

УДК 621.391:681.518

АНАНЬЕВА О.М., к.т.н., доцент кафедри електротехники і електричних машин,
 ДАВИДЕНКО М.Г., к.т.н., доцент кафедри електротехники і електричних машин
 (Український державний університет залізничного транспорту)

Синтез нелинейного приемника сигналов АЛСН в условиях действия аддитивной двухкомпонентной помехи

Проведен синтез алгоритма и аппаратной структуры приемника, работающего в условиях действия аддитивной двухкомпонентной помехи. Показано, что данный приемник должен осуществлять формирование некоторых двух величин, названных взвешенной корреляционной и взвешенной энергетической суммами.

Ключевые слова: двухкомпонентная помеха, оптимальный приемник, функция правдоподобия, нелинейный преобразователь, плотность распределения вероятностей.

Введение

Совершенствование систем автоматического управления подвижным составом – залог эффективного и безопасного функционирования железнодорожного транспорта в обозримой перспективе. Основой для него должны служить не только передовые инженерные разработки, но и изыскание базовых научных решений, стимулирующих их.

Постановка задачи

Канал передачи сигналов, используемый в системах автоматической локомотивной сигнализации (АЛСН), подвержен воздействию комплекса различных помех. Статистические свойства этих помех переменчивы, поэтому невозможно обеспечить высокодостоверную передачу сигналов АЛСН при использовании аппаратуры обработки сигналов, параметры которой не отслеживают характеристики входных помех. Поэтому целью работы определены теоретическое обоснование и синтез структуры оптимального приемника сигналов, способного изменять параметры алгоритма обработки в соответствии с текущей интенсивностью помех.

Анализ исследований

К настоящему времени разработаны достаточно адекватные модели канала передачи сигналов АЛСН, а также математические модели самих этих сигналов [1, 2]. В целях повышения достоверности принимаемых решений относительно вида принятого сигнала предложено применять анализ корреляционных зависимостей и нейросетевое распознавание сигналов [3, 4]. Синтезирован также квазиоптимальный приемник, учитывающий в процессе обработки среднестатистические свойства

двухкомпонентной помехи [5]. Однако параметры помех являются быстропеременными, в связи с чем возникает необходимость синтеза приемника, обеспечивающего высокую достоверность принятых решений в этих условиях.

Основной материал

Для более детального учета свойств помех не будем ограничиваться линеаризацией выражения (17) [5] для функции правдоподобия обрабатываемой реализации входного напряжения, а применим к этой функции правдоподобия аппроксимацию более сложного и универсального типа, основанную на тождественном равенстве

$$x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_k = \exp \left\{ \sum_{k=1}^K \ln x_k \right\}. \quad (1)$$

С учетом этого тождества выражение (17) [5] приобретает вид

$$p(\vec{u} | \vec{\lambda}) = \exp \left\{ \sum_{k=1}^K \ln p(u_k | \vec{\lambda}) \right\}. \quad (2)$$

Далее, поскольку экспонента является монотонной функцией своего аргумента, то правило (5) из работы [5] можно представить в эквивалентном виде

$$\hat{\lambda} = \hat{\lambda}^{(D)}, \text{ если } \{ \ln P(\hat{\lambda}^{(D)}) + \ln p(\vec{u}_k | \hat{\lambda}^{(D)}) \} = \\ = \max_{\lambda} \{ \ln P(\hat{\lambda}^{(D)}) + \ln p(\vec{u}_k | \hat{\lambda}^{(D)}) \}.$$

С учетом (2) это правило приобретает вид

$$\hat{\lambda} = \hat{\lambda}^{(D)}, \text{ если } \left\{ \ln P(\hat{\lambda}^{(D)}) + \sum_{k=1}^K \ln p(u_k | \hat{\lambda}^{(D)}) \right\} = \\ = K = \max_{\lambda} \left\{ \ln P(\hat{\lambda}^{(D)}) + \sum_{k=1}^K \ln p(u_k | \hat{\lambda}^{(D)}) \right\}. \quad (3)$$

Этот вид записи решающего правила позволяет провести более тонкий синтез приемного устройства. Представим логарифм условной плотности

вероятности каждого отсчета u_k в виде ряда Тейлора по степеням s_k в окрестности точки 0:

$$\ln\{p(u_k|\vec{\lambda})\} = \ln\{p[u_k - s_k(\vec{\lambda})]\} \approx \ln p(u_k) + \frac{dp(u_k - s_k)}{ds_k} \Big|_{s_k=0} \cdot s_k + \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2[\ln p(u_k - s_k)]}{ds_k^2} \Big|_{s_k=0} \cdot s_k^2. \quad (4)$$

