

УДК 621.38

РАДИОМАРКЕР НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ С ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫМ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫМ КОДОМ

А. С. Койгеров,

аспирант

В. Ф. Дмитриев,

доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Рассматриваются вопросы помехоустойчивого кодирования в системах радиочастотной идентификации на поверхностных акустических волнах. Предложен новый способ повышения скрытности и надежности связи с радиомаркером при решении задачи радиочастотной идентификации за счет использования частотной манипуляции на физическом уровне и циклического корректирующего кодирования на канальном уровне в модели взаимодействия открытых систем. Приведено моделирование радиомаркера на основе уравнений связанных волн.

Ключевые слова — радиочастотная идентификация, радиомаркеры на ПАВ, временно-позиционный код, циклический контроль по избыточности, ортогональное частотное кодирование.

Введение

В настоящее время задачи бесконтактной идентификации и регистрации объектов решают с помощью систем радиочастотной идентификации (РЧИД). В системах РЧИД используются маркеры с различными принципами действия: электронные носители данных, основанные на интегральных схемах; носители данных, использующие для хранения данных физические принципы. Радиомаркеры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) занимают особое место в этом ряду. Они обладают некоторыми преимуществами перед другими технологиями бесконтактной идентификации, такими как: работа по радиоканалу при отсутствии встроенных источников питания у маркеров; большая дальность действия; высокое быстродействие; малые масса и габариты; высокая радиационная стойкость; широкий диапазон рабочих температур; практически неограниченный срок службы маркеров [1, 2].

Основной задачей системы РЧИД является быстрое и надежное считывание данных радиомаркера с максимальной точностью. Существующие международные стандарты (например *ISO*, *EPCglobal*) в разной степени реализуются для чиповых меток, для которых они определяют ком-

муникационный протокол и интерфейс, включающие правила модуляции, методы кодирования, методы антиколлизии. Физические принципы работы радиомаркеров на ПАВ существенно отличаются от чиповых меток, поэтому методы кодирования данных в радиомаркерах на ПАВ тоже будут отличаться. Актуальной становится задача кодирования данных радиомаркера на ПАВ.

Передача данных в системе РЧИД по радиоканалу подвержена помехам (промышленным и атмосферным) [3], которые приводят к ошибкам правильного приема данных. На системы РЧИД могут предприниматься такие «атаки», как неавторизованное считывание информации с радиомаркера с целью копировать данные, прослушивание радиоканала и повторение записанных данных в целях имитации истинного носителя данных [3].

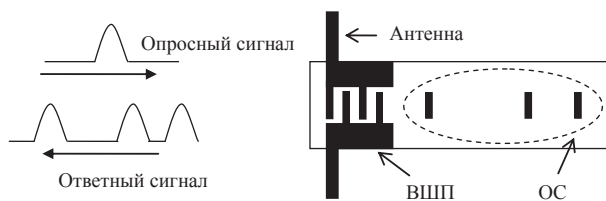
Метки на ПАВ относятся к классу «только чтение» [3] и работают только на считывание информации. На опросный импульс считывателя радиомаркер формирует набор ответных импульсов, несущих определенный код, обусловленный топологией ПАВ-устройства (рис. 1). Следует отметить, что дальность считывания системы идентификации на ПАВ зависит от нескольких факторов [3]. Один из них — потери непосредственно

в маркере, достигающие 30–50 дБ. Поскольку радиомаркер на ПАВ — это прототип многоотводной линии задержки, то с увеличением числа этих отводов возрастают потери, связанные с распределением энергии между ними. А число отводов определяет число знаков кода и, значит, число возможных кодовых комбинаций.

Первые ПАВ-радиомаркеры несли информацию с помощью амплитудной манипуляции (АМ, *Amplitude Shift Keying — ASK*) [4]. На ASK стоит обратить внимание, поскольку через принципы АМ переходят к классу кодов с временно-позиционным (ВП) кодированием, которое предложено в работе [5] для получения маркеров с большой емкостью данных. Но в работах [4, 5] не рассматриваются вопросы помехоустойчивого кодирования.

