

Формирование и усиление сигналов

УДК 621.376.52

ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ ОБРАТНОГО РАССЕЯНИЯ

Смирнов Олег Владимирович

системный архитектор, АО «Дизайн центр «Кристалл»¹.

E-mail: oleg.vladimirovich.smirnov@gmail.com

Богатырев Евгений Алексеевич

кандидат технических наук, профессор,
Национальный Исследовательский Университет «МЭИ»².

E-mail: bogatyrevya@mpei.ru

¹*Адрес:* 105187, Российская Федерация, г. Москва, ул. Щербаковская, д. 53, к. 3, 311.

²*Адрес:* 111250, Российская Федерация, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 14.

Аннотация: В последние годы наметился устойчивый рост интереса к реализации систем передачи данных на базе модуляции сигналов обратного рассеяния. Это обусловлено высокой энергоэффективностью таких систем, поскольку на стороне передатчика отсутствует необходимость в собственном генераторе СВЧ сигналов. Несмотря на наличие работ, описывающих реализованные модуляторы сигналов обратного рассеяния, теоретические вопросы формирования таких сигналов практически не рассматриваются. В настоящей статье впервые приводится математический аппарат для описания принципов формирования модуляции сигналов обратного рассеяния. Для этого в статье получено выражение, определяющее во временной и частотной области сигнал, рассеиваемый антенной радиометки. Для формирования конкретного вида сигнала устанавливаются требования к закону изменения коэффициента отражения от времени, необходимого для реализации квадратурной, амплитудной, фазовой и частотной манипуляции. В качестве примера приводятся результаты моделирования сигналов обратного рассеяния с КАМ-4, КАМ-8, амплитудной и фазовой манипуляцией.

Ключевые слова: модуляция обратного рассеяния, нагруженные антенны, формирование сигналов, радиочастотная идентификация, модель канала, квадратурная модуляция.

Введение

Длительное время системы RFID (радиочастотная идентификация) являлись единственной областью, в которой модуляция сигнала обратного рассеяния (МСОР) применялась для передачи данных. Однако в последние годы наметился устойчивый рост интереса к передаче данных с помощью МСОР, который проявляется в том, что множество авторов по всему миру пытаются найти применение модуляции обратно рассеиваемых сигналов в таких системах передачи данных (СПД) как BLE, Wi-Fi, LoRA, WLAN и GSM. Принцип обратного рассеяния (ПОР) также находит своё применение в рамках концепции интернета вещей и беспроводных сенсорных сетях. О конкретных примерах использования МСОР подробнее со-

общается в [1]. Применение МСОР в обозначенных СПД подразумевает использование сигналов с более сложными видами модуляции по сравнению с ASK-2 и PSK-2, которые характерны для RFID систем. В связи с этим возникает необходимость разработки принципов формирования модуляции обратно рассеиваемых сигналов.

Несмотря на достаточно большое число публикаций, посвящённых применению МСОР для передачи данных, вопросы формирования сигналов с требуемым видом модуляции рассматриваются достаточно поверхностно [1].

В настоящей работе сделана попытка устранить данный пробел. В первом разделе данной работы сообщается о способах описания ПОР, во втором устанавливается связь

между сигналом, отражённым от метки, комплексно-сопряжённым коэффициентом отражения и сигналом, излучаемым считывателем. И, наконец, в третьем разделе приводятся соотношения, позволяющие определить закон изменения коэффициента отражения во времени, при котором реализуется необходимый вид манипуляции, а в четвёртом — примеры формирования сигналов на базе ПОР.

1. Основы модуляции сигнала обратного рассеяния

Типовая СПД с использованием ПОР состоит из двух приёмо-передающих устройств, между которыми осуществляется передача данных. Основное — это считыватель, инициирующий взаимодействие, автономное — радиометка, являющаяся носителем данных, которые нужно передать в направлении считывателя.

Для этого считыватель излучает немодулированное колебание, которое, отражаясь от антенны радиометки, подвергается модуляции, возникающей за счёт изменения импеданса её нагрузки, и вновь принимается этим же считывателем. Мощность принятого сигнала определяется при помощи следующего выражения [2]:

$$P = \frac{P_{изл} G_{сч,изл} G_{сч,прм}}{(4\pi)^3 r^4} \sigma, \quad (1)$$

где $P_{изл}$ — мощность сигнала, излучаемая считывателем; $G_{сч,изл}$, $G_{сч,прм}$ — коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн, соответственно; r — расстояние между считывателем и меткой; σ — эффективная площадь антенны (ЭПР) радиометки. ЭПР определяется как [2]:

$$\sigma = \frac{\lambda^2 G_{мет}^2}{4\pi} |A_{стр} + \bar{\Gamma}|^2, \quad (2)$$

где λ — длина волны; $G_{мет}$ — коэффициент усиления антенны метки; $A_{стр}$ — структурная компонента, определяемая антенной метки. Комплексно-сопряжённый коэффициент отражения вычисляется при помощи следующего выражения [2]:

$$\bar{\Gamma} = \frac{Z_H - \bar{Z}_A}{Z_A + Z_H}, \quad (3)$$

где Z_A — импеданс антенны радиометки; Z_H — импеданс нагрузки антенны радиометки.

Таким образом, изменение Z_H приводит к изменению (3) и (2), что, в свою очередь, способствует изменению рассеиваемой мощности (1). Следовательно, задавая требуемый уровень отражаемой мощности, можно определить импеданс Z_H , при котором (1) принимает нужные значения.

Несмотря на то, что выражения (1)–(3) устанавливают чёткую связь между импедансом антенны и рассеиваемой мощностью, нам известно только о двух работах [3, 4], в которых сообщается о способе выбора нужного значения импеданса нагрузки для передаваемого символа. Однако стоит подчеркнуть, что данные работы не устанавливают напрямую связь между сигналами, излучаемыми и принимаемыми считывателями. В работах, в которых эта связь устанавливается [5–7], коэффициент отражения не фигурирует, а сигнал, принимаемый считывателем, представляется в виде результата прохождения информационного сообщения через канал распространения с заданными импульсными характеристиками. Такой способ описания также не раскрывает процесс формирования модуляции рассеиваемого сигнала.

2. Представление сигнала, отражённого от метки, во временной области

Для анализа модулированного колебания, передаваемого в линии метка – считыватель (см. рис. 1), требуется установить связь между ним и немодулированным колебанием, которое излучается считывателем. Они связаны между собой следующим образом: немодулированный сигнал детектируется меткой, запрашивая функциональные блоки, входящие в её состав, а затем модулируется радиометкой, отражаясь от её антенны при изменении импеданса нагрузки. Таким образом формируется промо-

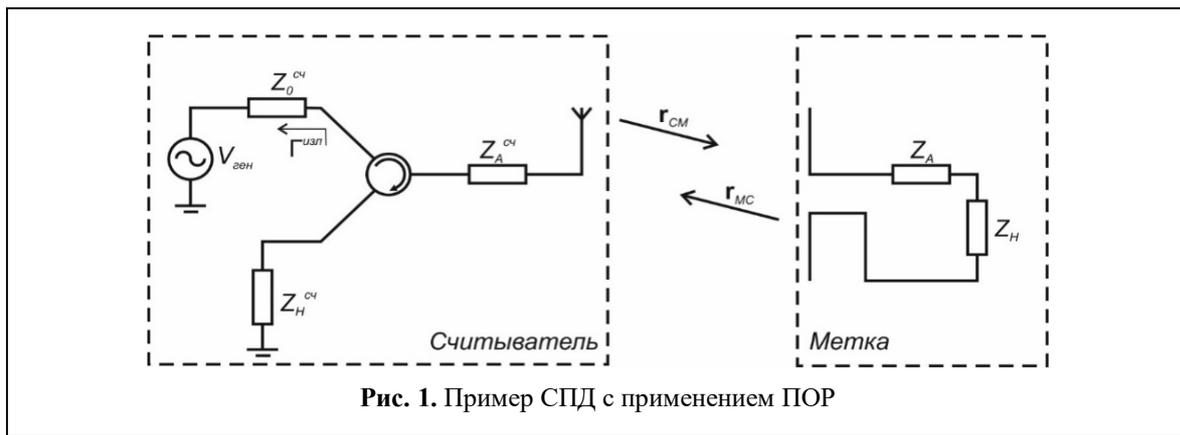


Рис. 1. Пример СПД с применением ПОР

дулированное колебание, которое в последующем принимается считывателем.

