

## ВЕТРОВОЙ АВТОМАТ. II. ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Сформулированные в [1] требования к ветровому автомату вытекают из его определения как элемента автоматизированной системы сбора и обработки радиометеороной информации (АССОРМИ) для исследования циркуляции в нижней термосфере. Возможности реализации эффективных алгоритмов первичной и вторичной обработок в значительной мере определяются тем, насколько удастся сохранить информацию на этапе предварительной обработки [2].

Устройство предварительной обработки (УПО) ветрового автомата должно обеспечить не только минимизацию потерь информации, заключенной в сигналах, превышающих порог чувствительности устройства первичной обработки доплеровских сигналов, но и накопление максимума информации о статистических характеристиках нижепороговых сигналов, т. е. сигналов в интервале  $U_1—U_2$ , где  $U_1$  — порог УПО;  $U_2$  — порог устройства первичной обработки.

Опыт эксплуатации ветровой метеороной РЛС «Тропик» [3] показал, что в ряде случаев (работа в экваториальных областях, в периоды высокой солнечной активности и др.) задача защиты от сигналов возвратно-наклонного экранирования (ВНЭ) приобретает первостепенное значение. При разработке алгоритмов и устройств предварительной обработки сигналов созданного в Харьковском институте радиоэлектроники ветрового автомата (ВЕТА) [1] в той или иной степени были учтены отмеченные выше требования и результаты исследования и эксплуатации УПО, а также автоматического регистратора численности [4—7] и др.

В настоящей работе рассмотрены алгоритмы и структуры УПО комплекса ВЕТА в области сигнала в терминах временных логических функций. Необходимые пояснения к используемому

формальному аппарату могут быть найдены в [3, 6]. В целях компактности изложения ниже приводятся, как правило, лишь исходные и окончательные выражения, промежуточные преобразования сведены к минимуму. При этом основное внимание уделено особенностям УПО комплекса ВЕТА в сравнении с ранее реализованными алгоритмами и структурами УПО [4—7].

В основу схемы УПО положена комбинированная схема автоматического регистратора численности и формирования запрета, наиболее близким аналогом которой является схема, предложенная в [5]: схема — двухпороговая с нижним порогом  $U_1$ , определяемым чувствительностью регистратора численности и схемы запрета, и верхним порогом  $U_2$ , определяемым чувствительностью устройства первичной обработки доплеровских отражений.

Особенностью схемы разрешения, в отличие от [5], является переменная шкала дальности, построенная на базе сдвигового регистра (СР), с возможностью изменения последовательности интервалов разбиения и их числа в широких пределах. Эти изменения могут осуществляться оператором с пульта или программно.

Рассмотрим взаимодействие основных узлов схемы УПО для наиболее простого случая — равномерной шкалы дальности, т. е. при использовании периодической последовательности импульсов сдвига (ИС).

Оператор преобразования, реализуемого первым разрядом СР, имеет вид

$$\begin{aligned} e_{t+1}^1 &\approx b_t^* < c_t^1; \\ c_t^1 &\approx e_{t-1}^1 \wedge s_{t-1}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $e^t$  — функция выхода. Входные слова (последовательности импульсов сдвига и начальной установки)  $S$  и  $B$  имеют содержательные функции (с. ф.):

$$\dot{S} = \forall i: \left[ \dot{s}_t = \sum_{j=0}^{m-1} K_0^N \left( j \frac{N}{m} \right) \right]; \quad (2)$$

$$\dot{B} = \forall i: [\dot{b}_t = K_0^N(0)], \quad (3)$$

где  $m$  — число каналов схемы запрета (КСЗ).

