

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ ОТ ПРИБОРОВ УЧЕТА ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭНЕРГОРЕСУРСОВ В ЖИЛЫХ КВАРТИРАХ НА ФОНЕ ПОМЕХ ПУТЕМ ИХ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Ю. Т. Карманов, А. Ю. Карманов

Предложен и исследован способ подавления помех в системе передачи информации по радиоканалам от приборов учета энергоресурсов в жилых квартирах путем их дополнительной частотной модуляции.

Ключевые слова: приборы учета, энергоресурсы, частотная модуляция.

Для организации автоматизированного индивидуального учета потребления энергоресурсов в квартире жилого дома необходимо обеспечить передачу информации от первичных датчиков (температуры теплоносителя, расхода теплоносителя, потребленной электроэнергии, воды и т.п.), установленных в каждой квартире на общедомовой пункт учета энергоресурсов и расчетов платежей.

В квартире типового жилого дома может находиться до десяти первичных датчиков. В типовом жилом доме необходимо систематически собирать информацию на общедомовом пункте учета с нескольких тысяч первичных датчиков. При этом система сбора с первичных датчиков должна быть не дорогой, простой в эксплуатации.

Один из вариантов построения такой системы сбора информации основывается на «асинхронных» радиодатчиках с простыми маломощными радиопередатчиками на фиксированной несущей частоте, которые систематически в соответствии с автономными часами излучают кодированные радиопосылки, содержащие информацию о номере датчика и значении регистрируемого параметра. На общедомовом пункте учета находится радиоприемное устройство, которое должно обеспечивать устойчивый прием радиосигналов от радиодатчиков, декодировать информацию о номере датчика и значении регистрируемого параметра. При этом обратный канал связи от приемного устройства к каждому радиодатчику отсутствует. На основе этой информации специализированная биллинговая система производит расчеты энергозатрат по каждой квартире и необходимые платежи.

Практическая реализация описанного способа требует обеспечения устойчивого приема слабой радиопосылки от датчика на фоне помех, обуслов-

ленных как работой большого количества радиодатчиков в доме на одной и той же несущей частоте, так и наличием в жилом доме других радиоизлучений.

В настоящей статье исследуется возможность подавления помехи на входе приемного устройства общедомового пункта учета путем дополнительной частотной модуляции радиопосылок датчиков.

1. Способ подавления проникающей помехи на входе радиоприемного устройства путем частотной модуляции радиопосылок

Когда существует возможность получения в радиоприемном устройстве точной копии помехового колебания, то помеха на входе радиоприемного устройства подавляется простым вычитанием копии помехи из принимаемой смеси помехи и радиопосылки. Как известно [1] дополнительная модуляция излучаемого радиокосебания с последующей модуляцией (демодуляцией) на приемной стороне приводит к частичному подавлению этого радиокосебания. Поэтому, подвергая излучаемые радиопосылки частотной модуляции с последующей частотной модуляцией смеси помехи и радиопосылки можно добиться в ней подавления радиопосылки и получить практически точную копию помехового колебания. Вычитая ее из входной смеси помехи и радиопосылки подавить проникающую помеху.

Схема организации подавления проникающей помехи описанным способом приведена на рис. 1, где используются обозначения: 1 – радиодатчик; 2 – ЧМ-модуляторы; 3 – генераторы модуляций; 4 – канал распространения радиопосылки по дому; 5 – полосовые фильтры на частотах $f_0, f_0 + 2F_m$; 6 – устройство переноса частот, выравнивания амплитуд, фаз; 7 – вычитающее устройство; 8 – приемное устройство общедомового пункта учета.

Процесс подавления помехи состоит из нескольких этапов.

На первом этапе, сформированная радиодатчиком радиопосылка $U_c(t) = \text{Re}\{\dot{U}_c(t)e^{j2\pi f_0 t}\}$ с комплексной огибающей $\dot{U}_c(t)$ и несущей частотой

Карманов Юрий Трофимович - д.т.н., профессор, заведующий кафедрой цифровых радиотехнических систем ЮУрГУ; ea@drts.susu.as.ru.