Напряжённость поля в частотной области для радиус-вектора \mathbf{r} , единичный вектор которого записывается как $\mathbf{e}_r = \mathbf{r} / r$, где r — модуль этого радиус-вектора [8]:

$$\hat{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega) = -\frac{\mu}{4\pi r} \hat{I}(\omega) \hat{\mathbf{h}}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_r, \omega) e^{-j\beta r}, \quad (5)$$

где $\hat{\mathbf{h}}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_r, \omega)$ — эффективная высота антенны считывателя в частотной области в режиме излучения; $\hat{I}(\omega)$ — ток, протекающей в фидерной линии считывателя. Обозначение $\hat{f}(\omega)$ используется для записи результата преобразования Фурье для соответствующей функции:

$$\hat{f}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{j\omega t} dt. \quad (6)$$

Перепишем (5) с учётом влияния коэффициента отражения в фидерной линии считывателя:

$$\hat{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega) = -\frac{\mu}{4\pi r} [1 - \hat{\Gamma}^{изл}(\omega)] \times \hat{I}^+(\omega) \hat{\mathbf{h}}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_r, \omega) e^{-j\beta r}. \quad (7)$$

Общий ток в цепи согласования считывателя в режиме излучения $\hat{I}(\omega) = [1 - \hat{\Gamma}^{изл}(\omega)] \hat{I}^+(\omega)$, где $\hat{I}^+(\omega) = \hat{V}_{ген}(\omega) / 2Z_0^{сч}$ представляет собой ток падающей волны, возбуждающей антенну, а $Z_0^{сч}$ — импеданс генератора считывателя, который равен импедансу линии согласо-

вания считывателя $Z_A^{сч} = Z_0^{сч}$. Учитывая описание тока падающей волны, перепишем (7):

$$\hat{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega) = -\frac{\mu}{4\pi r} [1 - \hat{\Gamma}^{изл}(\omega)] \times \frac{\hat{V}_{ген}(\omega)}{2Z_0^{сч}} \hat{\mathbf{h}}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_r, \omega) e^{-j\beta r}. \quad (8)$$

Выражение (5) во временной области будет иметь вид [8]

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = -\frac{\mu}{4\pi r} [I(\cdot) * \mathbf{h}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_r, \cdot)](\tau), \quad (9)$$

где $\tau = t - r/c$, а c — скорость света в свободном пространстве. Для удобства здесь применяется следующая форма записи интеграла свёртки двух функций:

$$[f_1(\cdot) * f_2(\cdot)](\tau) = \int f_1(t) f_2(\tau - t) dt. \quad (10)$$

Известно [8–11], что напряжение холостого хода, развиваемое на выходе антенны метки, описывается при помощи следующего выражения:

$$\hat{V}_{ХХ}(\omega) = -\hat{\mathbf{E}}(\mathbf{r}_{CM}, \omega) \cdot \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{прм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega), \quad (11)$$

где \mathbf{r}_{CM} — вектор, определяющий направление излучения от считывателя к метке. Во временной области (11) будет соответствовать следующая форма [11]

$$V_{ХХ}(t) = -[\mathbf{E}(\mathbf{r}_{CM}, \cdot) \odot \mathbf{h}_{мет}^{прм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot)](\tau), \quad (12)$$

где обозначение \odot используется для записи суммы свёрток соответствующих компонент двух векторов. Иными словами, $\mathbf{A}(t) \odot \mathbf{B}(t) \triangleq A_x(t) * B_x(t) + A_y(t) * B_y(t) +$

+ $A_z(t) * B_z(t)$, где $\mathbf{A}(t) = (A_x(t), A_y(t), A_z(t))$

и $\mathbf{B}(t) = (B_x(t), B_y(t), B_z(t))$.

Подставляя (8) в (11) получим:

$$\hat{V}_{XX}(\omega) = \frac{\mu}{4\pi r_{CM}} [1 - \hat{\Gamma}^{изл}(\omega)] \times \frac{\hat{V}_{ген}(\omega)}{2Z_0^{сч}} \hat{\mathbf{h}}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) e^{-j\beta r_{CM}}. \quad (13)$$

Во временной области последнее соотношение принимает вид:

$$V_{XX}(t) = \frac{\mu}{8\pi r_{CM} Z_0^{сч}} \left[\{1 - \Gamma^{изл}(\cdot)\} * V_{ген}(\cdot) * \mathbf{h}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \odot \mathbf{h}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \right] \left(t - t_{ген} - \frac{r_{CM}}{c} \right), \quad (14)$$

где $t_{ген}$ — время распространения сигнала в цепи согласования считывателя; r_{CM}/c — задержка при распространении сигнала от считывателя к метке для \mathbf{r}_{CM} . В частотной области ток, протекающий во входной цепи метки, пересчитанный для комплексно-сопряжённой нагрузки антенны, согласно [9]:

$$\hat{I}_{мет}^+(\omega) = \frac{\hat{V}_{XX}(\omega)}{2R_a} = - \frac{\hat{\mathbf{E}}(\mathbf{r}_{CM}, \omega) \cdot \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega)}{2R_a}. \quad (15)$$

С учётом (13) соотношение (15) можно переписать

$$\hat{I}_{мет}^+(\omega) = \frac{\mu}{16R_a Z_0^{сч} \pi r_{CM}} [1 - \hat{\Gamma}^{изл}(\omega)] \times \hat{V}_{ген}(\omega) \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) e^{-j\beta r_{CM}}. \quad (16)$$

Во временной области (16) примет вид:

$$I_{мет}^+(t) = \frac{\mu}{16R_a \pi r_{CM} Z_0^{сч}} \left[\{1 - \Gamma^{изл}(\cdot)\} * V_{ген}(\cdot) * \mathbf{h}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \odot \mathbf{h}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \right] \left(t - t_{ген} - \frac{r_{CM}}{c} \right). \quad (17)$$

Согласно [9] ток, возбуждающий антенну после отражения от нагрузки антенны радиометки, будет записываться как:

$$\hat{I}(\omega) = \left(\hat{A}_{смп}(\omega) + \hat{\Gamma}(\omega) \right) \hat{I}_{мет}^+(\omega). \quad (18)$$

Подставляя (16) в (18), получим:

$$\hat{I}(\omega) = \frac{\mu}{16R_a Z_0^{сч} \pi r_{CM}} \left(\hat{A}_{смп}(\omega) + \hat{\Gamma}(\omega) \right) \times \left[1 - \hat{\Gamma}^{изл}(\omega) \right] \hat{V}_{ген}(\omega) \hat{\mathbf{h}}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) \times \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) e^{-j\beta r_{CM}} \quad (19)$$