Поэтому предлагается для повышения скрытности параметров радиолинии ввести в структуру ВП-кода частотную манипуляцию (ЧМ, *Frequency Shift Keying — FSK*) на физическом уровне модели взаимодействия открытых систем (ВОС), для обеспечения и контроля целостности данных проводить циклический контроль по избыточности на канальном уровне ВОС. Пример использования принципа FSK применительно к маркерам на ПАВ представлен в работе [6], в которой сообщается о возможности формирования ответного сигнала, состоящего из семи импульсов, каждый из которых имеет ортогональную несущую частоту; в качестве опросного импульса используется линейно-частотно-модулированный (ЛЧМ) сигнал. В результате сформированный сложный сигнал пригоден для корреляционной обработки, однако число сигналов ограничено вследствие необходимости выполнять условие ортогональности сигналов. В работе [7] рассмотрены радиомаркеры на ПАВ для системы дистанционного контроля уровня жидкости. Радиомаркер представляет собой линию задержки на ПАВ, идентификация предусматривает подход с FSK. В частности, предлагается использование двух ортогональных частот для формирования кода длиной 4 бита.

Целью данной работы является теоретическое исследование вопроса кодирования радиомаркер-



■ **Рис. 1.** Принцип работы радиомаркера на ПАВ: ВШП — встречно-штыревой преобразователь; ОС — отражательная структура

ра на ПАВ и выбор варианта помехоустойчивого кодирования.

Концепция кодирования

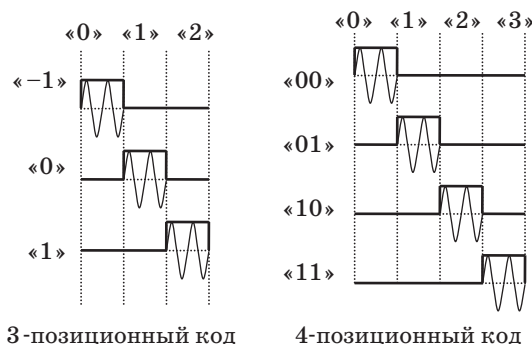
Структура ВП-кода. Число возможных кодовых комбинаций в многопозиционном коде определяется как m^n , где m — основание кода, n — число электродных (отражательных) групп или число информационных знаков (число кадров). Каждый символ будет кодироваться дискретным положением импульса внутри заданного интервала, выделенного на получение этого символа (рис. 2). Назовем этот интервал кадром. Для реализации 3-позиционного кода потребуется кадр разбить на три равных интервала (в дальнейшем эти интервалы будем называть слотами). Положение импульса в первом слоте даст значение знака, равное «0», положение во втором слоте — «1», в третьем — «2». Для получения 4-позиционного кода потребуется 4 слота со значениями «0», «1», «2» и «3» соответственно. На наборе из четырех фиксированных слотов одним дискретным состоянием сигнала можно закодировать сразу два информационных бита, поскольку комбинация из двух бит имеет четыре возможные комбинации (так называемые дибиты) — «00», «01», «10» и «11».

Используя для информационного кода 16 кадров, получим число комбинаций $\sim 43 \times 10^6$ и $\sim 4,2 \times 10^9$ для 3- и 4-позиционного кодов соответственно, в то время как для двоичного представления $2^{16} = 65536$.

Импульсный отклик радиомаркера для ВП-кода можно записать как

$$h(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_0 E(t - \tau_i) \sin(\omega_0(t - \tau_i) + \varphi_0),$$

где N — число импульсов; A_0 — амплитуда элементарного импульса; $E(t)$ — функция элементарного импульса ($E(t) = 1$ при $\tau_i \leq t \leq \tau_i + \tau_0$ — прямоугольные импульсы); ω_0 — несущая частота;



■ **Рис. 2.** Основы позиционного кодирования

φ_0 — начальная фаза импульса; τ_i — начальная задержка каждого импульса; τ_0 — длительность импульса.

Алгоритм хэширования. Для системы РЧИД необходима как можно большая дальность считывания кода радиометки, но при этом слишком слабый сигнал даст низкое отношение сигнал/шум на приемной стороне. Из-за малого уровня сигнала высока вероятность появления ошибок. Для обнаружения ошибок в передаваемых данных в общем случае могут применяться различные методы. Они включают проверку четности, продольный контроль по избыточности (*Longitudinal Redundancy Checking — LRC*) и циклический контроль по избыточности (*Cycling Redundancy Checking — CRC*) [3].