Для сокращения записи введем обозначение

$$p'_s(u_k) = \frac{dp(u_k - s_k)}{ds_k} \Big|_{s_k=0}. \quad (5)$$

Преобразуем также выражение для второй производной, входящей в выражение (4):

$$\begin{aligned} \frac{d^2[\ln p(u_k - s_k)]}{ds_k^2} \Big|_{s_k=0} &= \frac{d}{ds_k} \left[\frac{p'_s(u_k - s_k)}{p(u_k - s_k)} \right] \Big|_{s_k=0} = \\ &= \frac{p(u_k) \cdot p''_s(u_k) - [p'_s(u_k)]^2}{p^2(u_k)}, \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$p''_s(u_k) = \frac{d^2 p(u_k - s_k)}{ds_k^2} \Big|_{s_k=0}. \quad (7)$$

$$p'_s(u_k) = \frac{d}{ds_k} \left[C + \frac{1}{2} p''_{n1}(0) \cdot (u_k^2 + s_k^2) - p''_{n1}(0) u_k s_k \right] \Big|_{s_k=0} = -p''_{n1}(0) u_k; \quad (11)$$

$$p''_s(u_k) = \frac{d^2}{ds_k^2} \left[C + \frac{1}{2} p''_{n1}(0) \cdot (u_k^2 + s_k^2) - p''_{n1}(0) u_k s_k \right] \Big|_{s_k=0} = p''_{n1}(0). \quad (12)$$

Пользуясь полученными результатами, находим

$$\begin{aligned} w(u_k) &= \frac{[C + 0,5 p''_{n1}(0) u_k^2] \cdot p''_{n1}(0) - [p''_{n1}(0)]^2 u_k^2}{[C + 0,5 p''_{n1}(0) u_k^2]^2} = \\ &= \frac{C p''_{n1}(0) - 0,5 [p''_{n1}(0)]^2 u_k^2}{[C + 0,5 p''_{n1}(0) u_k^2]^2} = \frac{p''_{n1}(0)}{C} \cdot \frac{1 - 0,5 \frac{p''_{n1}(0)}{C} u_k^2}{\left[1 + 0,5 \frac{p''_{n1}(0)}{C} u_k^2\right]^2} = \\ &= \rho \cdot \frac{1 - 0,5 \rho u_k^2}{(1 + 0,5 \rho u_k^2)^2}, \end{aligned} \quad (13)$$

где $\rho = p''_{n1}(0)/C$;

С учетом этих результатов выражение (4) примет следующий вид:

$$\ln p(u_k|\vec{\lambda}) \approx \ln p(u_k) + \frac{p'_s(u_k)}{p(u_k)} \cdot s_k + \frac{1}{2} w(u_k) \cdot s_k^2. \quad (8)$$

В итоге функция правдоподобия (2) такова:

$$p(\vec{u}|\vec{\lambda}) \approx \sum_{k=1}^K \ln p(u_k) + \sum_{k=1}^K \frac{p'_s(u_k)}{p(u_k)} \cdot s_k + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K w(u_k) \cdot s_k^2. \quad (9)$$

Первое слагаемое этого выражения есть константа:

$$H = \sum_{k=1}^K \ln p(u_k). \quad (10)$$

Последующие слагаемые рассчитаем применительно к нелинеаризованному выражению (14) [5] для условной плотности распределения вероятности одного отсчета:

соответственно имеем, что

$$\sum_{k=1}^K w(u_k) \cdot s_k^2 = \rho \cdot \sum_{k=1}^K \frac{1 - 0,5 \rho u_k^2}{(1 + 0,5 \rho u_k^2)^2} \cdot s_k^2. \quad (14)$$

Также находим коэффициент при втором слагаемом выражения (8):

$$\frac{p'_s(u_k)}{p(u_k)} = -\frac{p''_{n1}(0) u_k}{C + 0,5 p''_{n1}(0) u_k^2} = -\frac{\rho}{1 + 0,5 \rho u_k^2}. \quad (15)$$

Учитывая (10), (13) и (15), перепишем выражение (9) как

$$\sum_{k=1}^K \ln p(u_k | \vec{\lambda}) - H - \sum_{k=1}^K \frac{\rho}{1 + 0,5\rho u_k^2} \cdot u_k s_k + \sum_{k=1}^K \frac{1 - 0,5\rho u_k^2}{(1 + 0,5\rho u_k^2)^2} \cdot s_k^2. \quad (16)$$