Во временной области (18) принимает вид:

$$I(t) = \left[\left(A_{смп}(\cdot) + \bar{\Gamma}(\cdot) \right) * I_{мет}^+(\cdot) \right](\tau). \quad (20)$$

Таким образом, после подстановки (17) в (20) выражение, описывающее ток возбуждения антенны метки, будет записываться как

$$I(t) = \frac{\mu}{16R_a \pi r_{CM} Z_0^{сч}} \left[\left(A_{смп}(\cdot) + \bar{\Gamma}(\cdot) \right) * \{1 - \Gamma^{изл}(\cdot)\} * V_{ген}(\cdot) * \mathbf{h}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \odot \mathbf{h}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \right] \left(t - t_{ген} - t_{pac} - \frac{r_{CM}}{c} \right), \quad (21)$$

где t_{pac} описывает временную задержку, обусловленную распространением сигнала во входной цепи радиометки. Подставим (19) в (5) и определим напряжённость поля, рассеиваемого радиометкой в направлении считывателя \mathbf{r}_{MC} :

$$\hat{\mathbf{E}}^{pac}(\mathbf{r}_{MC}, \omega) = - \left(\frac{\mu}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{r_{MC} r_{CM}} \frac{1}{4R_a Z_0^{сч}} \times \left[1 - \hat{\Gamma}^{изл}(\omega) \right] \left(\hat{A}_{смп}(\omega) + \hat{\Gamma}(\omega) \right) \hat{V}_{ген}(\omega) \times \hat{\mathbf{h}}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \omega) \times \hat{\mathbf{h}}_{мет}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{MC}}, \omega) e^{-j\beta(r_{MC} + r_{CM})}. \quad (22)$$

Данному выражению будет соответствовать

$$\mathbf{E}^{pac}(\mathbf{r}_{MC}, t) = - \left(\frac{\mu}{4\pi} \right)^2 \frac{1}{r_{CM} r_{MC}} \frac{1}{4R_a Z_0^{сч}} \times \left[\mathbf{h}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \odot \mathbf{h}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) * \mathbf{h}_{мет}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{MC}}, \cdot) * \left(A_{смп}(\cdot) + \bar{\Gamma}(\cdot) \right) * \left(1 - \Gamma^{изл}(\cdot) \right) * V_{ген}(\cdot) \right] \times \left(t - t_{ген} - t_{pac} - \frac{r_{CM}}{c} - \frac{r_{MC}}{c} \right). \quad (23)$$

Согласно (12) напряжение холостого хода, развиваемое на выходе антенны считывателя в

режиме приёма, будет описываться с помощью [12]:

$$V_{сч}^{нрм}(t) = \left(\frac{\mu}{4\pi}\right)^2 \frac{1}{4R_a r_{CM} r_{MC} Z_0} \left[\mathbf{h}_{сч}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \odot \mathbf{h}_{мет}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{CM}}, \cdot) \odot \mathbf{h}_{мет}^{изл}(\mathbf{e}_{r_{MC}}, \cdot) * \mathbf{h}_{сч}^{нрм}(\mathbf{e}_{r_{MC}}, \cdot) * \left((A_{сmp}(\cdot) + \bar{\Gamma}(\cdot)) * V_{ген}(\cdot) * (1 - \Gamma^{изл}(\cdot)) \right) \right] \times \left(t - t_{ген} - t_{рас} - \frac{r_{CM}}{c} - \frac{r_{MC}}{c} \right). \quad (24)$$

Из (24) следует, что основное влияние на сигнал, рассеиваемый меткой при передаче данных, оказывает составляющая:

$$v_{мод}(t) = \left[(A_{сmp}(\cdot) + \bar{\Gamma}(\cdot)) * V_{ген}(\cdot) \right] \times \left(t - t_{ген} - t_{рас} - \frac{r_{CM}}{c} - \frac{r_{MC}}{c} \right). \quad (25)$$

Будем полагать, что $A_{рас} = 1$ (справедливо для дипольных антенн) и $\tau = t - t_{ген} - r_{CM}/c - r_{MC}/c$.

Тогда (24) можно переписать в виде:

$$v_{мод}(t) = \int_0^t [1 + \bar{\Gamma}(\tau)] V_{ген}(t - \tau) d\tau. \quad (26)$$

Данное соотношение целесообразно представить следующим образом

$$v_{мод}(t) = \int_0^t V_{ген}(t - \tau) d\tau + \int_0^t \bar{\Gamma}(\tau) V_{ген}(t - \tau) d\tau = v_{сmp}(t) + v_{инф}(t). \quad (27)$$

Левая часть (27) представляет собой структурную составляющую, которую можно исключить из последующего анализа, поскольку её влияние на рассеиваемый сигнал будет постоянным и не будет изменяться со временем. Таким образом, передаваемая информация определяется единственной информационной составляющей, которая, по существу, в общем виде решает задачу формирования сигнала с конкретным видом модуляции:

$$v_{инф}(t) = \int_0^t \bar{\Gamma}(\tau) V_{ген}(t - \tau) d\tau. \quad (28)$$

Согласно теореме о свёртке, зная закон изменения изображения, определяющий информационную составляющую, можно определить

закон изменения комплексно-сопряжённого коэффициента отражения во времени, определив оригинал для (28):

$$\bar{\Gamma}(t) = L^{-1} \left\{ \frac{V_{инф}(s)}{V_{ген}(s)} \right\}. \quad (29)$$

Выражения (19)–(29) имеют оригинальный характер и были получены лично авторами настоящей работы.

3. Формирование сигнала обратного рассеяния с заданным типом манипуляции

Опираясь на результаты, полученные в прошлом разделе, вначале решим задачу формирования сигналов с амплитудной манипуляцией, для чего рассмотрим формирование последовательности радиоимпульсов с центральной частотой ω_0 , которая может быть представлена как:

$$A(t) = \sum_{N=0}^M A_N \left\{ \sigma(t - NT) - \sigma[t - (N+1)T] \right\} e^{j\omega_0 t}, \quad (30)$$

где A_N — амплитуда передаваемого символа; T — период импульсной последовательности; N — число передаваемых символов. Закон изменения коэффициента отражения от времени, соответствующий (30), будет определяться следующей функцией:

$$\bar{\Gamma}(t) = \sum_{N=0}^M A_N \left\{ \delta(t - NT) e^{j\omega_0 NT} - \delta[t - (N+1)T] e^{j\omega_0 (N+1)T} \right\}. \quad (31)$$

Нетрудно получить изображение полученного выражения:

$$\bar{\Gamma}(s) = \sum_{N=0}^M \left(A_N e^{-sNT} e^{j\omega_0 NT} - A_N e^{-s(N+1)T} e^{j\omega_0 (N+1)T} \right), \quad (32)$$

которое может быть использовано для получения закона изменения коэффициента отражения, необходимого для формирования сигнала с амплитудной манипуляцией

$$m_{ASK}(t) = \text{Re} \left[\sum_{N=0}^M A_N \left\{ \sigma(t - NT) - \sigma[t - (N+1)T] \right\} e^{j\omega_0 t} \right]. \quad (33)$$

Данному сигналу, на основании (28), соответствует информационная составляющая

$$v_{\text{инф}}(t) = \int_0^t \left(\sum_{N=0}^M A_N \{ \delta(t - NT) e^{j\omega_0 NT} - \delta[t - (N+1)T] e^{j\omega_0(N+1)T} \} \right) e^{j\omega_0(t-\tau)} d\tau. \quad (34)$$