Предлагается для обеспечения и контроля целостности данных ввести циклическое корректирующее кодирование на канальном уровне ВОС. CRC-контроль является алгоритмом хэширования [3], который отображает (хэширует) элементы большого набора на элементы меньшего набора. Чем длиннее CRC, тем большее количество данных может быть надежно проверено.

Ряд порождающих полиномов, принятых международными организациями в качестве стандартов, представлен в таблице [8].

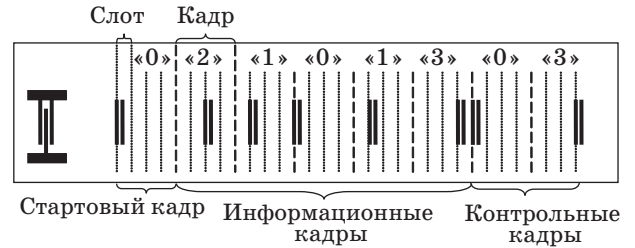
В работе используется порождающий полином $G(x) = x^4 + x + 1$. Степень $G(x)$ равна $W = 4$. Тогда длина блока «контрольной суммы» также равна 4.

Для 4-позиционного (основания системы $m = 4$) информационного кода <21013> запишем его двоичный аналог <1101000111> и вычислим контрольную сумму CRC [3]. Остаток <0011> соответствует CRC <03> для 4-позиционного кода.

Топология ПАВ-устройства с ВП-кодом <02101303> показана на рис. 3. Здесь введем

■ **Стандарты порождающих полиномов**

Степень полинома	Имя	Полином
3	—	$x^3 + x + 1$
4	CRC-4-ITU	$x^4 + x + 1$
5	CRC-5-EPC	$x^5 + x^3 + 1$
	CRC-5-USB	$x^5 + x^2 + 1$
6	CRC-6-ITU	$x^6 + x + 1$
7	CRC-7	$x^7 + x^3 + 1$
8	CRC-8-DARC-8	$x^8 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$
16	CRC-16-CCITT	$x^{16} + x^{12} + x^5 + 1$
32	CRC-32-IEEE 802.3	$x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$



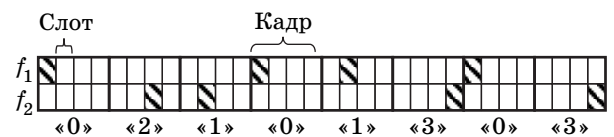
■ **Рис. 3. Топология ПАВ-устройства с ВП-кодом и CRC-контролем**

уточнение, что в начале блока данных размещается заголовок (стартовый бит, стартовая последовательность). Заголовок может представлять либо единичный импульс, либо состоять из короткой уникальной последовательности. Он предназначен для установления и поддержания синхронизации передачи, таким образом приемник определяет начало времени приема кодовой посылки. В работе предлагается в качестве стартового импульса всегда использовать «0»-положение.

Частотная модуляция кадра. Если амплитуды элементарных импульсов держать неизменными, а изменению подвергать не только временное положение импульса внутри кадра, но и его частоту, то сигнал уже будет являться частотно-манипулированным с временным позиционированием. Тогда последовательность подобного сигнала будет представлять собой последовательность частот $\{f_i, i = 0, 1, \dots, M - 1\}$. Сигналы подобного типа используются в системах беспроводной передачи информации с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты [9]. В работе предлагается использовать структуру ЧМ-сигнала с параметрами $N = 8, M = 2$ (рис. 4). Введение ЧМ в структуру ВП-кода соответствует модификации на физическом уровне модели ВОС.

Для работы ПАВ-устройства, которое будет нести описанную выше структуру кода, разделим входной преобразователь на последовательные секции. Вклад отдельных секций в импульсный отклик определяется в общем случае шагом электродов, числом электродов и апертурой секции.

Воспользуемся упрощенными соотношениями, справедливыми для частного случая преобразователя, которым является однородный ненаправленный ВШП. Для однородного преобразо-



■ **Рис. 4. Структура ЧМ-сигнала с параметрами $N = 8, M = 2$**

вателя, состоящего из K пар электродов, период и перекрытие которых неизменны, амплитудно-частотную характеристику можно оценить через фурье-компоненту распределения поверхностного тока на его электродах:

$$J(f) = \frac{\sin(X)}{X}, \quad (1)$$

где $X = \frac{K\pi(f - f_1)}{f_1}$.