Карманов Алексей Юрьевич - подполковник, преподаватель Челябинского высшего авиационного училища штурманов, соискатель при кафедре конструирования и производства радиоаппаратуры ЮУрГУ; ea@drts.susu.ac.ni.

той f_0 дополнительно модулируется по частоте колебанием с комплексной огибающей $\dot{U}_{m1}(t) = e^{jm \cos 2\pi F_m t}$. Здесь m – индекс модуляции, F_m – частота модуляций.

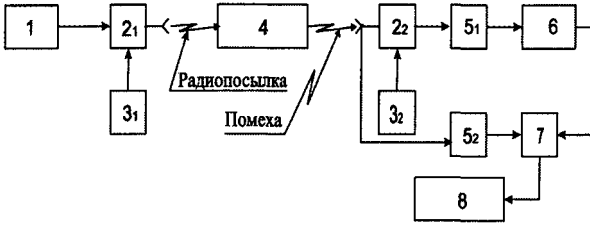


Рис. 1. Схема организации подавления

В результате излучается модулированная радиопосылка вида:

$$U_{cm}(t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_c(t) e^{j[2\pi f_0 t + m \cos 2\pi F_m t]} \right\}. \quad (1)$$

На втором этапе, радиопосылка распространяясь по жилому дому по многим (M) путям (лучам) достигает приемной антенны приемного устройства общедомового пункта учета. В результате на выходе антенны формируется смесь проникающей помехи $U_{п}(t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_{п}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\}$ с комплексной огибающей $\dot{U}_{п}(t)$ и радиосигнал посылки $U_{спр}(t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_{спр}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\}$ с комплексной огибающей вида [2]:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{спр}(t) = & \sum_{k=1}^M [L_p(k)]^{-1} \dot{\eta}_k e^{-j2\pi f_0 \tau_k} \times \\ & \times \dot{U}_c(t - \tau_k) e^{jm \cos [2\pi F_m(t - \tau_k)]}, \end{aligned} \quad (2)$$

где обозначено: $L_p(k)$, τ_k – затухания и задержки радиопосылки при распространении от антенны радиодатчика до антенны приемного устройства по k -му пути; $\dot{\eta}_k$ – случайная комплексная величина, учитывающая случайные флуктуации радиопосылки по амплитуде и фазе при распространении по k -му пути.

На третьем этапе смесь проникающей помехи и радиопосылки модулируется по частоте колебанием с комплексной огибающей

$$\dot{U}_{m2}(t) = e^{-jm \cos 2\pi F_m(t - \tau_3)}.$$

В результате получаем колебание $U_{\Sigma m}(t)$ вида:

$$U_{\Sigma m}(t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_{пм}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\} + \text{Re} \left\{ \dot{U}_{спрм}(t) e^{j2\pi f_0 t} \right\}; \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{U}_{пм}(t) = \dot{U}_{п}(t) e^{-jm \cos [2\pi F_m(t - \tau_3)]}; \\ \dot{U}_{спрм}(t) = \sum_{k=1}^M [L_p(k)]^{-1} \dot{\eta}_k e^{-j2\pi f_0 \tau_k} \times \\ \times e^{jm [\cos 2\pi F_m(t - \tau_k) - \cos 2\pi F_m(t - \tau_3)]} \dot{U}_c(t - \tau_k). \end{cases} \quad (4)$$

Величина τ_3 регулируется для достижения высокой степени подавления помехи. Представим $e^{j\rho \cos z}$ в виде ряда по функциям Бесселя [3].

$$e^{j\rho \cos z} = \sum_{i=-\infty}^{\infty} e^{-j|i \cdot z|} e^{j\pi i/2} J_i(\rho). \quad (5)$$