В соответствии с (32) изображение для (34) может быть представлено в таком виде:

$$v_{\text{инф}}(s) = \sum_{N=0}^M \left(A_N e^{-sNT} e^{j\omega_0 NT} - A_N e^{-s(N+1)T} e^{j\omega_0(N+1)T} \right) \frac{s + j\omega_0}{s^2 + j\omega_0^2}. \quad (35)$$

Представив (35) в виде алгебраической суммы и произведя необходимые замены переменных, несложно получить следующую временную форму записи информационной составляющей для амплитудно-манипулированного сигнала:

$$v_{\text{инф}}(t) = \sum_{N=0}^M L^{-1}(A_N F_N(s)) - \sum_{N=0}^M L^{-1}(A_N F_{N+1}(s)). \quad (36)$$

Аналогично (30)–(36) информационная временная составляющая для фазоманипулированного сигнала может быть представлена в следующем виде:

$$v_{\text{инф}}(t) = \sum_{N=0}^M L^{-1}(e^{j\varphi_N} F_N(s)) - \sum_{N=0}^M L^{-1}(e^{j\varphi_N} F_{N+1}(s)). \quad (37)$$

Сигналу с модуляцией типа КАМ-М будет соответствовать выражение:

$$v_{\text{инф}}(t) = \sum_{N=0}^M L^{-1}(A_N e^{j\varphi_N} F_N(s)) - \sum_{N=0}^M L^{-1}(A_N e^{j\varphi_N} F_{N+1}(s)). \quad (38)$$

Заменив $A_N e^{j\varphi_N}$ на комплексно-сопряжённый коэффициент отражения $\bar{\Gamma}_N$, получим:

$$v_{\text{инф}}(t) = \sum_{N=0}^M L^{-1}(\bar{\Gamma}_N F_N(s)) -$$

$$- \sum_{N=0}^M L^{-1}(\bar{\Gamma}_N F_{N+1}(s)). \quad (39)$$

Заметим, что выражение для коэффициента отражения $\bar{\Gamma}_N(j\omega)$ является частотно-зависимым и может быть представлено в операторной форме. С учётом последнего соотношения (39) может быть представлено в виде [13]:

$$v_{\text{инф}}(t) = \sum_{N=0}^M L^{-1}(\bar{\Gamma}_N(s) F_N(s)) - \sum_{N=0}^M L^{-1}(\bar{\Gamma}_N(s) F_{N+1}(s)). \quad (40)$$

Следовательно, информационная составляющая будет определяться как алгебраическая сумма реакций эквивалентной цепи с коэффициентом передачи $\bar{\Gamma}_N(j\omega)$, соответствующим передаваемому символу, на гармонический сигнал, ограниченный прямоугольным импульсом.

Выбор коэффициента отражения удобнее всего осуществлять с помощью сигнального созвездия, перенесённого на плоскость диаграммы Вольперта-Смита. Положение точек созвездия будет определять значение комплексно-сопряжённого коэффициента отражения, при котором реализуется нужный вид модуляции. Стоит отметить, что рассмотрение теории выбора значений коэффициента отражения выходит за рамки данной статьи.

Комплексно-сопряжённый коэффициент отражения соответствует вектору, построенному до точки с нормализованным импедансом [14]:

$$r + jy = \frac{R_L}{R_A} + j \frac{X_L + X_A}{R_A}. \quad (41)$$

Вещественная составляющая (41) соответствует радиусу окружностей постоянного сопротивления, а мнимая — дугам реактивного сопротивления. Модуль и фаза полученного вектора соответствуют модулю и фазе комплексно-сопряжённого коэффициента отражения. Для выбранного значения $\bar{\Gamma}_N$ импеданс

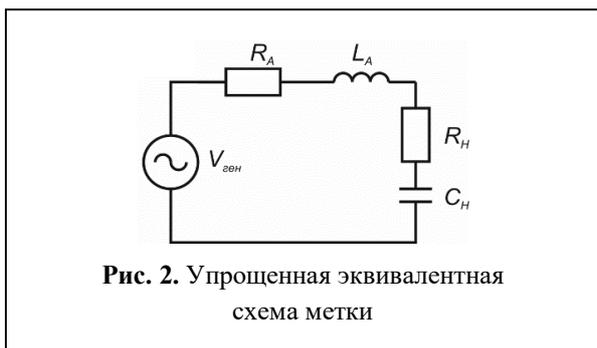


Рис. 2. Упрощенная эквивалентная схема метки

нагрузки антенны радиометки будет определяться как:

$$Z_{H,N} = \frac{\bar{Z}_A + Z_A \bar{\Gamma}_N}{1 - \bar{\Gamma}_N} \quad (42)$$

4. Моделирование манипулированных сигналов на основе ПОР

Рассмотрим формирование сигнала на основе ПОР с бинарной амплитудной манипуляцией, являющейся характерной для RFID систем.

Будем считать, что символ логического нуля «0» соответствует низкому уровню, а символ логической единицы «1» — высокому уровню отражённого сигнала, его длительность примем равной $T = 0,1$ мкс. Данное значение было выбрано для увеличения скорости вычислений программного пакета Matlab, которая оказывается слишком малой для длительности $T = 25$ мкс, характерной для RFID систем. Коэффициенты отражения для амплитудно-манипулированного сигнала должны отличаться по модулю. Предположим, что логической единице «1» будет соответствовать коэффициент отражения $\bar{\Gamma}_1 = 0,9e^{j3\pi/4}$, а логическому нулю «0» — $\bar{\Gamma}_0 = 0,1e^{j3\pi/4}$. В качестве импеданса антенны примем $Z_A = 13 + j151$ Ом, что соответствует рекомендуемому импедансу антенны для чипа Monza 4QT на частоте 866 МГц, для которой будут про-

водиться последующие вычисления. В качестве эквивалентной схемы метки будем использовать упрощенную модель, которая изображена на рис. 2.

Для заданной эквивалентной схемы комплексно-сопряжённый коэффициент отражения в операторной форме будет иметь вид:

$$\bar{\Gamma}(s) = \frac{1 + C_H(R_H - R_A)s + C_H L_A s^2}{1 + C_H(R_H + R_A)s + C_H L_A s^2} \quad (43)$$

Согласно (42) $R_{H1} = 4,6$ Ом, $C_{H1} = 1,528$ пФ, $R_{H0} = 11,2$ Ом, $C_{H0} = 1,23$ пФ.

Используя (40) можно смоделировать формирование с помощью ПОР прямоугольного радиоимпульса с амплитудой 0,9 В и длительностью 50 нс (см. рис. 3).