Полосу ВШП по уровню ноль можно оценить как

$$\Delta f_{\text{ВШП}} = \frac{2f_1}{K}. \quad (2)$$

Для случая прямоугольного входного радиопульса рабочая полоса спектра по уровню ноль определяется

$$\Delta f_{s(t)} = \frac{2}{\tau_{\text{и}}}, \quad (3)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность входного сигнала.

Устанавливаем соотношения между полосой входного сигнала и преобразователями для выполнения условия ортогональности как

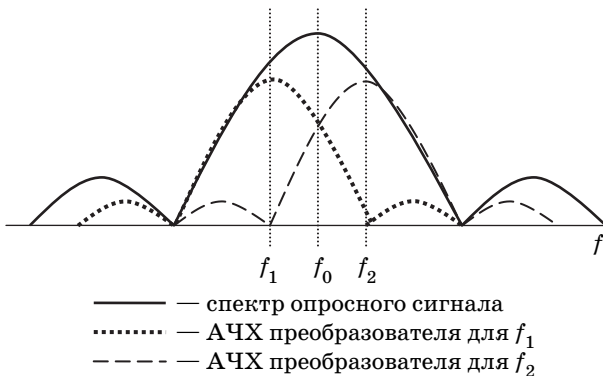
$$\Delta f_{s(t)} = \frac{3}{2} \Delta f_{\text{ВШП}}. \quad (4)$$

Для частотных каналов условие ортогональности определяется равенством нулю корреляционной функции сигналов:

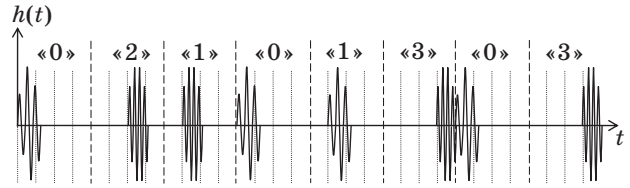
$$\int_0^T \sin(2\pi f_1 t) \sin(2\pi f_2 t) dt = 0.$$

На основе формул (1)–(4) можно определить непосредственно рабочие частоты преобразователей.

Спектральная диаграмма для $M = 2$, поясняющая принципы ортогонального частотного кодирования, представлена на рис. 5. При этом важно, что хотя сами спектры сигналов могут и перекрывать друг друга, однако ортогональность несущих составляющих минимизирует межканальную ин-



■ Рис. 5. Принцип ортогонального частотного кодирования



■ Рис. 6. Идеализированный импульсный отклик для кода <02101303>

терференцию. Кроме разделения по частоте символы кодовой последовательности разделены во времени, чтобы сохранялась структура ВП-кода.

Импульсный отклик радиомаркера для ВП-кода с применением ЧМ можно записать как

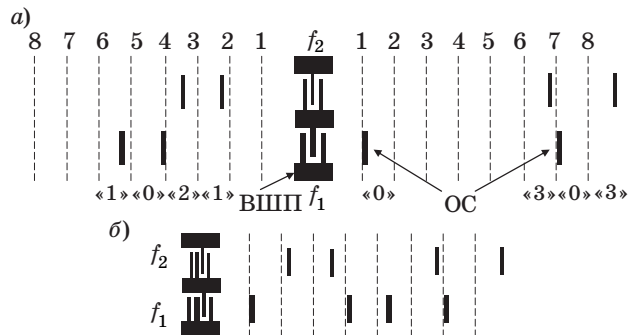
$$h(t) = \sum_{i=0}^{N_1-1} A_0 E(t - \tau_i) \sin(\omega_1(t - \tau_i) + \varphi_i) + \sum_{j=0}^{N_2-1} A_0 E(t - \tau_j) \sin(\omega_2(t - \tau_j) + \varphi_j), \quad (5)$$

где N_1 и N_2 — число импульсов в первом и втором частотных каналах соответственно, $N_1 = N_2 = N/2$ для выравнивания нагрузки на канал; τ_i и τ_j — начальные задержки импульсов в соответствующих каналах; φ_i и φ_j — начальные фазы импульсов в соответствующих частотных каналах.

Идеализированный импульсный отклик для кода <02101303> без учета начального времени задержки в маркере согласно (5) представлен на рис. 6. Кодирова и распределяя задержки τ_i и τ_j между частотными каналами, можно создать алфавит кодов, которые будут восприниматься и обрабатываться считывателем.

