

АНАНЬЕВА О. М., канд. техн. наук (Украинский государственный университет железнодорожного транспорта)

Приём информационных сигналов систем железнодорожной автоматики в условиях действия трёхкомпонентной помехи

Типичной ситуацией в работе трактов передачи сигналов систем железнодорожной автоматики является необходимость приема сигнала на фоне аддитивной многокомпонентной помехи. В качестве компонент помехи в практически значимой части случаев выступают структурно-детерминированные импульсы, импульсы шума, непрерывные случайные процессы, синусоидальные помехи от линий электропередач. Целью данной работы является синтез базовой вычислительной структуры устройства, обеспечивающего оптимальный приём сигнала в условиях действия аддитивной трёхкомпонентной помехи. Показано, что если использовать совместное оценивание параметров сигнала и помех, а в качестве критерия оптимальности выбрать минимум среднего квадрата ошибки, то при взаимной некоррелированности помеховых компонент базовая вычислительная структура оптимального приёмника представляет собой сумму двумерных и четырехмерных слагаемых.

Ключевые слова: оценка параметров, минимум среднего квадрата ошибки, целевая функция, трёхкомпонентная помеха.

Введение

Системы железнодорожной автоматики являются важным средством обеспечения безопасности движения. Информационные и служебные сигналы, распространяющиеся между пространственно разнесёнными устройствами этих систем, могут подвергаться одновременному воздействию нескольких помех различного происхождения и характера. Количество источников помех непрерывно возрастает из-за увеличения общего числа радиоэлектронных средств. Как следствие, возрастает опасность ложной интерпретации сигналов, которая отрицательно сказывается на безопасности движения. Поэтому задача разработки средств высокодостоверного приёма сигналов в условиях действия сложных помех сохраняет свою актуальность.

Анализ исследований и постановка задачи

Наиболее характерными для линий передачи сигналов в системах железнодорожной автоматики являются многокомпонентные аддитивные помехи, они же типичны и для многих других систем передачи информации. К настоящему времени предложены различные подходы к ослаблению влияния таких помех на достоверность приёма сигналов. В работе [1] синтезирован оптимальный приёмник сигналов, наблюдаемых на фоне двухкомпонентной марковской помехи. Малое количество принятых во внимание

компонент сужает область применимости данного устройства. Аналогичный недостаток присущ и приёмнику с полиномиальной аппроксимацией фазы [2]. Способ предварительной оценки пространственного положения рассредоточенных источников помех описан в работе [3]. Предложенный в ней дополнительный этап обработки входного напряжения приемника не образует единой процедуры с последующей обработкой сигнала, поэтому совокупность этих двух этапов также не является процедурой оптимальной обработки. Возможности нелинейной обработки аддитивной смеси сигнала и двухкомпонентной помехи, исследованные в работах [4, 5], представляют слишком общий подход к процессу обработки, и потому не могут быть подвергнуты числовой проверке. Наконец, в статье [6] сформирована модель трёхкомпонентной помехи, характерной для системы автоматической локомотивной сигнализации. Эту модель можно рассматривать лишь как отправной пункт для последующей разработки оптимального приёмника. На основе проделанного анализа исследований в качестве цели работы определен синтез базовой вычислительной структуры устройства, обеспечивающего оптимальный приём сигналов автоматической локомотивной сигнализации в условиях действия аддитивной трёхкомпонентной помехи.

Основной материал

Основываясь на терминологии и обозначениях, введенных в работе [6], выведем вычислительную структуру, необходимую для оценки параметров сигнала $s(t)$ и помех $v_P(t)$ и $v_E(t)$ по критерию минимума среднего квадрата ошибки [7]. С учетом стационарности процесса $n(t)$ в нашем случае подлежит минимизации величина

$$\varepsilon_H^2 = \frac{1}{T_2 - T_1} \int_{T_1}^{T_2} \{u(t) - [v_P(t) + v_E(t) + s(t)]\}^2 dt, \quad (1)$$

где T_1 и T_2 – соответственно начало и конец интервала наблюдения.

