

ПОВЫШЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ БЕЗОПАСНОСТИ УСТРОЙСТВ СЧЕТА ОСЕЙ ПОДВИЖНОГО СОСТАВА

Представил д.т.н., проф. Бойник А. Б.

Введение

Функциональная безопасность систем железнодорожной автоматики во многом зависит от устройств, используемых для контроля свободности участка, в качестве которых в большинстве систем используются рельсовые цепи. В ряде случаев (при контроле малодеятельных участков, длинных перегонов, участков с пониженным сопротивлением балласта и др.) применение рельсовых цепей нецелесообразно или затруднительно. В этих случаях для контроля участка можно использовать устройства счета осей подвижного состава (УСО ПС), первичными элементами которых являются точечные путевые датчики (ТПД).

При разработке УСО ПС необходимо определить требования к ним по обеспечению необходимого уровня безопасности. Под безопасностью систем железнодорожной автоматики (СЖАТ) понимают их свойство непрерывно сохранять исправное, работоспособное или защитное состояние в течение некоторого времени или некоторой наработки [1,2]. В целом проблему обеспечения безопасности необходимо рассматривать как часть общей проблемы обеспечения надежности. Выработка требований к СЖАТ по обеспечению безопасности подразумевает определение критериев опасного отказа, параметров и уровня безопасности, а также концепции безопасности. В качестве концепции безопасности для УСО ПС в первом приближении можно принять концепцию, сформулированную для микроэлектронных систем, согласно которой одиночные дефекты аппаратных и программных средств не должны приводить к опасным отказам, а должны обнаруживаться с заданной вероятностью на рабочих и тестовых воздействиях не позднее, чем в системе возникнет второй дефект [1,2]. Под

отказом УСО ПС будем понимать любую ошибку в подсчете числа проследовавших осей. Поскольку для УСО ПС при общем рассмотрении без учета особенностей конкретной схемы, в которой возможно его применение, невозможно определить какая из ошибок счета осей приведет к опасной ситуации, будем считать каждую ошибку в подсчете осей опасным отказом. Такое предположение приводит к заниженной оценке безопасности УСО ПС. Под параметром безопасности будем понимать достоверность счета, а под критерием опасного отказа – нарушение достоверности счета осей подвижного состава. При определении требуемого уровня безопасности УСО ПС необходимо исходить из существующих уровней безопасности для релейных СЖАТ.

На достоверность информации, получаемой от точечных путевых датчиков, влияет целый ряд случайных факторов, в том числе – механические воздействия со стороны подвижного состава, климатические факторы (температура, влажность), различие колес подвижного состава по типу, степени износа и т.д. Кроме этого, в области расположения УСО ПС действуют различные посторонние электромагнитные поля, источниками которых служат высоковольтные линии электропередач, контактная сеть, рельсовые линии, подвижной состав, близко расположенные радиостанции, различные электротехнические устройства (электромагнитные реле, трансформаторы, электродвигатели). Вследствие этого совместно с сигналами от точечных путевых датчиков (ТПД) на вход приемника УСО ПС поступают различные помехи, что снижает достоверность счета осей. Одним из эффективных способов уменьшения влияния различных негативных воздействий на

УСО ПС является использование дифференциальных ТПД. В работе [3] рассмотрен вопрос обнаружения сигнала от односекционного ТПД на фоне белого гауссового шума. В [4] рассмотрен вопрос синтеза устройства для обнаружения оси подвижного состава по сигналам от двух независимых ТПД.

Цель работы

Целью данной работы является синтез помехоустойчивого приемного устройства для обнаружения сигнала от электромагнитного дифференциального ТПД на фоне помех, что позволит повысить достоверность счета осей и, следовательно, повысить функциональную безопасность УСО ПС.

Синтез оптимального приемного устройства

Электромагнитный дифференциальный ТПД (рис. 1) содержит передающую катушку, подключенную к генератору, и две дифференциально включенных приемных катушки, подключенных к приемному устройству. Параллельно катушкам включены конденсаторы, обеспечивающие настройку контуров в резонанс с частотой генератора. При прохождении оси подвижного состава над ТПД, на его выходе появляется высокочастотный двухимпульсный сигнал. Для решения задачи обнаружения нужно аппроксимировать данный сигнал аналитической функцией. Для этого была измерена зависимость выходного сигнала ТПД от положения имитатора колеса относительно центра ТПД (рис. 2).

