УДК 621.396

Н. И. КРАВЧЕНКО, д-р техн. наук, *В. А. ТИХОНОВ*

АВТОРЕГРЕССИОННЫЕ МОДЕЛИ УЗКОПОЛОСНЫХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

Цель статьи — выявление особенностей авторегрессионной модели пассивных помех, знание которых необходимо при определении оптимальной структуры обеляющего фильтра как важной составной части системы селекции движущихся целей. Кроме того, рассматривается специфика определения параметров авторегрессионной модели пассивных помех при наличии регулярного доплеровского смещения частоты.

Пассивные помехи, под которыми понимают отражения зондирующих сигналов РЛС от объектов, не являющихся целями, представляют собой узкополосные случайные процессы. Для пассивных помех, образованных отражениями периодических когерентных импульсных зондирующих сигналов от объектов, имеющих постоянную радиальную составляющую скорости относительно РЛС, характерно наличие регулярного доплеровского смещения несущей частоты и соответственно регулярного набега фазы. В связи с этим пассивные помехи, представляющие собой коррелированный случайный процесс, нельзя получить с помощью классической схемы формирования процесса авторегрессии (рис. 1). Такая схема содержит генератор шума, коммутатор К (замыкаемый с периодом Т), сумматор, P линий задержек (для каждой линии задержки время задержки $T_з = T$) и P усилителей с коэффициентами усиления Φ_i.

Отсчеты коррелированного дискретного случайного процесса z_n, являющегося процессом авторегрессии P-го порядка, связаны между собой следующим соотношением [1]:

$$z_n = \sum_{i=1}^{i=P} \Phi_i z_{n-i} + a_n, \quad (1)$$

где P — порядок процесса авторегрессии; Φ_i — параметры процесса авторегрессии ($i = \overline{1,\ P}$); a_n — статистически независимые отсчеты шума, которые получаются путем дискретизации с помощью коммутатора К выходного эффекта генератора шума. Период дискретизации Т выбирают так, чтобы отсчеты a_n были статистически независимы, т. е.

$$\overline{a_i a_j} = \begin{cases} 0, & i \neq j; \\ \sigma_a^2, & i = j. \end{cases}$$

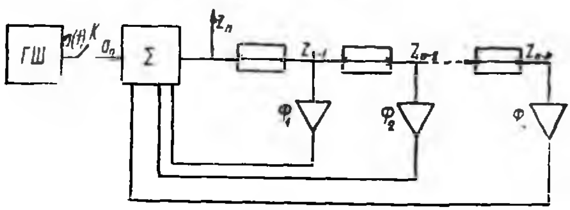

Рис. 1

В данном случае предполагается, что выходной сигнал генератора шума $a(t)$, будучи скалярной величиной, полностью характеризуется в каждый момент времени значением и знаком.

Дискретный случайный процесс, описываемый соотношением (1) — коррелированный процесс. Его коэффициенты междупериодной корреляции $\rho[(n-k)T] = \rho_{n-k} = \rho_l = \overline{z_n z_k}/\overline{z_n^2}$ зависят от порядка (P) и параметров (Φ_i) процесса авторегрессии [АР (P)]. Уравнения связи (2) параметров Φ_i процесса АР (P) с коэффициентами корреляции ρ_i, называемые уравнениями Юла—Уокера [1], можно получить из соотношения (1) последовательным умножением левой и правой частей на $z_{n-1}, z_{n-2}, \ldots, z_{n-P}$, статистически усредняя и нормируя относительно $\overline{z_n^2} = \sigma_z^2$:

$$\begin{aligned} \rho_1 &= \Phi_1 + \rho_1\Phi_2 + \cdots + \rho_{P-1}\Phi_P; \\ \rho_2 &= \rho_1\Phi_1 + \Phi_2 + \cdots + \rho_{P-2}\Phi_P; \\ &\vdots \\ \rho_P &= \rho_{P-1}\Phi_1 + \rho_{P-2}\Phi_2 + \cdots + \Phi_P. \end{aligned} \quad (2)$$