Совместив начало интервала наблюдения с нулем (то есть приняв $T_1 = 0$) и полагая, что наблюдения равномерно продискретизированы по времени с интервалом Δt (т. е. при числе отсчетов K имеем $T_2 = (K - 1) \cdot \Delta t$), придем к необходимости минимизации величины

$$\varepsilon_K^2 = \frac{1}{K - 1} \cdot \sum_{k=1}^K \{u_k - [v_{Pk} + v_{Ek} + s_k]\}^2, \quad (2)$$

где $u_k = u(t_k) = u((k - 1) \cdot \Delta t)$

Домножив обе части равенства (2) на постоянный множитель $(K - 1)$, придем к целевой функции

$$\varepsilon^2 = (K - 1) \cdot \varepsilon_k^2 = \sum_{k=1}^K \{u_k - [v_{Pk} + v_{Ek} + s_k]\}^2. \quad (3)$$

Выполнив возведение в квадрат и сгруппировав слагаемые, получим

$$\begin{aligned} \varepsilon^2 = & \sum_{k=1}^K u_k^2 + \sum_{k=1}^K v_{Pk}^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k v_{Pk} + \sum_{k=1}^K v_{Ek}^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k v_{Ek} + \\ & + \sum_{k=1}^K s_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k s_k + 2 \sum_{k=1}^K v_{Pk} v_{Ek} + 2 \sum_{k=1}^K v_{Ek} s_k + 2 \sum_{k=1}^K v_{Pk} s_k. \end{aligned} \quad (4)$$

Первое слагаемое – это постоянная величина для конкретной выборки $\{u_1 \ u_2 \dots u_k\}$ обрабатываемых отсчетов напряжения. Она влияет только на величину $\min \varepsilon^2$, но не на положение точки минимума в координатном пространстве, каковое положение нас, собственно, и интересует. Поэтому первое слагаемое формулы (4) можно исключить из целевой функции. Слагаемые вида $\sum v_{(\dots)k}^2$ имеют физический смысл энергий соответствующих колебаний, а слагаемые вида $\sum u_k v_{(\dots)k}$ – взаимные корреляционные функции обрабатываемой выборки $\{u_1 \ u_2 \dots u_k\}$ и соответствующих колебаний v_P , v_E и S . Последние три слагаемых описывают взаимные корреляционные связи между обеими помехами, а также этими помехами и сигналом.

Далее, разность $\left(\sum_{k=1}^K v_{Pk}^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k v_{Pk} \right)$ в соответствии с [6] зависит от параметров U_{mP} и τ_P , поэтому данное выражение является двумерной функцией $W(U_{mP}, \tau_P)$ своих параметров. Аналогичным образом двумерной функцией $Y(U_{mE}, \tau_E)$ является разность $\left(\sum_{k=1}^K v_{Ek}^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k v_{Ek} \right)$.

Рассмотрим выражение $\left(\sum_{k=1}^K s_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k s_k \right)$. Преобразуем его с учетом [6] при $t = t_k$. В результате получим

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^K s_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k s_k = \\ & = U_{mS}^2 \cdot \sum_{k=1}^K f^2(t_k - \tau_S) \cdot \sin^2(\omega_S t_k + \varphi_S) - \\ & - 2U_{mS} \cdot \sum_{k=1}^K U_k \cdot f(t_k - \tau_S) \cdot \sin(\omega_S t_k + \varphi_S). \end{aligned} \quad (5)$$

Учитывая двоичность (0 или 1) кодовой огибающей сигнала АЛСН, обуславливающую справедливость равенства $f^2(\dots) = f(\dots)$, и принимая во внимание известное соотношение $\sin^2 x = 0,5 \cdot (1 - \cos 2x)$, приводим выражение (5) к виду

$$\sum_{k=1}^K s_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k s_k = 0, 5U_{ms}^2 \cdot \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) -$$

$$-0, 5U_{ms}^2 \cdot \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) \cdot \cos(2\omega_s t_k + 2\varphi_s) +$$

$$+2U_{ms} \sum_{k=1}^K u_k \cdot f(t_k - \tau_s) \cdot \sin(\omega_s t_k + \varphi_s). \quad (6)$$

В первом слагаемом числовое значение суммы $\sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s)$ – величина, известная заранее и однозначно соответствующая конкретному сигнальному показанию светофора З, Ж или КЖ. Обозначим эту сумму как C_c (индекс “с” означает “colour”).

$$\sum_{k=1}^K s_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k s_k = \left[0, 5C_c A^2 - 2A \sum_{k=1}^K u_k \cdot f(t_k - \tau_s) \cdot \sin \omega_s t_k \right] +$$

$$+ \left[0, 5C_c B^2 - 2B \sum_{k=1}^K u_k \cdot f(t_k - \tau_s) \cdot \sin \omega_s t_k \right], \quad (8)$$

где

$$\left. \begin{aligned} A &= U_{ms} \cdot \cos \varphi_s, \\ B &= U_{ms} \cdot \sin \varphi_s. \end{aligned} \right\}$$