Пусть в момент  $t=0$  все  $e^t=0$  и в качестве аргументов входа и сдвига используются (2), (3). Тогда в первом разряде СР

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 = \dot{e}_2 = \dots = e_{N/m+1} &= K_0(0); \\ \dot{e}_{N/m+2} &= 0. \end{aligned}$$

Можно показать, что в установившемся режиме в случае (1), (2), (3),  $E^1$ ,  $E^s$  не зависят от начального состояния СР и определяются соотношениями

$$\begin{aligned} \dot{E}^1 &= \forall t: \left[ \dot{e}_i^1 = \sum_{\nu=1}^{N/m+1} K_0^N(\nu) \right]; \\ \dot{E}^l &= \forall t: \left[ \dot{e}_i^l = \sum_{\nu=(l-1)N/m+2}^{jN/m+1} K_0^N(\nu) \right]; \\ \dot{C}^1 &= \forall t: [\dot{c}_{i+1}^1 = K_0^N(N/m+1)]. \end{aligned} \quad (4)$$

Соответственно

$$\dot{C}^j = \forall t: [\dot{c}_i^j = K_0^N(jN/m+1)].$$

Не останавливаясь на анализе работы схемы ЗУ-АФС [3], рассмотрим результат преобразования этой схемой входной последовательности сигналов. Пусть на вход воздействует сигнал с нижелоговой флуктуацией (слово  $X$  с разрывной областью определения), представляющий собой периодическую последовательность импульсов (ППИ):

$$\begin{aligned} \dot{X} &= \forall t: [\dot{x}_i = K_0^N(b_x) K^*(a_x, b_x)]; \\ K^*(a_x, b_x) &= \sum_{\eta=1}^l K(a_{x\eta}, b_{x\eta}). \end{aligned} \quad (5)$$

При этом  $\forall \eta: \exists \sigma: [b_{x\eta} + (\sigma')' N = a_{x\eta'}] \sim$   
 $\sim \forall \eta: \exists \sigma: [\beta_{x\eta} + (\sigma')' = a_{x\eta'}].$

Результат преобразования  $X$  оператором КСЗ:

$$A^l \approx E^l \cap (X \cap E^{l*} \leq P^l) \text{ с с. ф.};$$

$$\dot{A}^l = \forall t: \left[ \dot{a}_i^l = \sum_{\nu=(l-1)N/m+3}^{jN/m+2} K_0^N(\nu) K(a_{x+3}, b_{x+3}) \right],$$

$$P^l \approx D(X \cap E^l); \quad \dot{P}^l = \forall t: [\dot{p}_i = K_0(i - b_x - 1)],$$

где  $D(\quad)$  — оператор идеального обнаружителя конца макета отраженных импульсов (ОКП).

Объединение совокупности  $A^l$  с точностью до постоянного сдвига

$$\dot{R} = \exists j: A_t: \left[ \ddot{r}_i = \sum_{\nu=(j-1)N/m+1}^{jN/m} K_0^N(\nu) K(a_{x+1}, b_x) \right]. \quad (6)$$

В общем случае входное слово

$$N \approx \bigcup_{\xi} X^{\xi} \quad \text{имеет с. ф.}$$

$$\dot{N} = \forall i: [\dot{n}_i = \sum_{\xi} K_0(i - b_{x\xi} - 1)]. \quad (7)$$

Поставив в соответствие каждому отражению ИС для потока отражений, имеем

$$\dot{N}^* = \forall i: [\dot{n}_i^* = \sum_{\xi} K_0(i - a_{x\xi})].$$

При этом для неискаженной регистрации численности отражений необходимо выполнение условия разрешимости любых двух отражений в канале запрета. Пусть имеем два слова  $X^1$  и  $X^2$  соответственно с  $k_{x1}$  и  $k_{x2}$ . Полагая

$$A^j \approx \bigcup_{v=(j-1)N/m+3}^{jN/m+2} A_v,$$

получаем следующее логическое условие неискаженной регистрации численности в области сигнала:

$$\begin{aligned} \exists \sigma: [j + \sigma' = k] \wedge \exists j: \left[ \bigcup_{v=(j-1)N/m+3}^{jN/m+2} (X^1 \cup A_v) \right] \wedge \\ \wedge \exists k: \left[ \bigcup_{v=kN/m+3}^{(k+1)N/m+2} (X^2 \cap A_v) \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Слово на входе канала поквдровой регистрации (КПР) в силу условия  $U_1 < U_2$  отличается от (5):

$$\dot{X}^* = \forall i: [x_i^* = K_0^N(k_x) K^*(a_x^*, b_x^*)];$$

$$K^*(a_x^*, b_x^*) = \sum_{\eta=1}^l K(a_{x\eta}^*, b_{x\eta}^*), \quad (9)$$

причем

$$\exists \sigma: [a_{x\eta} + \sigma N = a_{x\eta}^*] \wedge \exists \lambda: [b_{x\eta}^* + \lambda N = b_{x\eta}].$$