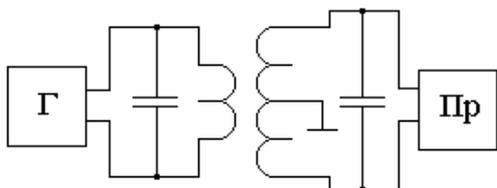


Рис. 1. Структурная схема электромагнитного дифференциального ТПД

Как видно из рис. 2 при аппроксимации каждого сигнального импульса гауссовой кривой аппроксимирующая функция удов-

летворительно согласуется с экспериментальными точками.

Таким образом, сигнал от ТПД можно описать выражением

$$s(t) = A \left(\exp \left\{ \frac{-(m(t-t_s))^2}{2a^2} \right\} - \exp \left\{ \frac{-(m(t-t_s)-\tau)^2}{2a^2} \right\} \right) \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

где A – амплитуда сигнала, t_s – время появления сигнала, τ – интервал между импульсами (при $m=1$), a – длительность импульсов по уровню 0.606 (при $m=1$), m – коэффициент, зависящий от скорости движения колеса, ω_0 – рабочая частота датчика, $0 \leq t \leq T$, T – интервал наблюдения. Параметры a и τ зависят от размеров катушек ТПД.

Параметры A , m , t_s являются случайными величинами. Так как амплитуда сигнала A зависит от целого ряда независимых случайных факторов (зазора между колесом и поверхностью ТПД, поперечного смещения колеса относительно центра ТПД и др.), то будем считать, что амплитуда распределена по нормальному закону. Предположим также, что параметры a и τ распределены равномерно

$$p(A) = \frac{1}{\sigma_A \sqrt{2\pi}} \exp \left\{ \frac{-(A - m_A)^2}{2\sigma_A^2} \right\}, \quad (2)$$

$$p(m) = \begin{cases} \frac{1}{m_{\max} - m_{\min}}, & m \in [m_{\max}, m_{\min}] \\ 0, & m \notin [m_{\max}, m_{\min}] \end{cases}, \quad (3)$$

$$p(t_s) = \begin{cases} \frac{1}{t_{s\max} - t_{s\min}}, & t_s \in [t_{s\max}, t_{s\min}] \\ 0, & t_s \notin [t_{s\max}, t_{s\min}] \end{cases}. \quad (4)$$

На вход приемника поступает аддитивная смесь сигнала и помехи

$$\xi(t) = \theta \cdot s(t) + n(t), \quad (5)$$

где θ – параметр обнаружения ($\theta=1$ – есть сигнал, $\theta=0$ – нет сигнала). Рассмотрим случай, когда $n(t)$ представляет собой белый гауссовский шум с нулевым матема-

тическим ожиданием и корреляционной функцией

$$R_n(t_1, t_2) = \frac{N}{2} \delta(t_2 - t_1), \quad (6)$$

где N – односторонняя спектральная плотность шума, $\delta(x)$ – дельта-функция.

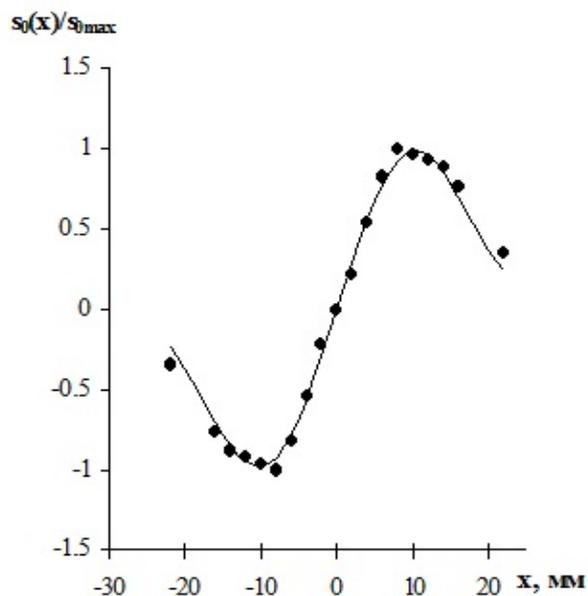


Рис. 2. Выходной сигнал ТПД (точки – эксперимент, линия – аппроксимирующая функция)

В работе [5] было показано, что для определения значения параметра θ , т.е. для обнаружения сигнала от ТПП, необходимо сравнить с некоторым порогом h корреляционный интеграл X

$$X > h(\theta = 1), \quad X < h(\theta = 0), \quad (7)$$

где $X = \int_0^T s(t) \cdot \xi(t) dt$.