Во втором слагаемом выражения (6) суммируются значения косинуса на интервале, многократно превышающем его период, поэтому данное слагаемое близко к нулю и им можно пренебречь. В итоге выражение (6) приобретает вид

$$\sum_{k=1}^K s_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k s_k \approx 0, 5U_{ms} C_c - 2U_{ms} \sum_{k=1}^K u_k \cdot f(t_k - \tau_s) \times$$

$$\times \sin(\omega_s t_k + \varphi_s). \quad (7)$$

Используя в первом слагаемом тождество $1 = \cos^2 \varphi_s + \sin^2 \varphi_s$, а во втором слагаемом – равенство $\sin(\omega_s t_k + \varphi_s) = \sin \omega_s t_k \cdot \cos \varphi_s + \cos \omega_s t_k \cdot \sin \varphi_s$, можно переписать выражение (7) в виде

Таким образом, нам удалось представить разность $\sum_{k=1}^K s_k^2 - 2 \sum_{k=1}^K u_k s_k$ в виде суммы $Z_A(A, \tau_s) + Z_B(B, \tau_s)$ двух двумерных функций.

С учетом сделанных замечаний и математических преобразований целевую функцию, построенную на базе выражения (4), можно записать следующим образом:

$$\varepsilon_0^2 = \varepsilon^2 - \sum_{k=1}^K u_k^2 = W(U_{mP}, \tau_P) + Y(U_{mE}, \varphi_E) + Z_A(A, \tau_s) + Z_B(B, \tau_s) +$$

$$+ 2 \sum_{k=1}^K v_{Pk} v_{Ek} + 2 \sum_{k=1}^K v_{Ek} s_k + 2 \sum_{k=1}^K v_{Pk} s_k. \quad (9)$$

Допущение взаимной некоррелированности помех v_P и v_E позволит исключить из (9) одно слагаемое, т. к. в этом случае

Теперь преобразуем следующее слагаемое формулы (9):

$$\sum_{k=1}^K v_{Pk} v_{Ek} = 0. \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
 2 \sum_{k=1}^K v_{Ek} s_k &= 2U_{mE} \cdot U_{ms} \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) \cdot \sin(\omega_s t_k + \varphi_s) \cdot \sin(\omega_E t_k + \varphi_E) = \\
 &= 2U_{mE} \cdot A \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) \cdot \sin \omega_s t_k \cdot \sin(\omega_E t_k + \varphi_E) + \\
 &+ 2U_{mE} \cdot B \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) \cdot \cos \omega_s t_k \cdot \sin(\omega_E t_k + \varphi_E). \tag{11}
 \end{aligned}$$

Представим (11) в виде

$$G_A(A, \tau_s, U_{mE}, \varphi_E) + G_B(B, \tau_s, U_{mE}, \varphi_E), \tag{12}$$

где $G_A(\dots)$ и $G_B(\dots)$ – соответственно первое и второе слагаемое выражения (11).

Наконец, преобразуем последнее слагаемое формулы (9):

$$\begin{aligned}
 2 \sum_{k=1}^K v_{Pk} s_k &= 2U_{mP} U_{ms} \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) \cdot e^{-\alpha(t_k - \tau_P)^2} \times \\
 &\times \sin[\beta(t_k - \tau_P) + \gamma\pi] \cdot \sin(\omega_s t_k + \varphi_s).
 \end{aligned}$$

Используя тот факт, что $\sin(\omega_s t_k + \varphi_s) = \sin \omega_s t_k \cdot \cos \varphi_s + \cos \omega_s t_k \cdot \sin \varphi_s$, приводим это выражение к виду

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_0^2 &= W(U_{mP}, \tau_P) + Z_A(A, \tau_s) + Z_B(B, \tau_s) + H_A(A, \tau_s, U_{mP}, \tau_P) + \\
 &+ H_B(B, \tau_s, U_{mP}, \tau_P) + Y(U_{mE}, \tau_E) + \\
 &+ G_A(A, \tau_s, U_{mE}, \varphi_E) + G_B(B, \tau_s, U_{mE}, \varphi_E). \tag{14}
 \end{aligned}$$

Полученное выражение представляет собой искомую базовую вычислительную структуру.

Выводы

Синтезирована базовая вычислительная структура устройства оптимального приема сигналов автоматической локомотивной сигнализации в условиях аддитивного воздействия импульсной помехи, непрерывной помехи от линии электропередач и непрерывного гауссовского шума. В качестве направления дальнейшей работы рационально выбрать исследование возможностей наиболее экономной в вычислительном плане минимизации целевой функции.

$$\begin{aligned}
 2 \sum_{k=1}^K v_{Pk} s_k &= 2U_{mP} A \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) \cdot e^{-\alpha(t_k - \tau_P)^2} \times \\
 &\times \sin[\beta(t_k - \tau_P) + \gamma\pi] \cdot \sin \omega_s t_k + \\
 &+ 2U_{mP} B \sum_{k=1}^K f(t_k - \tau_s) \cdot e^{-\alpha(t_k - \tau_P)^2} \times \\
 &\times \sin[\beta(t_k - \tau_P) + \gamma\pi] \cdot \cos \omega_s t_k = \\
 &= H_A(A, \tau_s, U_{mP}, \tau_P) + H_B(B, \tau_s, U_{mP}, \tau_P), \tag{13}
 \end{aligned}$$

где $H_A(\dots)$ и $H_B(\dots)$ – соответственно первое и второе слагаемые выражения (13).