Как известно, пассивную помеху, образованную отражениями от отражателей выбранного разрешаемого объема в n-м периоде повторения можно представить в виде

$$z_n(t) = E_n(t) \cos[\omega_0 t + n\Omega_д T + \varphi_n(t)]. \quad (3)$$

Такое напряжение характеризуется медленно флюктуирующей амплитудой $E_n(t)$, несущей частотой ω_0, набегом фазы $\Omega_д n T$ за n периодов повторения из-за регулярного доплеровского смещения $\Omega_д$ и медленно флюктуирующей начальной фазой $\varphi_n(t)$. Чтобы получить подобное напряжение с помощью аналогичной схемы (см. рис. 1), генератор шума должен вырабатывать напряжение вида $a(t) = A(t) \times \times \cos[\omega_0 t + \psi(t)]$, где $A(t)$, $\psi(t)$ — медленно флюктуирующие по сравнению с $\cos \omega_0 t$ амплитуда и начальная фаза. Период коммутации T выбирается бóльшим интервала корреляции случайного процесса $a(t)$. Подавая такое напряжение через временной дискретизатор на один вход сумматора, а на другие P его входы, задержанные на iT отсчеты $\dot z_{n-i}$, преобразованные по амплитуде с помощью усилителей в Φ_i раз и смещенные по фазе с помощью фазовращателя на $\varphi_Ф$

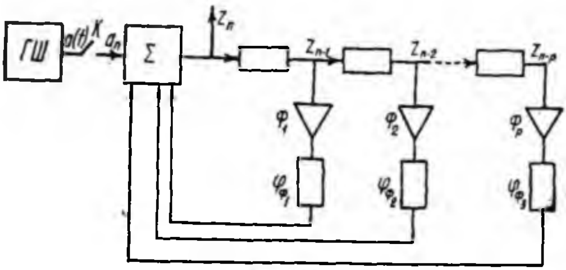

Рис. 2

(рис. 2), получаем выходное напряжение, которое в комплексном виде запишется следующим образом:

$$\dot z_n = \Phi_1 e^{j\varphi_{Ф_1}} \dot z_{n-1} + \Phi_2 e^{j\varphi_{Ф_2}} \dot z_{n-2} + \cdots + \Phi_P e^{j\varphi_{Ф_P}} \dot z_{n-P} + \dot a_n. \quad (4)$$

Схема рис. 2 отличается от схемы рис. 1 не только разными генераторами шумов, но и наличием в ней фазовращателей.

Из выражения (3) видно, что регулярный набег фазы пассивной помехи из-за регулярного доплеровского смещения частоты $\Omega_д$ за один период T составляют величину $\alpha = \Omega_д$T, а за i периодов — $i\alpha$.

Чтобы регулярный сдвиг фазы выходного напряжения $\dot z_n$ схемы (рис. 2) относительно напряжения $\dot z_{n-1}$ составлял α, очевидно, необходимо, чтобы $\varphi_{Ф_1} = \alpha$, $\varphi_{Ф_i} = i\alpha$.

Обозначив $\Phi_i e^{ji\alpha} = \dot\Phi_i$, выражение (4) для отсчета выходного напряжения в момент времени t $\dot z_n = |\dot z_n| e^{j[\omega_0 t + n\alpha + \varphi_n(t)]}$, формируемого в n-м периоде, можно представить как

$$\dot z_n = \dot\Phi_1 \dot z_{n-1} + \dot\Phi_2 \dot z_{n-2} + \cdots + \dot\Phi_P \dot z_{n-P} + \dot a_n. \quad (5)$$

После умножения левой и правой частей уравнения (5) последовательно на $\dot z^*_{n-1}, \dot z^*_{n-2}, \ldots, \dot z^*_{n-P}$, статистического усреднения и нормировки получим

$$\begin{aligned} \dot\rho_1 &= \dot\Phi_1 + \dot\Phi_2 \dot\rho_1^* + \dot\Phi_3 \dot\rho_2^* + \cdots + \dot\Phi_P \dot\rho_{P-1}^*; \\ \dot\rho_2 &= \dot\Phi_1 \dot\rho_1 + \dot\Phi_2 + \dot\Phi_3 \dot\rho_1^* + \cdots + \dot\Phi_P \dot\rho_{P-2}^*; \\ &\vdots \\ \dot\rho_P &= \dot\Phi_1 \dot\rho_{P-1} + \dot\Phi_2 \dot\rho_{P-2} + \dot\Phi_3 \dot\rho_{P-3} + \cdots + \dot\Phi_P, \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\rho_i = \rho(iT) = \overline{z_n z_k^*}\,|\overline{z_n}|^2 = |\rho_i|\, e^{ji\alpha} = \rho_i e^{ji\alpha}, \quad i = n - k;$$

$$\rho_i^* = \rho^*(iT) = \overline{z_n^* z_k}/|\overline{z_n}|^2 = |\rho_i|\, e^{-ji\alpha} = \rho_i e^{-ji\alpha}, \quad i = n - k.$$