Тогда частотно-модулированную смесь проникающей помехи и радиопосылки можно представить в виде многочастотного колебания вида:

$$U_{\Sigma m}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \text{Re} \left\{ [U_{п}(t) \dot{k}_{п}(i) + \dot{U}_c(t) \dot{k}_c(i)] e^{j2\pi(f_0 + iF_m)t} \right\}; \quad (6)$$

$$\begin{cases} \dot{K}_{п}(0) = J_0(-m); \\ \dot{K}_c(0) = \sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-1} \dot{\eta}_k e^{-j2\pi f_0 \tau_k} \times \\ \times J_0(2m \sin \pi F_m(\tau_3 - \tau_k)); \\ \dot{K}_{п}(i) = 2J_i(+m) e^{j\pi i/2} e^{j2\pi i(F_m \tau_3)}; \\ \dot{K}_c(i) = 2 \sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-1} \dot{\eta}_k e^{-j2\pi f_0 \tau_k} \times \\ \times J_i(2m \sin \pi i F_m(\tau_3 - \tau_k)) e^{j\pi i(F_m \tau_p + \tau_k)}. \end{cases} \quad (7)$$

На четвертом этапе из многочастотного колебания (6) полосовым фильтром с центральной частотой $f_0 + zF_m$ и полосой пропускания равной ширине спектра радиопосылки отфильтровывают составляющую $U_{\Sigma z}(t)$ на частоте $f_0 + zF_m$.

Она равна

$$U_{\Sigma z}(t) = \text{Re} \left\{ [\bar{U}_{п}(t) \dot{k}_{п}(z) + \dot{U}_c(t) \dot{k}_c(z)] e^{j2\pi(f_0 + zF_m)t} \right\}, \quad z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (8)$$

где $\bar{U}_{п}(t)$ – комплексная огибающая проникающей помехи на выходе полосового фильтра с центральной частотой f_0 и полосой пропускания равной ширине спектра радиопосылки.

Одновременно из немодулированной смеси помехи и радиопосылки полосовым фильтром с центральной частотой f_0 фильтруется колебание

$$\tilde{U}_{вх}(t) = \text{Re} \left\{ [\tilde{U}_{п}(t) + \dot{U}_c(t)] e^{j2\pi f_0 t} \right\}.$$

На пятом этапе колебание $U_{\Sigma z}(t)$ переносят на частоту $-f_0$. Одновременно выравнивают амплитуду и фазу этого колебания путем умножения его комплексной огибающей на величину $K_{ком} = \dot{K}_{\Delta}(z) / \dot{K}_{п}(z)$. Величина $\dot{K}_{\Delta}(z) \approx 1$ моделирует неидеальность выравнивания амплитуды и фазы помеховой составляющей $U_{\Sigma z}(t)$ с помеховой составляющей $\tilde{U}_{п}(t)$ на выходе полосового фильтра с центральной частотой f_0 .

Выровненное по амплитуде и фазе колебание имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{\Sigma z}(t) = & \text{Re} \left\{ [\tilde{U}_{п}(t) \dot{K}_{\Delta}(z) + \dot{K}_c(z) / \dot{K}_{п}(z) \times \right. \\ & \left. \dot{K}_{\Delta}(z) \dot{U}_c(t)] e^{j2\pi f_0 t} \right\}. \end{aligned} \quad (9)$$

На шестом этапе колебание $\tilde{U}_{\Sigma z}(t)$ вычитается из колебания $\tilde{U}_{\text{вх}}(t)$, которое образуется путем фильтрации смеси помехи и модулированной по частоте радиопосылки полосовым фильтром с центральной частотой f_0 и полосой пропускания, совпадающей с шириной спектра радиопосылки.

$$\tilde{U}_{\text{вх}}(t) = \tilde{U}_{\text{пвх}}(t) + \tilde{U}_{\text{свх}}(t),$$

где $\tilde{U}_{\text{пвх}}(t)$ – часть проникающей помехи не подавленной полосовым фильтром.