С учетом равенств (10), (12) и (13) выражение для правой части целевой функции приобретает вид

Список использованной литературы

1. Ananieva, O. Design of a device for optimal reception of signals against the background of a two-component Markov interference [Text] / O. Ananieva, M. Babaiev, V. Blyndiuk, M. Davidenko // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – No. 6/9 (90), 2017. – P.4–9.
2. Djukanovic, S. A Parametric Method for Multicomponent Interference Suppression in Noise Radars [Text] / S. Djukanovic, V. Popovic // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2012. – Vol. 48. – No. 3. – P. 2730–2738.
3. Zhenhua, Liu An Error-Minimizing Frameworks for Localizing Jammers in Wireless Networks [Text] / Liu Zhenhua, Liu Hongbo, Xu Wenyang, Chen Yingying //

- IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. – 2014. – Vol. 25. – No. 2. – P. 508–517.
4. Ананьева, О. М. Синтез нелинейного приёмника сигналов АЛСН в условиях действия многокомпонентной аддитивной помехи [Текст] / О. М. Ананьева, М. Г. Давиденко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2015. – № 6. – С. 46–50.
 5. Ананьева, О. М. Аппроксимация функции правдоподобия аддитивной смеси сигнала и двухкомпонентной помехи [Текст] / О. М. Ананьева, М. Г. Давиденко, М. М. Бабаев // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2016. – № 5. – С. 9–13.
 6. Ананьева, О. М. Математическая модель смеси сигнала и многокомпонентной помехи на входе путевых устройств железнодорожной автоматики [Текст] / О. М. Ананьева // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2017. – № 6. – С. 16–19.
 7. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники [Текст] / Б. Р. Левин. – М. : Радио и связь, 1989. – 656 с.

О. М. Ananieva. Reception of information signals of systems of railway automatic equipment in the conditions of action of three-component interference.

Typical situation in work of paths of signaling of systems of railway automatic equipment is need of reception of signal against the background of additive multicomponent interference. In quality interference component in almost significant part of cases the structural determined impulses, noise impulses, continuous accidental processes, sinusoidal interferences from power lines act. The purpose of this work is synthesis of basic computing structure of the device providing optimum reception of signals in the conditions of action of additive three-component interference. It is shown that if to use joint estimation of parameters of signal and interferences, and as optimality criterion to choose minimum of average square of mistake, then at mutual noncorrelatedness interfering component the basic computing structure of the optimum receiver represents the sum of two-dimensional and four-dimensional composed.

Keywords: assessment of parameters, minimum of average square of mistake, criterion function, three-component interference.

О. М. Ананьева. Приемания информационных сигналов систем залізничной автоматики в условиях дїї трикомпонентной завады. Типовою ситуацією в роботі трактів передачі сигналів систем залізничної автоматики є необхідність приймання сигналу на тлі адитивної багатоконпонентної завады. Як компоненти завады в практично значущій частині випадків виступають структурно-детерміновані імпульси, імпульси шуму, безперервні випадкові процеси, синусоїдальні завады від ліній електропередач. Метою даної роботи є синтез базової обчислювальної структури обладнання, що забезпечує оптимальне приймання сигналів в умовах дїї адитивної трикомпонентної завады. Показано, що якщо використовувати спільне оцінювання параметрів сигналу й завад, а як критерій оптимальності вибрати мінімум середнього квадрата помилки, то при взаємній некорельованості заводових компонент базова обчислювальна структура оптимального приймача є сумою двовимірних і чотиривимірних доданків.

Ключові слова: оцінка параметрів, мінімум середнього квадрата помилки, цільова функція, трикомпонентна завада.

Надійшла 15.01.2018 р.

Ananieva O. M., кандидат технических наук, докторант кафедры автоматики и компьютерного телеуправления движением поездов Украинского государственного университета железнодорожного транспорта. г. Харьков, Украина. E-mail: romashka13052015@gmail.com ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-6686-8249>

Ananieva O. M., Candidate of Technical Sciences, doctoral student of department of automation and computer telecontrol train traffic, Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkiv, Ukraine. E-mail: romashka13052015@gmail.com ORCID: <http://orcid.org/0000-0001-6686-8249>