Введем обозначения

$$v(u_k) = \frac{\rho}{1 + 0,5\rho u_k^2}, \quad (17)$$

$$w(u_k) = \rho \cdot \frac{1 - 0,5\rho u_k^2}{(1 + 0,5\rho u_k^2)^2}. \quad (18)$$

Тогда функция правдоподобия, рассчитанная как (4.36), приобретет вид

$$p(\vec{u} | \vec{\lambda}) = H \sum_{k=1}^K v(u_k) \cdot u_k s_k(\vec{\lambda}) + \sum_{k=1}^K w(u_k) \cdot s_k^2. \quad (19)$$

Видим, что оптимальная обработка состоит в вычислении двух сумм:

$$q(\vec{\lambda}) = \sum_{k=1}^K v(u_k) \cdot u_k s_k(\vec{\lambda}), \quad (20)$$

$$\mu(\vec{\lambda}) = \sum_{k=1}^K w(u_k) \cdot s_k^2(\vec{\lambda}). \quad (21)$$

Первую из них назовем взвешенной корреляционной суммой, вторую – взвешенной энергетической суммой. Суммирование проводится с весовыми коэффициентами, нелинейно зависящими от величины u_k отсчета, поступающего в обработку. При слабой помехе и слабом сигнале имеем $v(u_k) = w(u_k) \approx 1$ и суммы (20) и (21) превращаются соответственно в обычную корреляционную сумму и энергию сигнала. Если помеха $n_1(t)$ представляет собой случайный процесс с бимодальной и симметричной относительно нуля плотностью вероятности, то $\rho''(0) > 0$ и поэтому $\rho > 0$, и с ростом u_k весовые коэффициенты $v(u_k)$ и $w(u_k)$ уменьшаются, тем самым уменьшая вклад больших значений помехи в корреляционную и энергетическую суммы. Границы практической применимости соотношений (17) и (18) задаются

соотношениями между статистическими характеристиками помех $n_1(t)$ и $n_2(t)$. Так, при $n_2(t) = 0$ (т. е. $\sigma_2 = 0$) имеем из (15) [5], что $C = p_{n1}(0)$ и что

$$\rho = \frac{p_{n1}''(0)}{p_{n1}(0)}. \quad (22)$$

Для унимодальных плотностей распределения вероятностей (например, для гауссовской) величина $p_{n1}''(0) < 0$, а значит при $n_2(t) = 0$ $\rho < 0$, и для того, чтобы коэффициенты $v(u_k)$ и $w(u_k)$ не обратились в бесконечность должно быть выполнено неравенство $1 + 0,5\rho u_{kmax}^2 > 0$, т. е. $u_{kmax} < \sqrt{\frac{2}{|\rho|}}$.

Это ограничение обусловлено ограниченной величиной диапазона значений u_k , для которого приемлема аппроксимация (12) [1]. В противоположном случае, когда помеха $n_2(t)$ очень мощна (т. е. σ_2^2 очень велика) из (15) [5] следует, что $C \approx 0,5p_{n1}''(0)\sigma_2^2$ и согласно (4.34) имеем $\rho = 2/\sigma_2^2$, т. е. ρ положительно и не зависит от параметров помехи $n_1(t)$. Границей практической применимости выражений (20) и (21) по-прежнему является граница приемлемой точности квадратичной аппроксимации плотности $p_{v1}(u_k)$, причем эта плотность может быть какой угодно, лишь бы выполнялось условие $p_{v1}'(s_k) = 0$.

На рис. 1 показаны графики зависимостей весовых коэффициентов от величины входного сигнала для последней ситуации при $\sigma_1 = 5$ В, $\sigma_2 = 8$ В и 10 В. На рис. 2 представлен график зависимости выходного напряжения безынерционного нелинейного преобразователя, подающего отсчеты $v_k = v(u_k) \cdot u_k$ в коррелятор. Видим, что этот нелинейный преобразователь при малых величинах входного напряжения формирует отсчеты v_k , величины которых прямо пропорциональны величинам u_k входных отсчетов, а с ростом входного напряжения его амплитудная характеристика приближается к характеристике амплитудного ограничителя. Кроме того, с ростом дисперсии σ_2^2 помехи $n_2(t)$ коэффициент упомянутой пропорциональности уменьшается, что ведет одновременно к

пропорциональному подавлению как сигнала, так и помехи.

Полученные в настоящей работе результаты по оптимальному различению сигналов в условиях действия двухкомпонентной помехи, заданной соотношениями (6) - (9), введенными в работе [5], вполне согласуются с общими выводами теории нелинейной когерентной обработки сигналов [6, 7, 8].