Для нахождения $\tilde{U}_{\text{свх}}(t)$ разложим в выражении (2) функцию $e^{j m \cos(2\pi F_m(t - \tau_k))}$ в ряд Фурье и перепишем его в виде:

$$\begin{cases} U_{\text{свп}}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \text{Re} \left\{ e^{j 2\pi(f_0 + i F_m)t} \dot{U}_{\text{свп}}(i) \right\}; \\ \dot{U}_{\text{свп}}(t) = \sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-1} \dot{\eta}_k e^{-j 2\pi f_0 \tau_k} \times \\ \times J_i(m) e^{-j 2\pi F_m \tau_k} \dot{U}_c(t - \tau_k). \end{cases} \quad (10)$$

Тогда выражение для $\tilde{U}_{\text{свх}}(t)$ будет совпадать с членом ряда (5) при $i = 0$.

$$\begin{aligned} \tilde{U}_{\text{свх}}(t) = \text{Re} \left\{ e^{j 2\pi f_0 t} \left[\sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-1} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \dot{\eta}_k e^{-j 2\pi f_0 \tau_k} J_0(m) \dot{U}_c(t - \tau_k) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Тогда после вычитания из $\tilde{U}_{\text{вх}}(t)$ колебания $\tilde{U}_{\Sigma z}(t)$ остаточное колебание $U_{\Delta}(t)$ будет иметь вид:

$$\begin{aligned} U_{\Delta}(t) &= \tilde{U}_{\text{вх}}(t) - \tilde{U}_{\Sigma z}(t) = \\ &= \text{Re} \left\{ \tilde{U}_{\text{п}}(t) \dot{k}_{\Delta} (1 - \dot{k}_{\Delta}) + \dot{U}_c(t) \dot{R}_{\Delta} \right\}; \quad (12) \\ \dot{R}_{\Delta} &= \sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-1} \dot{\eta}_k e^{-j 2\pi f_0 \tau_k} [J_0(m) - \\ &- \dot{k}_{\Delta} \frac{J_z(2m \sin[\pi z F_m(\tau_3 - \tau_k)])}{J_z(m)} e^{j 2\pi z(\tau_k - \tau_3 - \pi/2)}]. \end{aligned}$$

2. Исследование эффективности проникающей помехи путем частотной модуляции радиопосылок и помех

Эффективность подавления проникающей помехи будем оценивать отношением $d^2(z) = \frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ равным отношению средних мощностей радиопосылки и неподавленного остатка помехи на входе радиоприемного устройства.

Используя (12) запишем:

$$d^2(z) = \frac{M \left[\left| \dot{U}_c(t) \dot{R}_{\Delta} \right|^2 \right]}{M \left[\left| \dot{U}_{\text{п}}(t) (1 - \dot{k}_{\Delta}) \right|^2 \right]}.$$

$d^2(z)$ представим в виде:

$$d^2(z) = d_0^2 T(z).$$

Через d_0^2 обозначено исходное отношение

$\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ на входе радиоприемного устройства при отсутствии частотной модуляции радиопосылок. Оно равно:

$$d_0^2 = \frac{P_c \sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-1} \sigma_k^2}{\tilde{P}_{\text{п}}}, \quad (13)$$

где: P_c – мощность радиопосылки, излучаемая радиодатчиком; σ_k^2 – дисперсия флюктуаций амплитуды радиопосылки при распространении по k -му пути; $\tilde{P}_{\text{п}}$ – средняя мощность части проникающей помехи, совпадающей по спектру со спектром частот радиопосылки.

Через $T(z)$ обозначен коэффициент, показывающий во сколько раз увеличится отношение $\frac{\text{сигнал}}{\text{помеха}}$ из-за частотной модуляции радиопосылок.