В [6] показано, что если

$$\exists \sigma: (b_x = a_x + T_p + \sigma'),$$

при использовании ординарной схемы формирования запуска

$$\dot{Y} = \forall i: \left[ \dot{Y}_i = \sum_{\xi=1}^m K_0(i - a_{x\xi} - 1) \right] \quad (10)$$

$$\forall t: \exists \sigma: \exists x: \exists n: [a_{x\xi} + T_p + \sigma' = a_{x\xi}' = a_x + nN]; \quad (11)$$

$$a_{x1} = a_x, \quad (11a)$$

т. е. одна последовательность вызывает многократный запуск устройств первичной обработки в моменты времени  $a_{x\xi}$ , определяемые соотношениями (11), (11a). Здесь  $T_p$  — время регистрации.

При выполнении условия (10) с целью исключения повторных регистраций одной и той же последовательности в качестве аргумента запрета на входе КПП необходимо использовать не слово

$$\dot{Z}^1 = \forall t: [\dot{z}_t = K(a_x + 1, a_x + T_p)], \quad (12)$$

а слово  $\dot{Z}^2 = \forall t: [\dot{z}_t^2 = K(a_x + 1, a_x + T_p) + K_0^N(a_x)K(a_x + T_p, b_x)]$ .

Прибавив и вычтя из с. ф. (12) член  $K_0^N(a_x)K(a_x + 1, a_x + T_p)$ , после очевидных преобразований имеем

$$\forall t: [\dot{z}_t^2 = 1 - (1 - K(a_x + 1, a_x + T_p))(1 - K_0^N(a_x)) \times \\ \times K(a_x + 1, b_x)],$$

откуда следует  $Z^2 \approx Z^1UZ$ .

Задачу формирования слова  $Z$

$$\dot{Z} = \forall t: [\dot{z}_t = K_0^N(k_x)K(a_{x+1}, b_x)] \quad (13)$$

решает схема формирования запрета в КПП.

Необходимо сделать ряд замечаний:

а) нижний предел области определения в (13) может быть заменен на  $(a_x + N)$ , поскольку выражение  $K_0^N(a_x)K(a_x + 1, a_x + N - 1)$  представляет пустую последовательность;

б) в силу условия разрешимости во времени двух ППИ с одинаковым  $K_\xi$

$$\forall \nu: \forall \xi: \exists \sigma: [b_\xi + \sigma' N = a_{\xi+\nu}]$$

расширение верхнего предела до  $b_x + N$  не меняет выходной функции;

в) в случае работы на несколько каналов первичной обработки операция запрета на входе канала осуществляется только для соответствующего канала, а запрет словом (13) является общим, поэтому во времени должен осуществляться раньше.

Правильное функционирование КПП обеспечивается организацией запрета [3] с формированием соответствующего слова  $Z$  с с. ф.

$$\dot{Z} = \forall t: [\dot{z}_t = K_0^N(k_x)K(a_{x1}^* + N, b_{x1}^*)]. \quad (14)$$

В случае  $l=1$  (14) получается достаточно тривиальным способом

$$y_{t+1} \sim x_{t-N} < z_t; z_t \approx x_{t-N} \theta^N. \quad (15)$$

При  $l>1$  преобразование (15) дает

$$\dot{Z} = \forall i: [\dot{z}_i = K_0^N(k_x) \sum_{\xi} K(a_{x\eta} + N; b_{x\eta})]. \quad (16)$$

Этот же результат обеспечивается оператором:

$$z_t = (x_{t-N} \wedge z_{t-N} \vee x_{t-N} < z_{t-N}) \theta^{N-1}. \quad (17)$$

Дополнив (17) до

$$z_t \approx ((x_{t-N} \wedge z_{t-N} \vee x_{t-N} < z_{t-N}) \theta \vee z_{t-N} < x_{t-N} \wedge g_{t-N+1}) \theta^{N-2}, \quad (18)$$