Аналогичным образом можно смоделировать формирование прямоугольного радиоимпульса, соответствующего логическому нулю (см. рис. 4):

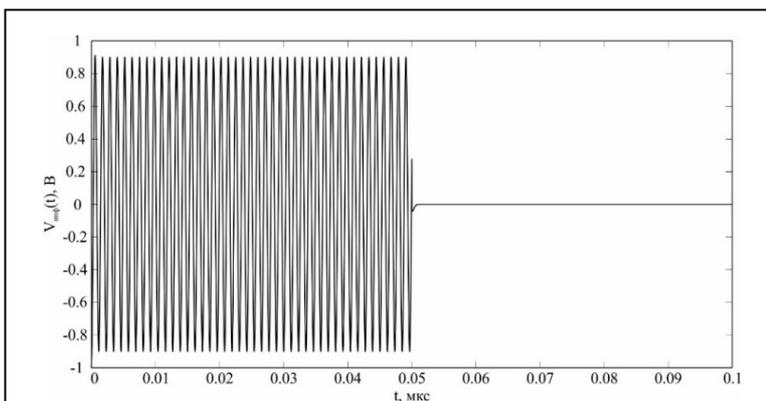


Рис. 3. Прямоугольный радиоимпульс высокого уровня, полученный с помощью ПОР

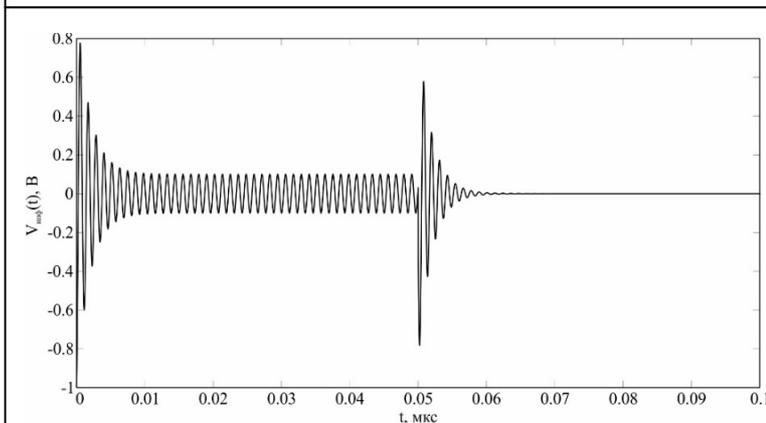


Рис. 4. Прямоугольный радиоимпульс низкого уровня, полученный с помощью ПОР

Полученные зависимости (см. рис. 3, рис. 4) говорят о том, что при малой длительности импульса передаваемый сигнал будет подвергаться искажениям, которые обусловлены переходными процессами, возникающим на границе бит. Используя (42) и (40), можно смоделировать формирование амплитудно-манипулированного сигнала с помощью ПОР (см. рис. 5) для тестовой последовательности

«0101010101» с длительностью импульса 100 нс. На примере полученного амплитудно-манипулированного сигнала видно, что длительность переходного процесса много меньше длительности установившегося режима. Амплитудный спектр для смоделированного сигнала представлен на рис. 6.

Для сравнения на рис. 7 представим амплитудный спектр для эталонного амплитудно-манипулированного сигнала для заданной последовательности. Полученные отклонения для первой и второй гармоник не превышают 2%, это говорит о том, что используемая методика формирования амплитудно-манипулированного сигнала на основе ПОР позволяет достаточно точно формировать заданный вид модуляции.

Для обозначенных выше условий продемонстрируем временные реализации и амплитудные спектры для сигналов с бинарной фазовой модуляцией (см. рис. 8–10).

Как и в случае с бинарной амплитудной манипуляцией, для сравнения приведём ампли-

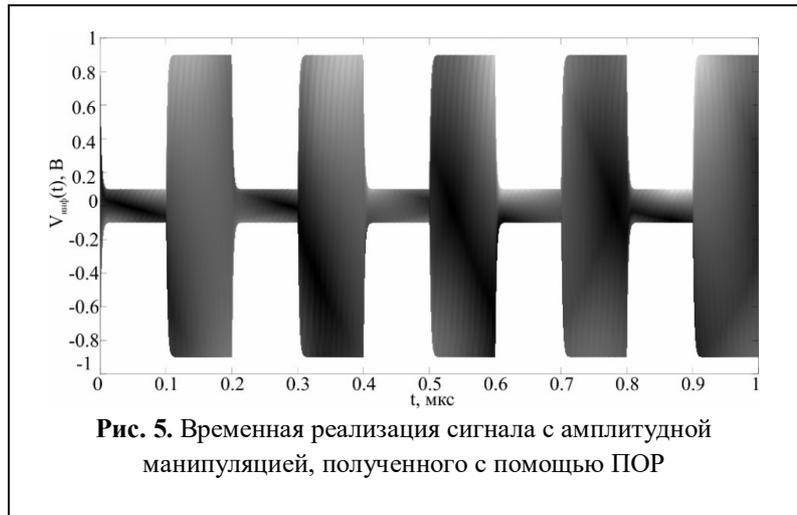


Рис. 5. Временная реализация сигнала с амплитудной манипуляцией, полученного с помощью ПОР

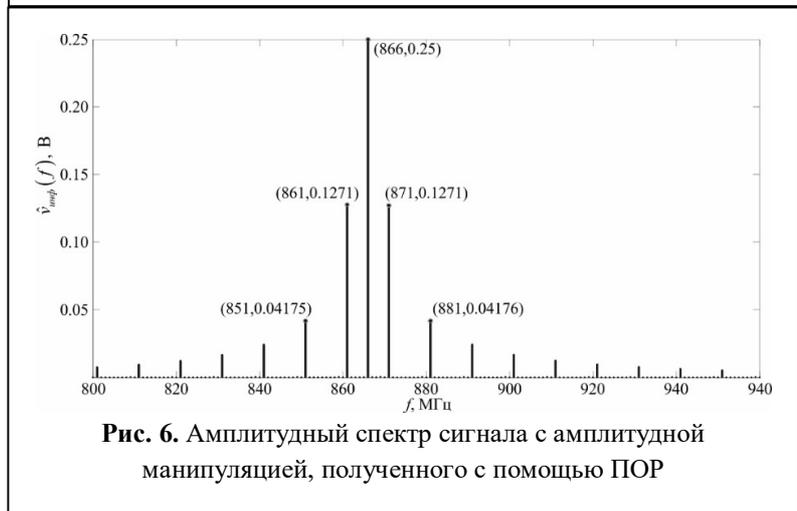


Рис. 6. Амплитудный спектр сигнала с амплитудной манипуляцией, полученного с помощью ПОР

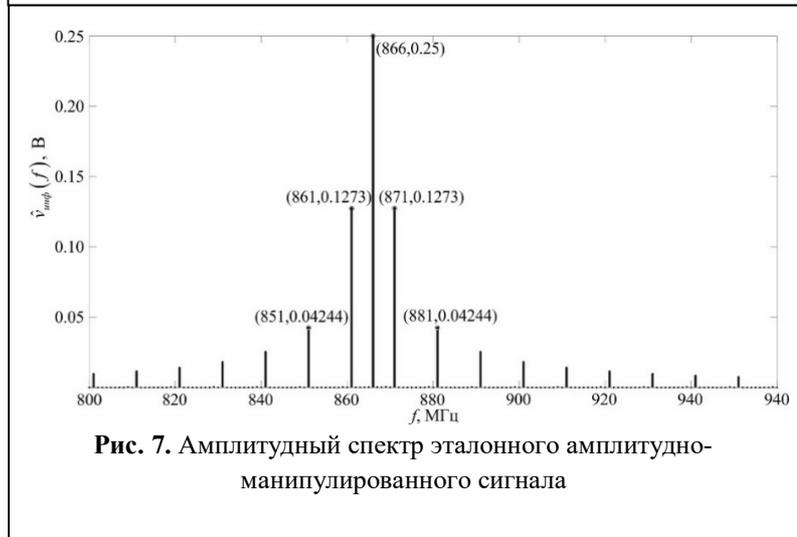


Рис. 7. Амплитудный спектр эталонного амплитудно-манипулированного сигнала

тудный спектр эталонного сигнала с фазовой манипуляцией для обозначенной выше тестовой последовательности (см. рис. 11).