Моделирование ПАВ-устройства на основе модифицированного СОМ-метода

Два возможных схематических изображения конструкций радиочастотного маркера на ПАВ показаны на рис. 7. Выбранные конструкции спо-



■ Рис. 7. Схематические изображения конструкций ПАВ-устройств с ненаправленными (а) и однонаправленными (б) ВШП

собны обеспечить минимальные вносимые потери (уровень амплитуд ответных сигналов маркера относительно импульса опроса) при минимальной неравномерности формируемой радиомаркером кодовой последовательности импульсов. Конструкции включают секционированный ВШП и ряд ОС в виде групп канавок глубиной h_g . Для конструкции (рис. 7, а) половину кодовых импульсов формируют ОС, расположенные справа, а оставшиеся кодовые импульсы формируют ОС, расположенные слева. При этом число импульсов поровну распределяется между частотными каналами. В данной конструкции применяется ненаправленный секционированный ВШП, поскольку используется энергия ПАВ, переносимая в обоих направлениях от ВШП. В конструкции (рис. 7, б) в качестве секций преобразователя используются однонаправленные ВШП. Введение различных конструктивных вариантов однонаправленных ВШП (например, *SPUDT* — *Single Phase Unidirectional Transducer*) [10] позволяет существенно уменьшить вносимые потери. Выравнивание импульсного отклика радиомаркера достигается выбором числа отражателей в каждой ОС, которое увеличивается по мере удаления от ВШП. Таким образом обеспечивается отклик радиомаркера в виде последовательности импульсов примерно равной амплитуды. Кроме того, для частичной компенсации паразитных сигналов, образующихся в результате многократных отражений от ОС, в положение каждой ОС вводится индивидуально подобранное на основе расчетного анализа смещение $l_n < 0,1\lambda_0$, где λ_0 — длина волны на центральной частоте. Апертура ВШП выбирается из условия оптимального согласования с антенной (для получения требуемого значения импеданса радиомаркера), а число электродов ВШП определяется требуемой полосой рабочих частот.

Для учета и частичной компенсации многократных отражений между отдельными ОС воспользуемся методом моделирования, основанным на модифицированных уравнениях для связанных мод. Используемый метод расчета [11] базируется на рассмотрении в структуре устройства двух однородных плоских волн, распространяющихся во встречных направлениях:

$$R(z, \omega) = R(\omega)\exp(-j\omega z); \quad (6)$$

$$S(z, \omega) = S(\omega)\exp(+j\omega z), \quad (7)$$

где $R(\omega)$, $S(\omega)$ — комплексные амплитуды поверхностных потенциалов с волновым числом k и круговой частотой ω , имеющие смысл поверхностных электрических потенциалов.

Уравнения, связывающие комплексные амплитуды ПАВ на входе $R_K(\omega)$, $S_K(\omega)$ и выходе $R_{K+1}(\omega)$, $S_{K+1}(\omega)$ K -го элемента структуры и урав-

нение для тока через K -й электрод $I_K(\omega)$ имеют вид [11]

$$S_K(\omega) = r_K \eta_K \exp(-jkp_K) R_K(\omega) + \bar{r}_K \eta_K \exp(-jkp_K) S_{K+1}(\omega) + \vartheta_{UK}^-(\omega); \quad (8)$$

$$R_{K+1}(\omega) = \bar{r}_K \eta_K \exp(-jkp_K) R_K(\omega) + r_K \eta_K \exp(-jkp_K) S_{K+1}(\omega) + \vartheta_{UK}^+(\omega); \quad (9)$$

$$I_K(\omega) = \eta_K \exp(-jkp_K / 2) \times \left\{ \left[\xi_{K0}^+(\omega) + r_K \xi_{K0}^-(\omega) \right] R_K(\omega) + \left[\xi_{K0}^-(\omega) + r_K \xi_{K0}^+(\omega) \right] S_{K+1}(\omega) \right\} + \eta_K \left[y_K^+(\omega) + y_K^-(\omega) + j\omega W_K C_2 / 2 \right] U_0, \quad (10)$$