Поскольку $\rho_i = \rho_i e^{ji\alpha} = \rho_i \cos i\alpha + j\rho_i \sin i\alpha$, то, обозначая $\rho_i \cos i\alpha = \rho_{ic}$, $\rho_i \sin i\alpha = \rho_{is}$, имеем $\rho_i = \rho_{ic} + j\rho_{is}$ (7), а $|\rho_i| = \rho_i = \sqrt{\rho_{ic}^2 + \rho_{is}^2}$. Учитывая выражения для ρ_i, ρ_i^*, Φ_i, уравнения (6) после подстановки соответствующих перемножений и сокращений приводится к системе уравнений (2). Это означает, что по измеренным модулям коэффициентов междупериодной корреляции ρ_i можно, решив систему уравнений (2), найти параметры АР$(P)\,\Phi_i$, необходимые для определения потенциальных возможностей по обнаружению полезных сигналов на фоне пассивных помех, моделируемых процессами авторегрессии.

Рассмотрим особенности определения значений ρ_i. В связи с ограниченным быстродействием цифровых систем обработки для возможности работы в реальном масштабе времени дискретизации подвергаются квадратурные составляющие, получаемые на выходах фазовых детекторов, опорные напряжения которых смещены друг относительно друга по фазе на 90°. Очевидно, нормированная автокорреляционная функция выходного напряжения фазового детектора косинусного (синусного) канала $\rho_{ic} = \rho_i \cos i\alpha$, а нормированная взаимно-корреляционная функция $\rho_{is} = \rho_i \sin i\alpha$. Зная ρ_{ic}, ρ_{is}, используя (7), имеем ρ_i.

Представление коррелированных случайных процессов процессами авторегрессии позволяет указывать способ их прогнозирования и находить структуру фильтров предсказания [2]. В частности, такие устройства, используемые для обеления коррелированных помех, являются важной частью систем селекции движущихся целей.

В качестве прогнозируемого значения $\hat{z}_n$ по P предыдущим отсчетам z_{n-i} $(i = \overline{1, P})$ целесообразно использовать значение $\hat{z}_n = \sum_{i=1}^{i=P} \times \times \Phi_i z_{n-i}$.

При обработке в квадратурных каналах прогнозируемое значение определяется следующим образом:

$$\hat{z}_n = \sum_{i=1}^{i=P} (\Phi_{ic} + j\Phi_{is})\,[z_{(n-i)c} + jz_{(n-i)s}] = \sum_{i=1}^{i=P} \{[\Phi_{ic} z_{(n-i)c} - \Phi_{is} z_{(n-i)s}] + j\,[\Phi_{ic} z_{(n-i)s} + \Phi_{is} z_{(n-i)c}]\}.$$

Для указанного значения $\hat{z}_n$ дисперсия обеленного процесса будет минимальной и равной $\overline{|\hat{z}_n - z_n|} = \sigma_a^2$.

Итак, найдена обобщенная авторегрессионная модель коррелированных процессов, отличающаяся наличием регулярных фазовых сдвигов, и рассмотрены особенности определения параметров авторегрессии узкополосных коррелированных случайных процессов.

Список литературы: 1. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов. Прогноз и управление / Пер. с англ.; Под ред. В. Ф. Писаренко. М., 1974. Вып. 1. С. 406. 2. *Фридландер Б.* Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных // Тр.-

ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1982. Т. 70, № 8. С. 54—97.
3. *Кравченко Н. И., Орлов А. В.* Авторегрессионные модели эхо-сигналов, отраженных от взволнованной морской поверхности // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1988. № 3. С. 443—450.

Поступила в редколлегию 25.12.87