Для нахождения интеграла X можно использовать согласованный фильтр [5]. Временная инвариантность фильтра устраняет необходимость учитывать время появления сигнала t_s .

По определению, согласованный фильтр имеет следующую частотную характеристику [5]

$$K(j\omega) = BS^*(j\omega) \exp\{-j\omega t_0\}, \quad (8)$$

где $S^*(j\omega)$ – величина комплексно сопряженная со спектром сигнала $s(t)$, B – постоянная, характеризующая усиление фильтра, t_0 – время появления максимума на выходе фильтра.

$$R_n(t_1, t_2) = \frac{N}{2} \delta(t_2 - t_1)$$

Применив преобразование Фурье к сигналу (1), определим его спектр

$$S(j\omega) = A \frac{\sqrt{2\pi}a}{m} \exp\left\{-\frac{(\omega - \omega_0)^2 a^2}{2m^2}\right\} \times \exp\{-j(\omega - \omega_0)t_s\} \left[1 - \exp\frac{-j(\omega - \omega_0)\tau}{m}\right]. \quad (9)$$

Полагая $t_0 = t_s + \frac{\tau}{m}$, по формуле (8) находим комплексную частотную характеристику фильтра

$$K(j\omega) = BA \frac{\sqrt{2\pi}a}{m} \exp\left\{-\frac{(\omega - \omega_0)^2 a^2}{2m^2}\right\} \times \exp\{-j\omega_0 t_s\} \left[\exp\frac{-j\omega\tau}{m} - \exp\frac{-j\omega_0\tau}{m}\right]. \quad (10)$$

Как видно из выражения (10) частотная характеристика согласованного фильтра зависит от коэффициента m , т.е. от скорости движения подвижного состава. Предположим, что коэффициент m является детерминированной величиной. Тогда по частотной характеристике (10) синтезируем функциональную схему согласованного фильтра (рис. 3,а). Он состоит из усилителя, полосового фильтра, фазосдвигающих цепей, линии задержки и вычитающего устройства. Наличие фазосдвигающих цепей усложняет настройку такого фильтра.

Более простой согласованный фильтр получается для обнаружения сигнала (1) после его детектирования. Комплексная частотная характеристика такого фильтра определяется выражением

$$K_0(j\omega) = BA \frac{\sqrt{2\pi}a}{m} \exp\left\{-\frac{\omega^2 a^2}{2m^2}\right\} \times \left[\exp\frac{-j\omega\tau}{m} - 1\right], \quad (11)$$

Функциональная схема приведена на рис. 3,б.

С учетом случайного характера величины m оптимальный приемник должен строиться по многоканальной или адаптивной схеме. Многоканальный приемник содержит ряд согласованных фильтров для различных возможных значений величины m . В адаптивном приемнике перед обработкой принятого колебания производится оценка величины m . Однако, такие устройства требуют больших аппаратных затрат.

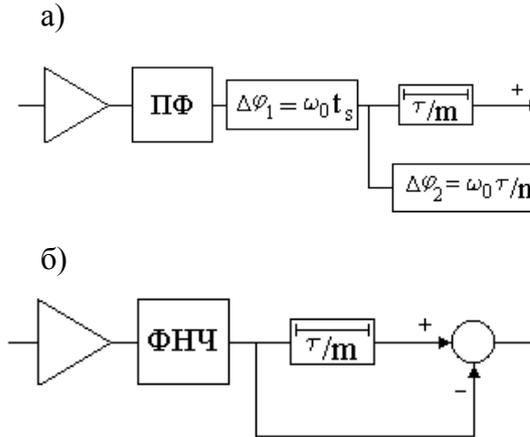


Рис. 3. Функциональные схемы согласованных фильтров:

а – для приемника без детектора; б – для приемника с детектором

Квазиоптимальный приемник для обнаружения выходного сигнала дифференциального ТПД

Для практических целей можно рекомендовать квазиоптимальный приемник, функциональная схема которого приведена на рис. 4. Он состоит из синхронного детектора, усилителя, фильтра низких частот, пороговых элементов. Использование синхронного детектора и двух пороговых элементов позволяет контролировать направление движения транспортного средства. Фильтр низких частот имеет характеристику, согласованную со спектральной характеристикой сигнала на выходе синхронного детектора при максимально возможной скорости движения транспортного средства. Частотная характеристика такого фильтра имеет вид

$$K(j\omega) = B \exp\left\{-\frac{\omega^2 a^2}{2M^2}\right\} \exp\{-j\omega t_d\}, \quad (12)$$

где t_d – задержка фильтра, $M = m_{max}$.