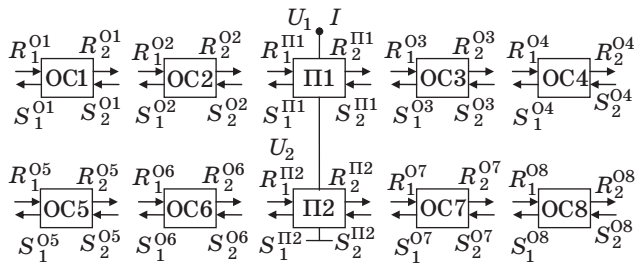
где r_K — комплексный коэффициент отражения от K -го электрода, $\bar{r}_K = \sqrt{1 - |r_K|^2}$; $\eta_K = W_K / W_0$; W_K — перекрытие K -го и $(K + 1)$ -го электродов или канавок; W_0 — максимальная апертура; $p_K = z_{K+1} - z_K$, z_{K+1} , z_K — середины зазоров между соответствующими электродами; $\vartheta_{UK}^\pm(\omega)$ — потенциалы, создаваемые возбуждаемыми «бегущими» волнами; $\xi_{K0}^\pm(\omega)$, $y_K^\pm(\omega)$ — параметры уравнений, определяющие эффективность возбуждения ПАВ; U_0 — напряжение, приложенное к ВШП. Волновое число в области ОС в (8)–(10) предполагается в виде $k = \omega / V - j\gamma_K$, где V — скорость ПАВ в структуре. Постоянная затухания в области ОС

$$\gamma_K = \gamma_0 + [C_P(\omega) / p_K] (h_g / \lambda)^2,$$

где γ_0 — затухание ПАВ на свободной поверхности пьезоэлектрической подложки на единицу длины; $C_P(\omega)$ — частотно-зависимый коэффициент, определяющий эффективность преобразования ПАВ в объемные волны при прохождении ПАВ одной канавки [12]. На свободной поверхности $\gamma_K = \gamma_0$.

Рассмотрим моделирование радиомаркера с ОС в виде канавок (см. рис. 7, а). Следуя идеологии метода P -матрицы [12], эквивалентную акустоэлектрическую схему радиомаркера с ОС можно представить в виде, показанном на рис. 8.

Здесь каждый ВШП представлен в виде устройства с двумя электрическими и четырьмя акустическими входами (выходами). К преобразователям $П1$ и $П2$ приложены потенциалы U_1 и U_2 , через них течет ток I . На преобразователи слева падают акустические волны с комплексными амплитудами $R_1^{П1}$ и $R_1^{П2}$ и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами $S_1^{П1}$ и $S_1^{П2}$, а справа падают акустические волны



■ Рис. 8. Эквивалентная акустоэлектрическая схема радиомаркера

с комплексными амплитудами $S_2^{П1}$ и $S_2^{П2}$ и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами $R_2^{П1}$ и $R_2^{П2}$. На отражательные структуры OC1 ... OC8 слева падают акустические волны с комплексными амплитудами R_1^{Oj} и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами S_1^{Oj} , а справа падают акустические волны с комплексными амплитудами S_2^{Oj} и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами R_2^{Oj} .

Акустическая связь между преобразователями, а также отражательными структурами определяется распределением поля акустических волн в поперечном направлении структуры. Для расчета структуры (см. рис. 7, а) в рамках метода связанных волн необходимо вычислить P -матрицы преобразователей. Для этого воспользуемся уравнениями (6)–(10), которые связывают комплексные амплитуды падающих и прошедших волн справа и слева от K -го электрода (или отражателя в случае ОС). С помощью этих уравнений можно, зная комплексные амплитуды волн на входе ВПП (или ОС), а также коэффициенты преобразования $\xi_{K0}^{\pm}(\omega)$ и отражения r_K , вычислить комплексные амплитуды волн на выходе ВПП (или ОС) и входную проводимость преобразователя.