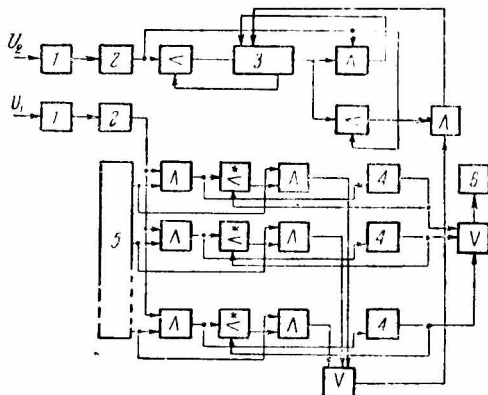


Схема предварительной обработки сигналов: 1 — схема привязки к такту; 2 — дискретный обнаружитель пакета; 3 — безынерционный регистр запрета; 4 — обнаружитель конца пакета; 5 — сдвиговой регистр; 6 — счетчик численности.

можно показать, что область определения (16) определяется областью определения слова  $G$ , если последняя

$$\dot{G} = \forall i: [\dot{g}_i = K(a_{x1}, q)]. \quad (19)$$

Нетривиальная задача определения  $q$  решается в данном случае использованием в качестве аргумента  $g$  слова (6). Второй дизъюнктивный терм в (18) необходим для обеспечения дополнительного разрешения сигналов в КПР при невыполнении условия (8).

На основании изложенного выше синтези-

рована схема предварительной обработки сигналов ветрового автомата, представленная в упрощенном виде на рисунке.

Выше в качестве входной последовательности рассматривалась периодическая последовательность импульсов (ППИ), которая может быть представлена в виде (5). Индивидуальные характеристики сигналов ВНЭ практически не отличаются от характеристик сигналов, рассеянных метеорным следом (МС). Единственное отличие заключается в величине задержки отраженного импульса относительно зондирующего, которая для ВНЭ в 5—10 раз больше. Это обстоятельство может быть использовано для обеспечения эффективного разделения сигналов МС и ВНЭ.

Для периодической функции  $K_0^N(k_x)$  справедливо соотношение

$$K_0^N(k_x) = K_0^N(k_x + 0 \pmod{N}),$$

откуда следует

$$X^f \sim X^{f+0N} \sim X^{f+0h} \sim X^h, \quad (20)$$

где  $f = h \pmod{N}$ .

Разделение сигналов МС и ВНЭ не может быть обеспечено дискретным обнаружителем пакета импульсов [4]. Из (20) следует также, что при использовании ППИ реально измеряемое  $h$  имеет величину такую же, как и у сигналов МС. Построение обнаружителя последовательности импульсов, селективного к величине времени задержки, возможно при использовании последовательностей, для которых не выполняется условие (20). В общем случае к таким последовательностям относятся псевдослучайные последовательности импульсов (ПСПИ). Применение ПСПИ представляется многообещающим, несмотря на ряд трудностей построения алгоритмов предварительной и первичной обработки. В настоящее время эти вопросы являются предметом специального изучения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кащеев Б. Л., Нечитайленко В. А. Ветровой автомат. I. Проблемы и принципы построения. См. статью настоящего сборника.
2. Оптимальная обработка радиометеорной информации. I. Постановка задачи. — Сб. «Радиотехника». Вып. 24. Харьков, 1973, с. 17—24. Авт.: Б. Л. Кащеев, Ю. И. Волощук, А. А. Дьяков и др.
3. Радиометеорные исследования циркуляции атмосферы. Душанбе, Изд-во «Дониш», 1973. 200 с. Авт. П. Б. Бабаджанов, Б. Л. Кащеев, В. А. Нечитайленко и др.
4. Нечитайленко В. А. Оптимальные регистраторы метеорных РЛС. — Сб. «Радиотехника». Вып. 16. Харьков, 1971, с. 33—41.
5. Волощук Ю. И. Статистический анализатор численности радиометеоров. — Сб. «Радиотехника». Вып. 16. Харьков, 1971, с. 48—55.
6. Нечитайленко В. А. Вопросы теории оптимальных метеорных регистраторов. Автореф. канд. дис., Харьков, 1970. 18 с.
7. Волощук Ю. И. Исследование статистических характеристик радиометеоров. Автореф. канд. дис., Харьков, 1973, 19 с.