

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396

П.С. Покровский, О.А. Уражжок**АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ
СПЕКТРАЛЬНО-ЭФФЕКТИВНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ
НА ОСНОВЕ НЕЛИНЕЙНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ
ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СИНФАЗНОЙ И КВАДРАТУРНОЙ
СОСТАВЛЯЮЩИХ**

Рассмотрено взаимодействие синфазных и квадратурных составляющих сигналов линейных (OQPSK и QAM-16) и спектрально-эффективных видов модуляций (FQPSK, GMSK и APSK-16). Показано, что сигналы спектрально-эффективных видов модуляции могут быть получены в два этапа, где на первом формируется синфазная и квадратурная составляющие сигнала линейного вида модуляции, а на втором – между ними вносится нелинейная связь. Разработанный алгоритм требует для своей реализации на 40 % меньше вычислительных затрат по сравнению с известным алгоритмом, позволяет получать FQPSK-, GMSK-, и APSK-16 сигналы с ошибкой менее 5° по углу и 6 % по амплитуде, что соответствует требованиям CCSDS. При этом отклонение от эталонных значений пик-фактора получаемых радиосигналов не превышает 0,06, а занимаемой полосы частот – 1%.

Ключевые слова: спектрально-эффективная модуляция, энергоэффективность, GMSK, FQPSK, APSK-16.

Введение. В настоящее время в системах беспроводной передачи данных широко применяются спектрально-эффективные виды модуляции, такие как GMSK, FQPSK и APSK-16 с целью повысить энергоэффективность мобильных устройств. Для максимально эффективного использования каждого из этих видов модуляции при сохранении экономической выгоды необходимо создание алгоритма, который объединит в себе несколько спектрально-эффективных видов модуляции. Также необходимо, чтобы алгоритм был способен адаптироваться под нестандартные условия применения за счет реализации новых, пока неизвестных форм сигнала.

Модуляции GMSK и FQPSK относятся к группе фазовых модуляций с непрерывной фазой (CPM), причем их сигнальные созвездия имеют схожую структуру [1]. В [2] показано, что любой CPM-сигнал может быть представлен суперпозицией OQPSK-сигналов, при этом GMSK и FQPSK сигналы могут быть получены путем ввода управляемой связи между синфазной и квадратурной составляющими T-OQPSK-сигналов [3,4]. Модуляция APSK-16 является

частным случаем модуляции QAM-16, при этом сигнальное созвездие APSK-16 получается с помощью нелинейного сжатия сигнального созвездия QAM-16 [5]. Предложенный алгоритм двухэтапного формирования существенно упрощает получение спектрально-эффективных радиосигналов.

Целью работы является разработка алгоритма формирования спектрально-эффективных радиосигналов на основе нелинейного представления взаимодействия синфазной и квадратурной составляющих.

Обоснование алгоритма формирования сигналов. Для решения поставленной задачи было предложено получать синфазную $I_n(t)$ и квадратурную $Q_n(t)$ составляющие сигнала спектрально-эффективных видов модуляции из синфазной $I(t)$ и квадратурной $Q(t)$ составляющей сигнала линейного вида модуляции. Таким образом, каждая из квадратурных составляющих спектрально-эффективного сигнала может быть получена с помощью функциональной зависимости двух переменных:

$$\begin{aligned} I_n(t) &= f_I(I(t), Q(t)); \\ Q_n(t) &= f_Q(I(t), Q(t)). \end{aligned} \quad (1)$$

Таковую операцию выполняет специальный нелинейный элемент (НЭ).

В результате проектирования была предложена структурная схема алгоритма формирования сигналов спектрально-эффективных видов модуляции GMSK, FQPSK и APSK-16, представленная на рисунке 1. Здесь ЛФ – формирователь синфазной и квадратурной составляющей линейного сигнала, НЭ – нелинейный элемент, КМ – квадратурный модулятор, УБ – управляющий блок, ГНК – генератор несущего колебания, d_i – входная битовая последовательность в формате «без возврата к нулю» (ББН), $S(t)$ – радиосигнал спектрально-эффективного вида модуляции, f_0 – несущая частота.

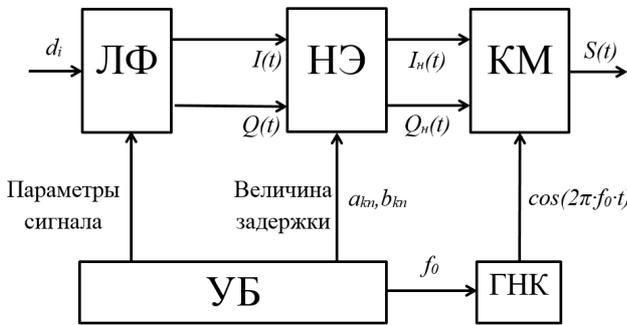


Рисунок 1 – Структурная схема алгоритма формирования сигналов спектрально-эффективных видов модуляции GMSK, FQPSK и APSK-16

Предложенная схема использует двухэтапную процедуру формирования сигналов спектрально-эффективных видов модуляции, где на первом этапе осуществляется формирование синфазной $I(t)$ и квадратурной $Q(t)$ составляющих линейного вида модуляции, а на втором – нелинейное преобразование данных сигналов в НЭ для получения составляющих требуемого радиосигнала.