Используя P -матрицы для каждого электрода, определенные согласно (8)–(16) работы [12], можно вычислить матрицы $P^{Пj}$ ($j = 1, 2$), определяющие связь комплексных амплитуд волн на входе и выходе преобразователей П1 и П2 в отсутствие ОС:

$$\begin{bmatrix} S_1^{Пj}(\omega) \\ R_2^{Пj}(\omega) \\ I(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^{Пj} & P_{12}^{Пj} & P_{13}^{Пj} \\ P_{21}^{Пj} & P_{22}^{Пj} & P_{23}^{Пj} \\ P_{31}^{Пj} & P_{32}^{Пj} & P_{33}^{Пj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1^{Пj}(\omega) \\ S_2^{Пj}(\omega) \\ U_j \end{bmatrix}.$$

Аналогично, используя P -матрицы для каждой полоски или канавки ОС, определенные согласно (6)–(10), можно вычислить матрицы P^{Oj} , определяющие связь комплексных амплитуд волн на входе и выходе каждой. При этом необхо-

димо учесть, что в ОС не происходит прямого и обратного преобразования акустических волн и к ним не приложены электрические потенциалы. Поэтому при выводе P -матриц ОС необходимо положить, что $\xi_{K0}^{\pm} = 0$, $U_0 = 0$, $C_2 = 0$. В этом случае элементы матрицы $P_{13}, P_{23}, P_{33}, P_{31}, P_{32}$ будут нулевыми:

$$\begin{bmatrix} S_1^{Oj}(\omega) \\ R_2^{Oj}(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^{Oj} & P_{12}^{Oj} \\ P_{21}^{Oj} & P_{22}^{Oj} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1^{Oj}(\omega) \\ S_2^{Oj}(\omega) \end{bmatrix}.$$

Заметим также, что P -матрица, описывающая зазор между ВПП и ОС или двумя ОС, может быть получена из соотношений (8)–(10) при условиях $\xi_{K0}^{\pm} = 0$, $U_0 = 0$, $C_2 = 0$, $r_K = 0$, $W_K = 0$. В данном случае ненулевыми элементами будут только элементы матрицы P_{12} и P_{21} . Из рис. 8, а понятно, что $R_1^{П1} = R_2^{O2} \exp(-jkd_2)$, $S_2^{O2} = R_1^{П1} \exp(jkd_2)$, $R_1^{O3} = R_2^{П1} \exp(-jkd_3)$, $S_2^{П1} = S_1^{O3} \exp(jkd_3)$, где d_2, d_3 — расстояния между преобразователем П1 и ОС2 и ОС3 соответственно.

Теперь компоненты P -матрицы каждого канала (P^{A1} и P^{A2}) могут быть вычислены последовательным перемножением соответствующих компонентов для ОС и ВПП в каждом канале. Условие запишем

$$P^{A1} = P^{O1} \times P^{D1} \times P^{O2} \times P^{D2} \times P^{П1} \times P^{D3} \times P^{O3} \times P^{D4} \times P^{O4}; \quad (11)$$

$$P^{A2} = P^{O5} \times P^{D5} \times P^{O6} \times P^{D6} \times P^{П2} \times P^{D7} \times P^{O7} \times P^{D8} \times P^{O8}. \quad (12)$$

Перемножение выполняется согласно соотношениям (8)–(16) из работы [12].

Приведенные соотношения позволяют рассчитать проводимости секционированных преобразователей П1 и П2, каждый из которых имеет период и апертуру электродов вдоль структуры ВПП. Отметим, что проводимость определяет элемент P_{33} каждого частотного канала.

Входную проводимость ВПП (Y_0) определим как сумму по двум каналам:

$$Y_0 = (Y_1 \times Y_2) / (Y_1 + Y_2).$$

Заметим, что частотные каналы считаем независимыми, т. е. не учитываем влияние каналов друг на друга, поскольку присутствует развязка по несущим частотам.

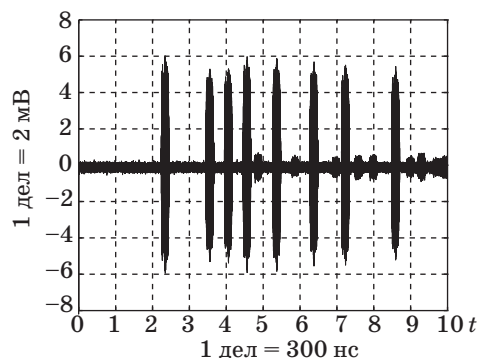
Отклик радиомаркера при подаче на ее вход радиоимпульса может быть вычислен на основе обратного преобразования Фурье комплексного коэффициента передачи (K_p) радиомаркера с последующим вычислением свертки импульсной характеристики радиомаркера с импульсом возбуждения:

$$K_p = (Y_G - Y_0)(Y_G + Y_0)^{-1},$$

где Y_G — проводимость источника сигнала.