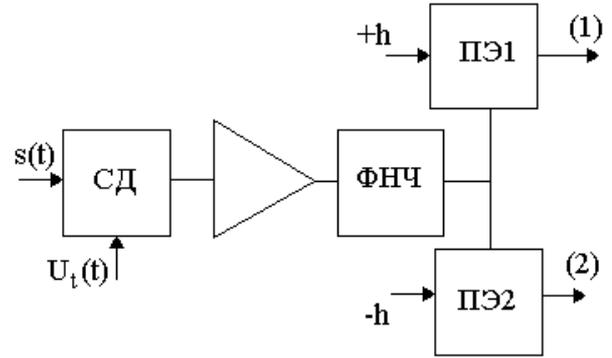


Рис. 4. Функциональная схема квазиоптимального приемника

Определение вероятности ошибки при обнаружении сигнала от дифференциального ТПД

При обнаружении сигнала от ТПД возможны ошибки двух видов: 1) шум превосходит порог и принимается неправильное решение о наличии сигнала; 2) уровень сигнала ниже порогового уровня и принимается ошибочное решение об отсутствии сигнала. Определим вероятность общей ошибки для квазиоптимального приемника. Для этого необходимо знание вероятностных характеристик случайной величины на входе пороговых элементов при наличии полезного сигнала и в его отсутствие. Пусть сигнал от ТПП присутствует. Тогда с выхода ФНЧ на вход пороговых элементов поступает аддитивная смесь сигнала и помехи

$$q_1(t) = q_s(t) + q_n(t), \quad (13)$$

где $q_s(t)$ – сигнальная составляющая, $q_n(t)$ – составляющая помехи. Найдем сигнальную составляющую $q_s(t)$

$$q_s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(j\omega) S_0(j\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (14)$$

где $K(j\omega)$ – частотная характеристика ФНЧ (12), $S_0(j\omega)$ – спектр выходного сигнала синхронного детектора. Будем считать, что задержка фильтра равна нулю ($t_d=0$), а постоянная B , характеризующая усиление фильтра, равна единице. Вычислив интеграл (14), получим

$$q_s(t) = A \frac{M}{\sqrt{m^2 + M^2}} \left[\exp \left\{ -\frac{M^2 m^2 (t - t_s)^2}{2a^2 (m^2 + M^2)} \right\} - \exp \left\{ -\frac{M^2 m^2 (t - t_s - \tau/m)^2}{2a^2 (m^2 + M^2)} \right\} \right] \quad (15)$$

Определим вероятностные характеристики напряжения q_1 на выходе ФНЧ в момент времени $t = t_s$, т.е. при максимуме полезного сигнала

$$q_1 = q_s + q_n, \quad (16)$$

где $q_s = A \frac{M}{\sqrt{m^2 + M^2}}$ – максимальное значение $q_s(t)$.

Расчеты показывают, что распределение случайной величины q_s при $M = m_{max}$ близко к нормальному. Числовые характеристики случайной величины q_s , как функции двух независимых случайных величин A и m , определяются выражениями [6]

$$m_{q_s} = m_A m_y, \quad (17)$$

$$\sigma_{q_s}^2 = (\sigma_A^2 + m_A^2)(\sigma_y^2 + m_y^2) - m_A^2 m_y^2, \quad (18)$$

где

$$m_y = \int_{m_{min}}^{m_{max}} \frac{M}{\sqrt{m^2 + M^2}} p(m) dm,$$

$$\sigma_y^2 = \int_{m_{min}}^{m_{max}} \left(\frac{M}{\sqrt{m^2 + M^2}} - m_y \right)^2 p(m) dm.$$

Так как ФНЧ представляет собой линейную систему, то величина q_n распределена по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией [6]

$$\sigma_{q_n}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N}{2} K^2(\omega) d\omega = \frac{MN}{4\sqrt{\pi a}}, \quad (19)$$

где $K(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика ФНЧ.