При построении структурной схемы оптимального приемника, реализующего критерий максимума апостериорной вероятности, учтём, что слагаемое H из (16) одинаково для всех сравниваемых сумм выражения (3) и что параметр λ может принять четыре значения в соответствии с выражением (3) работы [5], так как перед приемником стоит задача различения четырех возможных сигналов З, Ж, КЖ и О («отсутствие сигнала»).

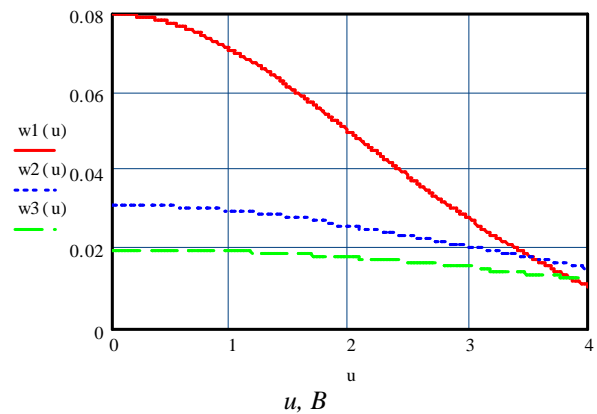
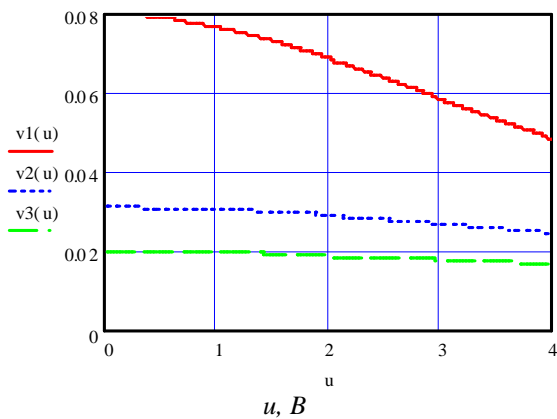


Рис. 1. Весовые функции входного сигнала: — $\sigma_1 = 5 \text{ В}$ $\sigma_2 = 8 \text{ В}$ - - - - $\sigma_3 = 10 \text{ В}$

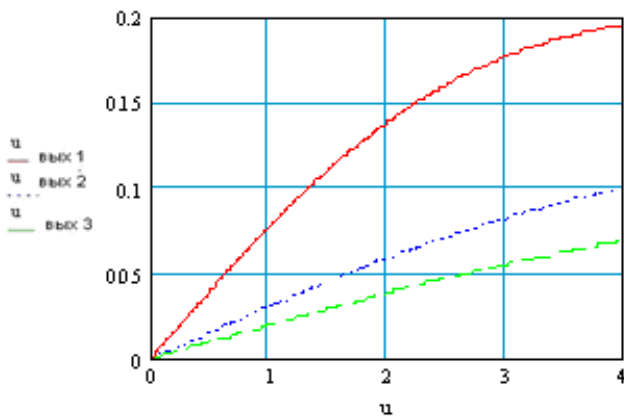


Рис. 2. Выходное напряжение безынерционного нелинейного преобразователя

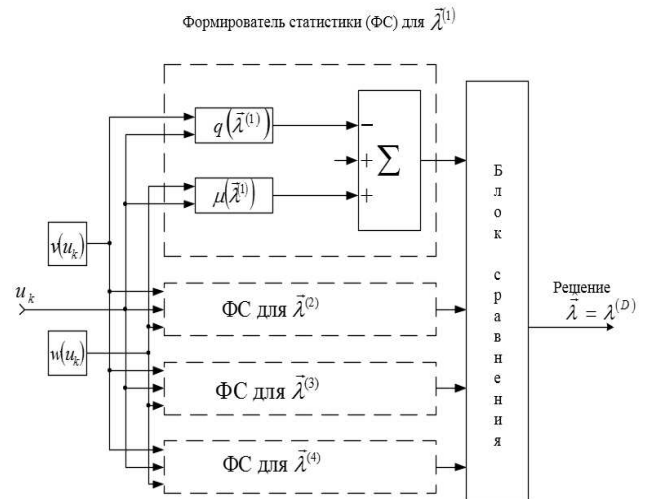


Рис. 3. Нелинейный приемник сигналов АЛСН

Опустим также вспомогательные устройства, осуществляющие дискретизацию сигнала. Итоговая схема (рис. 3) описывает устройство, обеспечивающее оптимальную обработку сигнала при наличии двухкомпонентной помехи (один из компонентов которой может быть импульсным, например $u_2(t)$), аддитивные составляющие которой могут иметь произвольные плотности распределения вероятностей мгновенных значений.