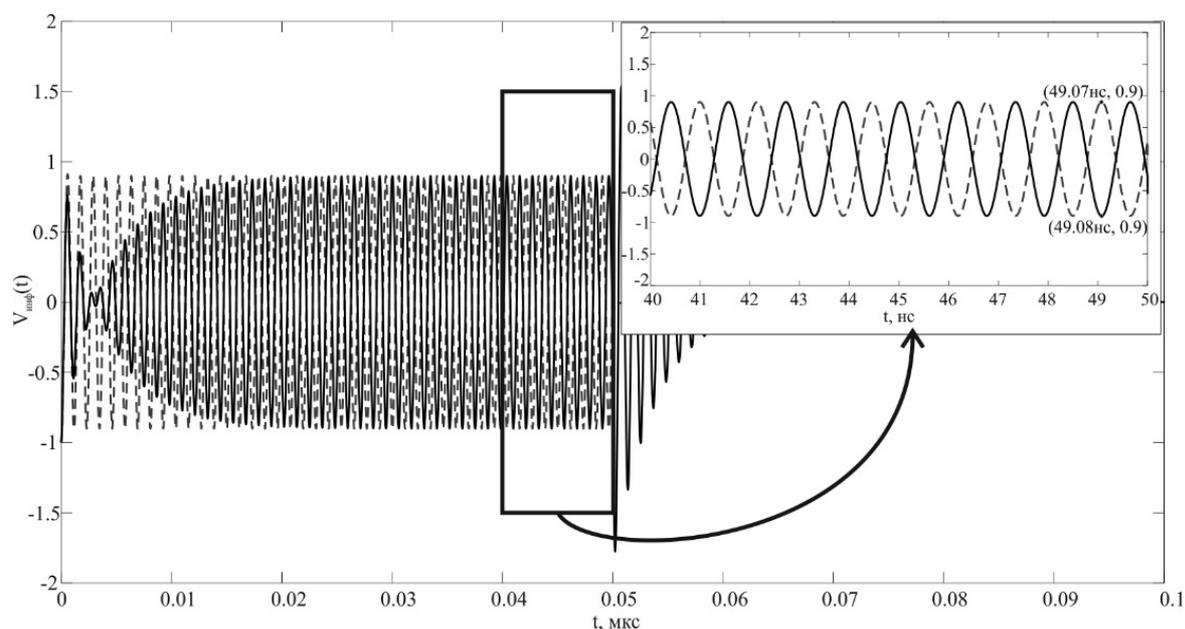


Рис. 8. Сравнение радиоимпульсов с разностью фаз 180° , полученных с помощью ПОР

Амплитуды первых двух гармоник спектра, представленного на рис. 10, отличаются от тех, что представлены на рис. 11, менее чем на 7%, при этом указанное отклонение увеличивается для более старших гармоник. Тем не менее, общий характер амплитудного спектра говорит о том, что используемая методика на основе ПОР также может применяться для формирования сигналов с фазовой манипуляцией.

Аналогичным образом проанализируем сигналы с квадратурной модуляцией, для этого представим пример сигнала с КАМ-4, полученного с помощью ПОР для тестовой последовательности «00 01 10 11 00 01 10 11» (см рис. 15). На рис. 16 изображены две огибающие амплитудного спектра сигнала с КАМ-4, серая прерывистая соответствует эталонному сигналу, а непрерывная чёрная — сформированному с помощью ПОР. Огиба-

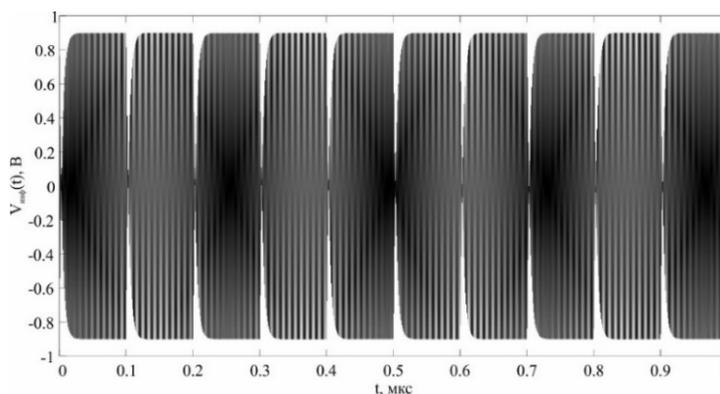


Рис. 9. Пример временной реализации сигнала с фазовой манипуляцией, полученного с помощью ПОР

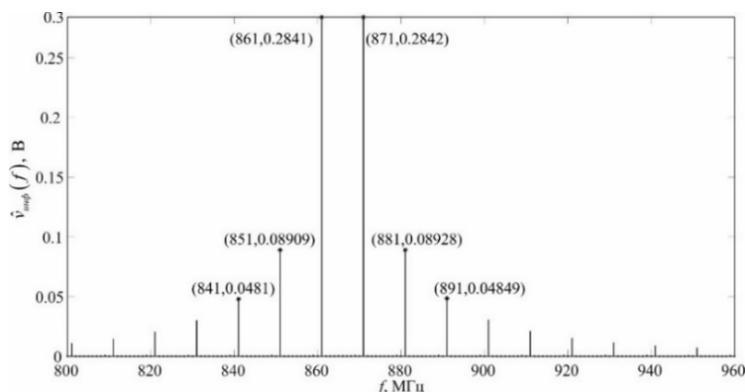


Рис. 10. Амплитудный спектр сигнала с фазовой манипуляцией, полученный с помощью ПОР

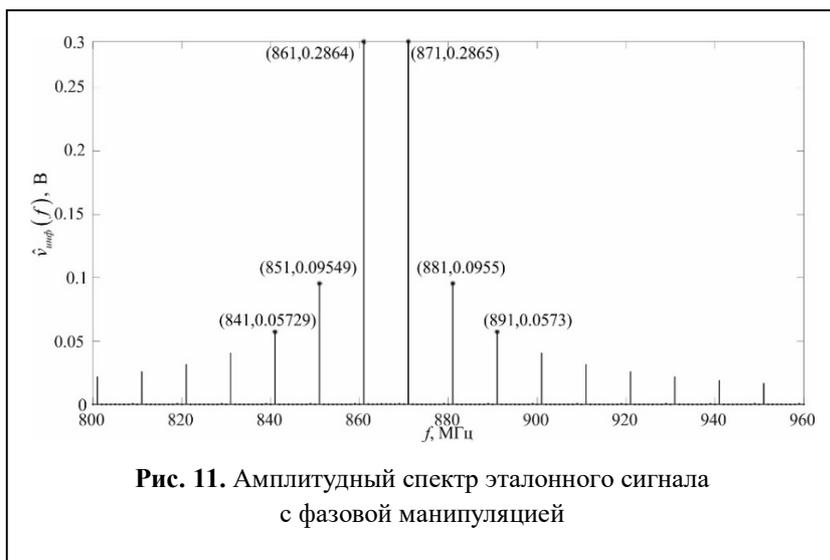


Рис. 11. Амплитудный спектр эталонного сигнала с фазовой манипуляцией

клонение составляет менее 8%. Аналогичным образом ведёт себя спектр сигнала КАМ-8, который воспроизводится почти со 100% достоверностью, поэтому на рис. 14 приводится только одна огибающая амплитудного спектра сигнала, полученного с помощью ПОР. Всё вместе говорит о том, что сигналы, формируемые посредством ПОР, достаточно точно воспроизводят их эталонные реализации.