Величина q_1 , как сумма двух независимых гауссовых случайных величин, также является гауссовой [6]

$$p_1(q_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{q_1}} \exp \left\{ -\frac{(q_1 - m_{q_1})^2}{2\sigma_{q_1}^2} \right\}, \quad (20)$$

где

$$m_{q_1} = m_{q_s} + m_{q_n} = m_{q_s},$$

$$\sigma_{q_1}^2 = \sigma_{q_s}^2 + \sigma_{q_n}^2.$$

В отсутствие сигнала от ТПП на вход пороговых элементов поступает напряжение

$$q_0 = q_n, \quad (21)$$

плотность вероятности которого

$$p_0(q_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{q_n}} \exp \left\{ -\frac{q_0^2}{2\sigma_{q_n}^2} \right\}. \quad (22)$$

Вероятность общей ошибки определяется выражением

$$p_e = p_{pr0} \int_h^{\infty} p_0(q_0) dq_0 + p_{pr1} \int_{-\infty}^h p_1(q_1) dq_1, \quad (23)$$

где p_{pr0} , p_{pr1} – априорные вероятности отсутствия и наличия сигнала от ТПД. Как видно из выражения (23), вероятность общей ошибки зависит от значения порогового уровня h .

По полученному математическому описанию с помощью пакета MathCad были рассчитаны и построены зависимости вероятности ошибки от значения порогового уровня h при различных уровнях помехи (рис. 5).

При этом использовались следующие значения параметров: $m_{min} = 0,0083$, $m_{max} = 3,33$, $a = 1,5$ мс, $m_A = 0,5$ В, $\sigma_A = 0,1$ В, $p_{pr0} = 0,9$, $p_{pr1} = 0,1$. Пороговый уровень h должен выбираться таким, чтобы обеспечивалось минимальное значение вероятности ошибки. При этом необходимо учитывать уровень шума на входе приемного устройства.

Методы защиты от импульсных помех

Реальные электромагнитные помехи, которые действуют в области расположения ТПД, можно разделить на флуктуационные,

сосредоточенные по спектру и импульсные. При этом только флуктуационные помехи хорошо описываются моделью белого гауссового шума. Сосредоточенные по спектру – это прежде всего помехи от тягового тока 50 Гц и его гармоник. Так как рассматриваемый ТПД работает на высоких частотах (десятки-сотни килогерц), а его контура настроены в резонанс с рабочей частотой, то электромагнитные помехи от тягового тока 50 Гц не влияют на работу ТПД.

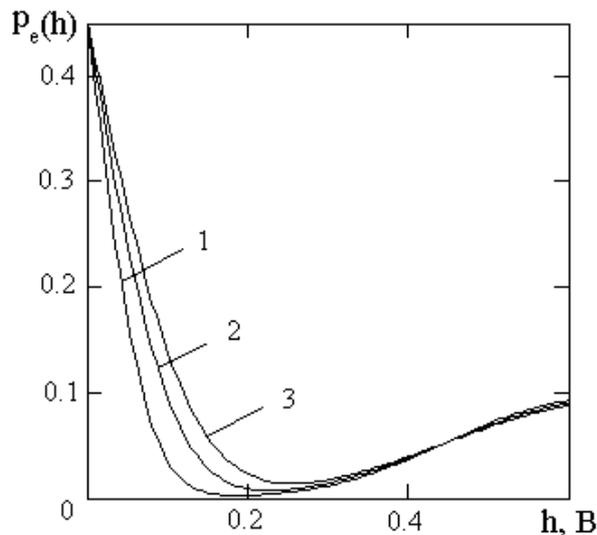


Рис. 5. Зависимость вероятности общей ошибки от значения порогового уровня при разных уровнях помехи (1 – $N=10^{-5}$, 2 – $N=2 \cdot 10^{-5}$, 3 – $N=3 \cdot 10^{-5}$)

Импульсные помехи создаются контактной сетью, коммутационными устройствами на подвижном составе. В результате их действия в приемных катушках ТПД наводятся ЭДС, величина которых пропорциональна производной от магнитного потока по времени. При этом в приемном контуре возникают затухающие колебания на рабочей частоте ТПД (происходит ударное возбуждение приемного контура ТПП), которые описываются выражением [7]

$$u_p(t) = U_p \exp(-\delta t) \sin(\omega_0 t + \varphi_p), \quad (24)$$

где $\delta = \frac{R}{2L}$ – коэффициент затухания приемного контура, U_p и φ_p – амплитуда и фаза колебаний. В результате этого на выходе ФНЧ возникает импульс, который описывается выражением

$$q_\eta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \eta(t') h(t-t') dt', \quad (25)$$

где $\eta(t) = C \exp\{-\delta t\}$ – сигнал помехи на входе ФНЧ (колебание (24) после детектирования), $h(t) = \frac{M}{a\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{M^2 t^2}{2a^2}\right\}$ – импульсная характеристика ФНЧ. Импульс (25) может привести к ложному срабатыванию пороговых элементов.