Отличительной особенностью синтезированного устройства является наличие узлов нелинейной обработки входного сигнала, обеспечивающих нарастающее подавление аддитивной смеси сигнала и шума на тех временных интервалах, где величина её напряжения велика из-за действия импульсных помех.

Вывод

Использование более точной аппроксимации совместной плотности вероятности распределения сигнала АЛСН и помех позволило заменить жесткую обработку входной реализации аддитивной смеси сигнала и помех «в целом» на гибкую обработку, при которой степень подавления помех на разных фрагментах реализации разная и тем больше, чем интенсивнее помехи на этих участках.

Литература

1. Математична модель каналу передачі сигналів числових кодів АЛСН [Текст] / М.М. Бабаєв, О.М. Ананьєва, М.Г. Давиденко, В.О. Сотник // Зб. наук. праць. – Харків: УкрДАЗТ, 2012. – Вип. 134. – С. 187-198.
2. Часові характеристики струму шунта та електрорушійної сили локомотивних котушок системи АЛСН [Текст] / Ананьєва О.М., Давиденко М.Г., Сотник В.О., Бабаєв М.М. // Зб. наук. праць. – Харків: УкрДАЗТ, 2011. – Вип. 127. – С. 56-78.
3. Аналіз кореляційних залежностей для синтезу приймача кодів АЛСН [Текст] / В.О. Сотник, М.М. Бабаєв, М.М. Чепцов // Зб. наук. праць. – Донецьк: ДонІЗТ, 2013. – Вип. 34. – С. 49-56.
4. Нейромережева модель розпізнавання тривалості імпульсів та інтервалів кодів АЛСН [Текст] / В.О. Сотник, М.М. Бабаєв, М.М. Чепцов // Зб. наук. праць. – Донецьк: ДонІЗТ, 2013. – Вип. 36. – С. 67-78.
5. Ананьєва, О.М. Прием сигналов АЛСН в условиях действия двухкомпонентной помехи [Текст] / О.М. Ананьєва, М.Г. Давиденко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2015. – № 5. – С. 52-56.
6. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем [Текст] / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
7. Теория обнаружения сигналов [Текст] / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович [и др.]; под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
8. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех [Текст] / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

О. М. Ананьєва, М. Г. Давиденко. Синтез нелінійного приймача сигналів АЛСН в умовах дії адитивної двокомпонентної завади. Проведено синтез алгоритму та апаратної структури приймача, який працює в умовах дії двокомпонентної завади. Показано, що даний приймач повинен здійснювати формування двох певних величин, названих зваженою

кореляційною та зваженою енергетичною сумами.

Ключові слова: двокомпонентна завада, оптимальний приймач, функція правдоподібності, нелінійний перетворювач, щільність розподілу ймовірностей.

O.M. Anan'yeva, M.G. Davidenko. Synthesis of the nonlinear receiver of CACS signals in the conditions of the additive two-component interference.

The introduction of high speed traffic on railway transport stipulates for the necessity to solve the task of the improvement of the existing systems of automatic locomotive signaling which are considerably subjected to the influence of electromagnetic interferences of different nature

As a rule these interferences are multicomponent and their components are statistically independent. The aim of the given work is the synthesis of the algorithm and hardware-based structure of the receiver, working in the conditions of additive two-component interference.

It has been shown that the given receiver must form some two magnitudes called weighted correlated and weighted energy sums.

The summation is done with weighting coefficients, nonlinearly depending on readout value of signal voltage coming to processing. The structure of the corresponding receiver is four-channel with two inertialess nonlinear converters at common input.

The synthesized device ensures optimal reception of signals on the background of two-component interferences with a wide class of probability density functions of instantaneous values of their voltages.

Key words: two-component interference, optimum receiver, likelihood function, nonlinear converter, probability density function.

Рецензент д.т.н., професор Бабаєв М.М. (УкрГУЖТ)

Поступила 19.10.2015 з.

Ананьєва О.М., кандидат технічних наук, доцент кафедри електротехніки і електричних машин Українського державного університету залізничного транспорту, Харків, Україна.

Давиденко М.Г., кандидат технічних наук, доцент кафедри електротехніки і електричних машин Українського державного університету залізничного транспорту, Харків, Україна.

Anan'yeva O. M., Candidate of Technical Sciences, associate professor of electrical equipment and electrical machines Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkov, Ukraine.

Davidenko M. G., Candidate of Technical Sciences, associate professor of electrical equipment and electrical machines Ukrainian State University of Railway Transport, Kharkov, Ukraine.