В процессе расчетного анализа структуры радиомаркера (см. рис. 7, а) определялась глубина канавок ОС, при которой достигались бы минимальные потери при вариации на импульсной характеристике от отклика к отклику не более 1 дБ. При этом относительная амплитуда паразитных откликов должна быть не более -10 дБ. Избыточно большая глубина канавок приводила к большему градиенту амплитуд импульсов, формируемых кодирующими ОС, и появлению паразитных откликов с относительной амплитудой более -10 дБ.

Число канавок в каждой ОС изменялось от 10 (ближайшие к ВШП) до 12 (удаленные от ВШП) при постоянной их глубине 40 нм. Апертура структуры каждого акустического канала составила 300 мкм. Частота опросного сигнала — 868 МГц, длительность $\tau = 20$ нс. Частоты первого канала — 851,3 МГц, второго — 884,6 МГц, число пар ВШП $K_1 = 25$ и $K_2 = 26$. Размер чипа радиомаркера составил 5×2 мм. На рис. 9 представлен импульсный отклик, формируемый радиомаркером, при поступлении на его вход короткого радиоимпульса (~20 нс) амплитудой ~0,5 В. Короткий импульс большой амплитуды является сигналом опроса, поступающим на радиомаркер. Время задержки до первого символа кода составляет ~0,75 мкс, а кодовая последовательность состоит из 8 символов с кодом <02101303>. Длительность импульса в сформированной последо-



■ Рис. 9. Импульсный отклик, формируемый радиомаркером

вательности при указанных параметрах топологии равна ~75 нс. По результатам расчета величина потерь в радиомаркерах составила ~40 дБ.

Заключение

Повысить скрытность и надежность связи с радиомаркером при решении задачи радиочастотной идентификации можно путем использования частотной манипуляции на физическом уровне ВОС и циклического корректирующего кодирования на канальном уровне ВОС. Результаты моделирования предполагается использовать в дальнейшей работе при оптимизации конструкции радиомаркера и совершенствовании технологии его изготовления.

Литература

1. Забузов С. А. Маркеры на поверхностных акустических волнах для систем радиочастотной идентификации // Будущее сильной России — в высоких технологиях: Тр. Всерос. науч. чтений. СПб.: Логос, 2007. С. 137–143.
2. Дмитриев В. Ф., Новиков В. В., Койгеров А. С. Оптимизация радиоидентификатора на ПАВ с кодирующими отражательными структурами // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОТ. 2009. Вып. 3. С. 173–179.
3. Дшхунян В. Л., Шаньгин В. Ф. Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты. — М.: ИТ Пресс, 2004. — 696 с.
4. Reindl L., Ruile W. Programmable reflectors for SAW-ID-tags // IEEE Ultrason. Symp. 1993. Vol. 1. P. 125–130.
5. Hartmann C. S. A global SAW ID tag with large data capacity // IEEE Ultrason. Symp. 2002. Vol. 1. P. 65–69.
6. Puccio D., Malocha C., Saldanha N. et al. Orthogonal frequency coding for SAW tagging and sensors // IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr. 2006. Vol. 53. N 2. P. 377–384.
7. Nomura T., Kosaka T., Saitoh A. Functional Passive Sensor System Using Reflective SAW Delay Line // Mater. Res. Soc. Symp.: Proc. 2006. Vol. 888. P. 173–184.
8. Koopman P., Chakravarty T. Cyclic Redundancy Code (CRC) Polynomial Selection For Embedded Networks: Proc. of the 2004 Intern. Conf. on Dependable Systems and Networks. 2004. P. 145–155.
9. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. — М.: Техносфера, 2007. — 488 с.
10. Chvets V. B., Rusakov A. N., Orlov V. S. Development of low-loss quasi-slanted SPUDT filters // IEEE Int. Ultrason. Symp. 2000. P. 75–78.
11. Дмитриев В. Ф. Вывод модифицированных уравнений связанных поверхностных акустических волн // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 9. С. 1134–1143.
12. Дмитриев В. Ф. Теория и расчет гибридного резонаторного фильтра на поверхностных акустических волнах с повышенным внеполосным подавлением // ЖТФ. 2002. Т. 72. № 11. С. 83–90.