r) \sim g_m^2(\tau, r)[\sin^2 \varphi_t + \cos^2(\varphi_t + \pi r/2)], \quad (5)$$

где  $r = (f_c - f_{np}) / f_{np}$ . Задавшись допустимой ошибкой в определении амплитуды  $g(\tau)$ , можно оценить пределы возможных значений  $r$ . Разложение в ряд дает

$$g^2(\tau, r)/g_m^2(\tau, r) \approx 1 - \pi r/2 \sin^2 \varphi_t + \dots \quad (6)$$

Отличие максимально, когда фазовый сдвиг  $\varphi_t = \pm \pi/4$  и, давшись ошибкой в определении амплитуды не более одного процента, находим, что  $r \leq 0.013$  для значения  $k = 0$  в выражении (2).

Для  $r \neq 0$  фаза первых отсчетов  $\varphi_t$  является функцией  $\tau$ . Так как шаг отсчетов  $\tau_m$  согласно (2) кратен  $t_0$ , например,  $\tau_m = m t_0$ , то можно найти

$$f_c = (\varphi_{i+p} - \varphi_i) / 2\pi m p t_0 .$$

Таким образом, предлагаемые виды контрольных сигналов и система их обработки позволяет в процессе ионосферных наблюдений осуществлять контроль и измерение характеристик, описывающих переходные процессы на радаре некогерентного рассеивания.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Рогожкин Е.В. Кодирование при ионосферных измерениях методом НР // Ионосфера. – Харьков: ХГУ. – 1991. – Вып. 1. – С. 77 - 88.
2. Рогожкин Е.В., Хлебников А.Н. Методы контроля переходной характеристики антенного коммутатора радара некогерентного рассеяния // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье. – Харьков: ХГПУ. – 1999. – Вып. 7, ч.3. – С. 371 - 373.
3. Пуляев В.А. Кодирование зондирующих сигналов при исследовании ионосферы ниже максимума ионизации // Всесоюзное совещание "Теория и практика применения метода некогерентного рассеяния для исследования ионосферы". – Харьков: ХПИ. – 1987. – С. 81.
4. Ruster R. Radar measurements of waves in the lower stratosphere / Geoph. Res. Lett., 1978. – V.5, No 6. – P. 555 - 558.
5. Рогожкин Е.В. Измерение параметров ионосферной плазмы по корреляционной функции сигнала некогерентного рассеяния // Ионосферные исследования. – 1979. – Вып. 27. – С. 46 - 59.

*Поступила в редколлегию 15.10.2001*