Используя выражения (9)–(12) представим его в виде:

$$T(z) = T_1(k_{\Delta}) T_2(z) T_3(z),$$

где:

$$\begin{cases} T_1(k_{\Delta}) = |1 - k_{\Delta}|^{-2}; \\ T_2(z) = \left[\sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-2} \sigma_k^2 \right]^{-1}; \\ T_3(z) = \sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-2} \sigma_k^2 |J_0(m) - \\ - \frac{J_z(2m \sin \pi z F_m(\tau_3 - \tau_k))}{J_z(m)} e^{-j \pi z [F_m(\tau_3 - \tau_k) - \pi/2]}|^2. \end{cases}$$

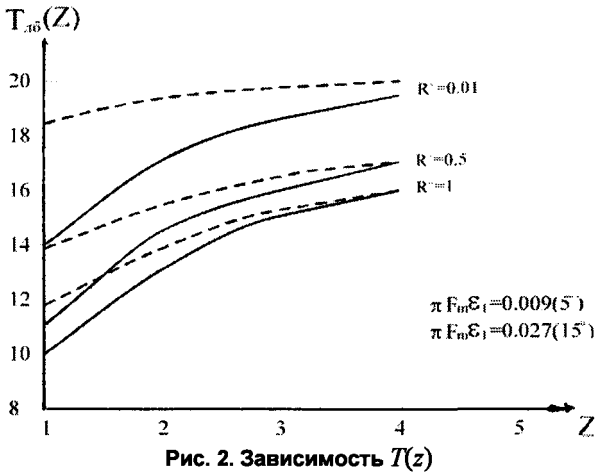
На рис. 2 приведены графики зависимостей $\Delta T_{\text{дб}}(z) = 10 \lg T(z)$ от z при различных значениях параметров $R_1^2 = L_p(2)/L_p(1)$; $F_m \varepsilon_1 = F_m(\tau_3 - \tau_1)$;

$$F_m \Delta \tau = F_m(\tau_2 - \tau_1); \quad \sigma_1^2 = \sigma_2^2 = 1.$$

Расчеты проводились для случая распространения радиопосылки по двум путям ($M=2$), при этом предполагалось, что неидеальности выравнивания амплитуд и фаз помехи перед вычитанием таковы, что $10 \lg T_1(k_{\Delta}) = 20$ дБ.

Кроме того, в расчетах фиксировалось значение $F_m \varepsilon_1 + F_m \Delta \tau = 0,44$, что соответствует сдвигу фазы на 25° . Расчеты не выявили зависимости $T(z)$ от индекса частотной модуляции для $m \leq 0,5$.

Из приведенных на рис. 2 графиков видно, что при выборе параметра $z = 3$ и управлении задержкой τ_3 модулирующего колебания $\dot{U}_{m2}(t)$ таким образом, чтобы значение $\pi F_m \varepsilon_1 = \pi F_m(\tau_3 - \tau_1)$ не превышало $0,027$ (15°) можно достичь хорошего подавления помехи (20 дБ).



При этом эффективность подавления помехи в основном определяется точностью выравнивания

амплитуды и фазы копии помехового колебания с действующей помехой.

Литература

1. Карманов, А. Ю. Модуляционные методы приема слабых сигналов на фоне взаимных помех / А. Ю. Карманов // Цифровые радиотехнические системы. - 2001. - Вып. 3. - Режим доступа: <http://www.drts.susu.ac.ru>, свободный.

2. Карманов, А. Ю. Математические модели радиосигналов и помех в задачах обеспечения приема радиосигналов во время излучения электромагнитных колебаний / А. Ю. Карманов // Цифровые радиотехнические системы. - 2005. — Вып. 6. — Режим доступа: <http://www.drts.susu.ac.ru>, свободный.

3. Кратиер, А. Трансцендентные функции / А. Кратиер, В. Франц. — М.: Наука, 1963.

Поступила в редакцию 19 мая 2008 г.