ющие амплитудного спектра и пиковые значения приводятся для большей наглядности демонстрации отличий между эталонным сигналом и сигналом, сформированным посредством обратного рассеяния.

Полученный амплитудный спектр достаточно близко располагается к эталонному, поскольку в пределах двух основных пиков от-

Заключение

В настоящей работе для временной области была предложена математическая модель сигнала, рассеиваемого меткой. На основе данной модели были установлены основные соотношения, позволяющие определить закон изменения коэффициента отражения, с помощью которого можно реализовать требуемый вид

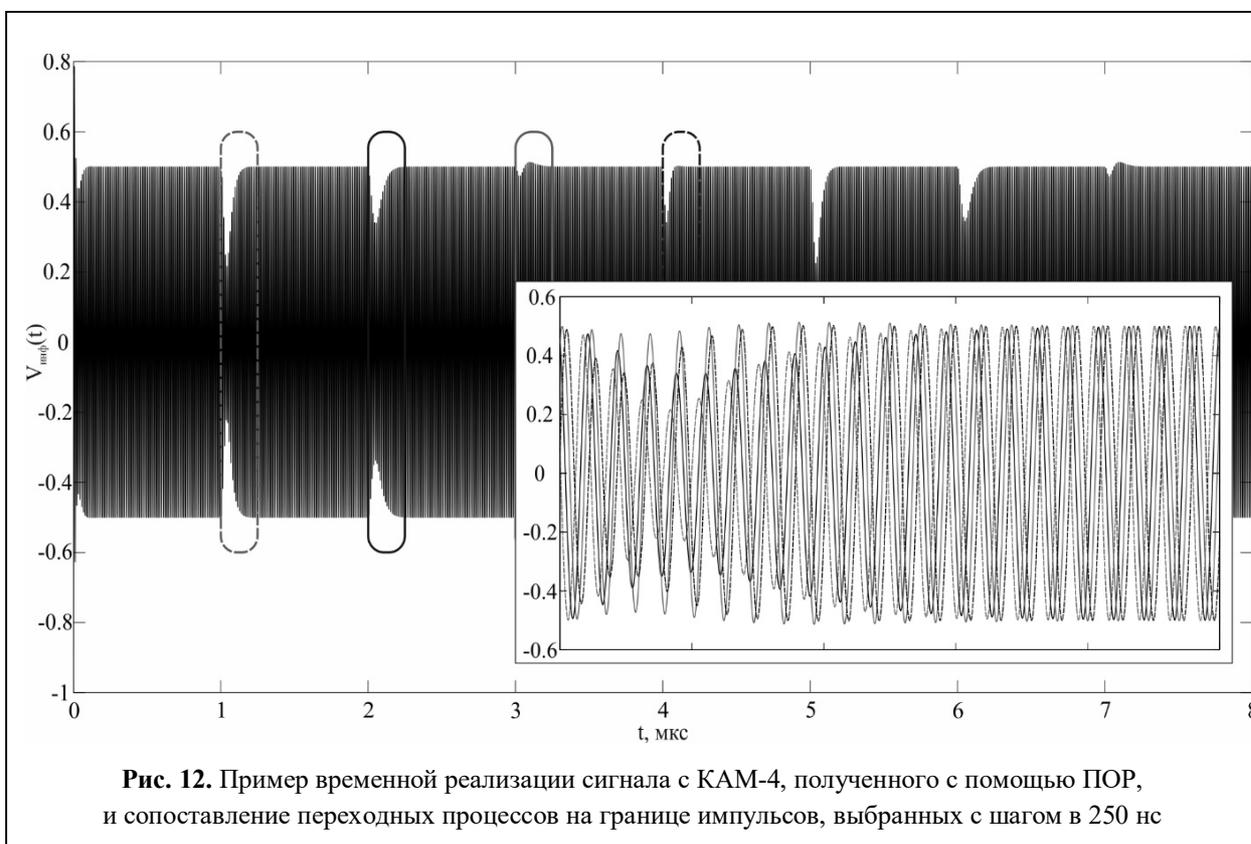


Рис. 12. Пример временной реализации сигнала с КАМ-4, полученного с помощью ПОР, и сопоставление переходных процессов на границе импульсов, выбранных с шагом в 250 нс

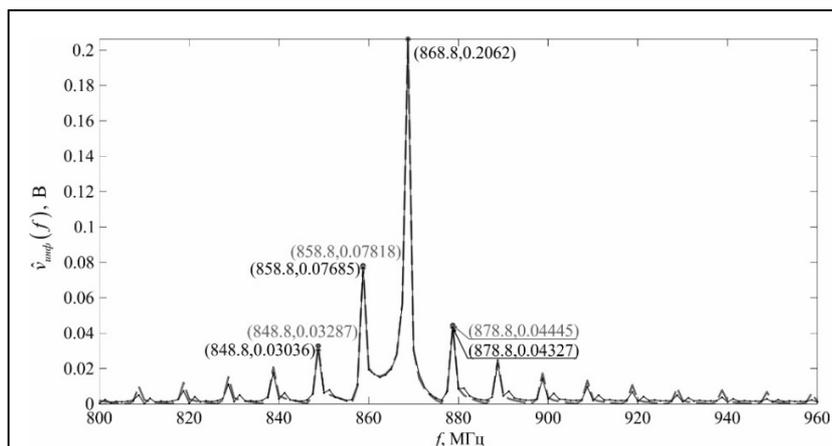


Рис. 13. Огибающие амплитудного спектра сигнала с КАМ-4

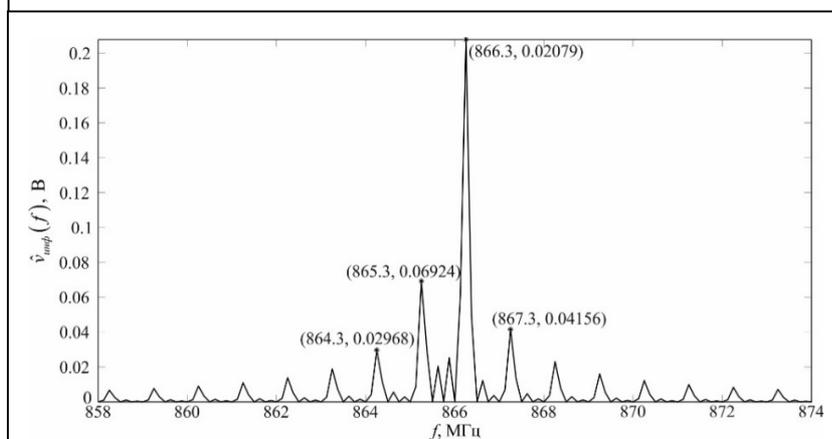


Рис. 14. Огибающая амплитудного спектра сигнала с КАМ-8

модуляции отражённого радиосигнала. С помощью полученных соотношений были рассчитаны амплитудные спектры и временные реализации сигналов с амплитудной и фазовой манипуляцией, а также сигналы типа КАМ-4 и КАМ-8. Сигналы, сформированные с применением МСОР достаточно точно воспроизводят их эталонные реализации.

Полученные результаты позволяют осуществить моделирование других дискретных сигналов, в том числе частотно-манипулированных, с применением МСОР, с целью их использования в современных СПД и системах позиционирования. Результаты настоящей работы также могут быть использованы для анализа влияния переходных процессов, возникающих при смене передаваемых символов на качество передаваемого сигнала.