$$\frac{q_s(t)}{q_{smax}}, \frac{q_r(t)}{q_{rmax}}$$

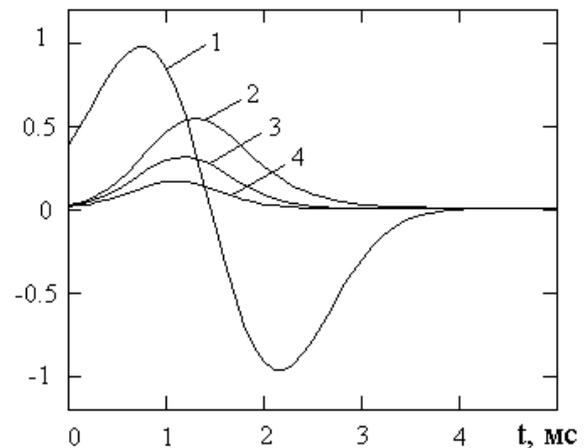


Рис. 6. Сигнальная составляющая (1) и составляющая помехи при $\delta=2500$ (2), $\delta=5000$ (3), $\delta=10000$ (4)

Одним из способов защиты от импульсных помех является использование схем, построенных по принципу ШОУ (широкополосный фильтр – ограничитель – узкополосный фильтр) [7]. В нашем случае, в качестве широкополосного фильтра может использоваться приемный контур ТПД. Для этого в контур надо ввести демпфирующие сопротивления, способствующие быстрому затуханию колебаний, возникающих от действия импульсных помех.

С помощью математического пакета MathCad были рассчитаны и построены (рис. 6) сигнальная составляющая (15) при $m=m_{max}$ и составляющая помехи (25) на выходе ФНЧ при одинаковой амплитуде сигнала и помехи на входе ФНЧ для различных значений коэффициента затухания δ .

Как видно из полученных характеристик для того, чтобы составляющая импульсной помехи на выходе ФНЧ (на входах порого-

вых элементов) была значительно меньше сигнальной составляющей нужно выбирать коэффициент затухания приемного колебательного контура $\delta \geq 10000$.

Выводы

В данной работе рассмотрены факторы, влияющие на функциональную безопасность устройств счета осей подвижного состава. Предложено в качестве параметра безопасности УСО ПС использовать достоверность счета осей, а в качестве критерия опасного отказа – нарушение достоверности счета осей.

Для повышения достоверности счета осей проведен синтез приемного устройства для обнаружения выходного сигнала электромагнитного дифференциального ТПД на фоне помех. Предложены функциональные схемы оптимального и квазиоптимального приемников. Определена вероятность ошибки обнаружения сигнала при использовании квазиоптимального приемника. Рассмотрен механизм воздействия импульсных помех и предложено способ защиты от них.

Библиографический список

1. Сапожников, В. В. Надежность систем железнодорожной автоматики, телемеханики и связи [Текст] : учебное пособие для вузов ж.д. трансп. / Вл. В. Сапожников, В. И. Шаманов; Под ред. Вл. В. Сапожникова. – М.: Маршрут, 2003. – 263 с.
2. ДСТУ 4178-2003. Комплекси технічних засобів систем керування та регулювання руху поїздів. Функційна безпечність і надійність. Вимоги та методи випробування [Текст]: Національний стандарт України. – Київ: Держспоживстандарт України, 2003. – 32с.

3. Соболев, Ю. В. Путевые преобразователи автоматизированных систем управления железнодорожного транспорта [Текст] / Ю. В. Соболев. – Харьков: ХФИ «Транспорт Украины», 1999. – 200с.
4. Бабаев, М. М. Синтез помехоустойчивых приемников сигналов от точечных датчиков [Текст] / М. М. Бабаев // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 1997. – №4 – С62-64.
5. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов [Текст] / В. И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320с.
6. Вентцель, Е. С. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения [Текст] / Е. С. Вентцель, Л. А. Овчаров. – М.: Наука, 1991. – 384 с.
7. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] / И. С. Гоноровский. – М.: Сов. радио, 1971. – 671 с.

Ключевые слова: функциональная безопасность, устройства счета осей, электромагнитный дифференциальный датчик, вероятность ошибки, синтез приемного устройства.

Ключові слова: функціональна безпека, пристрої підрахунку осей, електромагнітний диференціальний датчик, імовірність помилки, синтез прийомного пристрою.

Key words: functional safety, axes count device, electromagnetic differential sensor, probability of the mistake, synthesise of receiver.

Поступила в редколлегию 31.01.2011.

Принята к печати 1.02.2011.