Литература

1. *Смирнов О.В., Богатырев Е.А.* Применение модуляции обратного рассеяния в современных системах передачи данных // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий - РЭУС-2019. 2019. С. 128–133.
2. *Green R.B.* The general theory of antenna scattering. Report No. 1223-17. Electro Science Laboratory. 1963.
3. *Karthaus, U., Fischer M.* Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7- μ W minimum RF input power // IEEE Journal of Solid-State Circuits. Iss. 38. 2003. Pp. 1602–1608.
4. *Thomas S.J., Reynolds M.S.* A 96 Mbit/sec, 15.5 pJ/bit 16-QAM modulator for UHF backscatter communication // IEEE International Conference on RFID (RFID). Orlando. 2012. Pp. 185–190.
5. *Yang G., Liang Y.C., Zhang R., Pei Y.* Modulation in the Air: Backscatter Communication Over Ambient OFDM Carrier // IEEE Transactions on Communications. 2018. Vol. 66. Pp. 1219–1233.
6. *Wang G., Gao F., Fan R., Tellambura C.* Ambient Backscatter Communication Systems: Detection and Performance Analysis // IEEE Transactions on Communications. 2016. Vol. 64. Pp. 4836–4846.
7. *Griffin J.D., Durgin G.D.* Gains For RF Tags Using Multiple Antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56. Pp. 563–570.
8. *Shlivinski A., Heyman E., Kastner R.* Antenna Characterization in the Time Domain // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1997. Vol. 45. Pp. 1140–1149.
9. *Thomas S.J.* Modulated backscatter for low-power high-bandwidth communication. Durham, USA: Duke University, 2013. 183 p.
10. *Hansen R.C.* Relationships between antennas as scatterers and as radiators // Proceedings of the IEEE. 1989. Vol. 77. Pp. 659–662.
11. *Saboktakin K., Kordi B.* Application of time-domain antenna techniques in electromagnetic field sensors characterization // 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference. 2010. Pp. 1–4.
12. *Смирнов О.В., Богатырев Е.А., Смольский С.М.*

Time-domain representation of a signal backscattered from a passive RFID tag // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2017) Материалы 27-ой Международной Крымской конференции. В 9-ти томах. 2017. С. 300–306.

13. *Smirnov O.V., Bogatyrev E.A., Smolskiy S.M.* Conditioning of digitally modulated signals backscat-

tered from a tag to a reader // ITM Web Conf. 30 03010. 2019.

14. *Nikitin P., Rao K.V.S, Lam S., Pillai V., Martinez R., Heinrich H.* Power Reflection Coefficient Analysis for Complex Impedances in RFID Tag Design // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions. 2005. Vol. 53. Pp. 2721–2725.

Поступила 5 ноября 2020 г.

English

PRINCIPLES OF FORMING BACKSCATTERING SIGNAL MODULATION

Oleg Vladimirovich Smirnov — System Architect, "Design center "Krystal" LC¹.

E-mail: vvtersin@yandex.ru.

Evgeniy Alexeyevich Bogatyrev — Candidate of Engineering Sciences, Professor, National Research University "Moscow Power Engineering Institute" (NRU "MPEI")².

E-mail: vvtersin@yandex.ru.

¹Address: 105187, Russian Federation, Moscow, Shcherbakovskaya St., 53, B. 3, 311.

²Address: 111250, Russian Federation, Moscow, Krasnokazarmennaya str., 14.

Abstract: Lately there has been a steadily growing interest to implement data transmission systems (DTS) based on backscattering signal modulation. This is due to high energy efficiency of such systems, since there is no need for intrinsic microwave signal generator on the transmitter's side. Such DTS are assumed to be applied for 5G network development, as well as in such data transmission systems as BLE, Wi-Fi, LoRA, WLAN and GSM. Moreover, market rapid development of devices used within the concept of Internet of things and wireless sensor networks also drives up interest in devices using backscattering signal modulation. Yet theoretical issues of their formation are of little if any consideration despite available works describing implemented modulators of such signals. This article provides for the first time mathematical tool to describe principles of backscattering signal modulation. The article gives an expression for this purpose defining the signal in time and frequency domain scattered by antenna radio ID. Analysis of DTS operation was performed using backscattering principle in time domain during the process of deriving this expression. To form a specific type of signal the requirements are set for variation law of reflection coefficient from the time required for implementation of quadrature, amplitude, phase and frequency shift keying. Simulation results of backscattering signals with QAM-4, QAM-8, amplitude and phase shift keying are presented as an example. The simulation is performed at the frequency used by actual RFID systems.

Keywords: backscattering modulation, loaded antennas, signal forming, radio frequency identification, channel model, quadrature modulation.

References

1. *Smirnov O.V., Bogatyrev E.A.* Application of backscattering modulation in modern data transmission systems. Radio-electronic devices and systems for infocommunication technologies (REDS-2019). 2019. Pp. 128–133.
2. *Green R.B.* The general theory of antenna scattering. Report No. 1223-17. Electro Science Laboratory. 1963.
3. *Karthaus, U., Fischer M.* Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7- μ W minimum RF input power. IEEE Journal of Solid-State Circuits. Iss. 38. 2003. Pp. 1602–1608.
4. *Thomas S.J., Reynolds M.S.* A 96 Mbit/sec, 15.5 pJ/bit 16-QAM modulator for UHF backscatter communication. IEEE International Conference on RFID (RFID). Orlando. 2012. Pp. 185–190.
5. *Yang G., Liang Y.C., Zhang R., Pei Y.* Modulation in the Air: Backscatter Communication Over Ambient OFDM Carrier. IEEE Transactions on Communications. 2018. Vol. 66. Pp. 1219–1233.
6. *Wang G., Gao F., Fan R., Tellambura C.* Ambient Backscatter Communication Systems: Detection and Performance Analysis. IEEE Transactions on Communications. 2016. Vol. 64. Pp. 4836–4846.
7. *Griffin J.D., Durgin G.D.* Gains For RF Tags Using Multiple Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. Vol. 56. Pp. 563–570.
8. *Shlivinski A., Heyman E., Kastner R.* Antenna Characterization in the Time Domain. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1997. Vol. 45. Pp. 1140–1149.

9. *Thomas S.J.* Modulated backscatter for low-power high-bandwidth communication. Durham, USA: Duke University, 2013. 183 p.

10. *Hansen R.C.* Relationships between antennas as scatterers and as radiators. Proceedings of the IEEE. 1989. Vol. 77. Pp. 659–662.

11. *Saboktakin K., Kordi B.* Application of time-domain antenna techniques in electromagnetic field sensors characterization. 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference. 2010. Pp. 1–4.

12. *Smirnov O.V., Bogatyrev E.A., Smolskiy S.M.* Time-domain representation of a signal backscattered from a passive RFID tag // Microwave and telecommunication technology (CriMiCo'2017) Materials of 27-th International Crimean conference. 9 volumes. 2017. Pp. 300–306.

13. *Smirnov O.V., Bogatyrev E.A., Smolskiy S.M.* Conditioning of digitally modulated signals backscattered from a tag to a reader. ITM Web Conf. 30 03010. 2019.

14. *Nikitin P., Rao K.V.S., Lam S., Pillai V., Martinez R., Heinrich H.* Power Reflection Coefficient Analysis for Complex Impedances in RFID Tag Design. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions. 2005. Vol. 53. Pp. 2721–2725.