При выборе математической модели для описания НЭ рассмотрены следующие модели нелинейных структур [6, 7]:

– модель Заде:

$$y_k = \sum_{n=0}^N \left(\sum_{i_0=0}^{\infty} \dots \sum_{i_n=0}^{\infty} f_{i_0, \dots, i_n} (x_{k-i_0}, \dots, x_{k-i_n}) \right), \quad (2)$$

где $0 < N < \infty$ – порядок и f_{i_0, i_1, \dots, i_n} – базовые функционалы модели Заде;

– ряд Урысона:

$$y_k = \sum_{n=0}^N \left(\sum_{i_1=0}^{\infty} \dots \sum_{i_n=0}^{\infty} \left(\prod_{p=0}^n f_p (x_{k-i_p}) \right) \right), \quad (3)$$

где f_p – также базовые функционалы модели Урысона, n – порядок нелинейности;

– ряд Винера:

$$y_k = \sum_{n=0}^N \left(\sum_{i_0=0}^{\infty} \dots \sum_{i_n=0}^{\infty} \alpha_{i_0, \dots, i_n} \prod_{p=0}^n \left(\sum_{r_p=0}^{\infty} f_{i_p} (r_p) x_{k-i_p} \right) \right), \quad (4)$$

где $f_{i_p} (r_p)$ – заданная система функций; $\alpha_{i_0, i_1, \dots, i_n}$

– оптимизируемые параметры;

– многочлен Колмогорова-Габора:

$$y_k = \sum_{n=0}^N \left(\sum_{i_1=0}^{\infty} \sum_{i_2=0}^{\infty} \dots \sum_{i_n=0}^{\infty} \alpha_{i_0, i_1, \dots, i_n} \prod_{r=0}^n x_{k-i_r} \right). \quad (5)$$

Недостатком обобщённых моделей, к которым относится модель Заде и ряд Урысона, является большое количество вычислительных затрат [8], необходимых для их реализации. Поэтому для решения поставленной задачи целесообразно использовать упрощенные модели – ряд Винера или многочлен Колмогорова – Габора. При условии, что $f_{i_p} (p)$ представляют собой дискретные функции Лагерра, ряд Винера при соответствующем выборе коэффициентов $\alpha_{i_0, i_1, \dots, i_n}$ сводится к модели Вольтера [6], которая в дискретном виде записывается в виде многочлена Колмогорова – Габора (см. формулу 5).

Кроме того, многочлен Колмогорова – Габора обеспечивает малую вычислительную сложность и позволяет описывать инерционные нелинейные структуры. В [7] показано, что в большинстве практических случаев инерционный НЭ можно представить как последовательно соединенную линейную (ЛЧ) и нелинейную (НЧ) части. При этом ЛЧ представляет собой фильтр, который ограничивает занимаемую полосу частот. В структурной схеме на рисунке 1 эту операцию выполняет предмодуляционный фильтр ЛФ, поэтому с целью исключения дублирующей операции инерционность из выбранной математической модели можно исключить. Это позволит уменьшить объем вычислительных затрат, необходимых для реализации алгоритма. С учетом вышеизложенного формула (1) примет вид:

$$\begin{aligned} I_n(t) &= \sum_{k=0}^m \sum_{n=0}^m a_{kn} \cdot I^k(t) \cdot Q^n(t), \\ Q_n(t) &= \sum_{k=0}^m \sum_{n=0}^m b_{kn} \cdot I^n(t) \cdot Q^k(t); \end{aligned} \quad (6)$$

где m – порядок полинома, a_{kn} и b_{kn} – коэффициенты синфазного и квадратурного каналов соответственно.

Как известно [7], порядок полинома m определяет точность и характеристики воспроизводимого сигнала спектрально-эффективного

вида модуляции. Однако по мере повышения точности будет увеличиваться и объем вычислительных затрат, необходимый для формирования сигнала спектрально-эффективного вида модуляции. То есть выбор коэффициентов НЭ должен осуществляться по критерию минимума ошибки формирования спектрально-эффективных радиосигналов. Однако, следует заметить, что на практике оказывается более важно не фактическое повторение известного сигнала, а сохранение таких его основных параметров, как энергетическая, спектральная эффективность и помехоустойчивость.

Показатели качества сформированных сигналов. Как известно [1], для эффективного расхода заряда аккумулятора необходимо обеспечить работу усилителей выходных каскадов передатчика в нелинейном режиме. Однако в этом случае радиосигнал подвергается искажениям, приводящим к паразитной амплитудной и фазовой модуляции (АМ/ФМ). Для уменьшения влияния АМ/ФМ необходимо, чтобы выходной сигнал обладал низким значением пик-фактора Π [9]. Таким образом, для анализа энергетической эффективности предложенного способа формирования сигналов целесообразно оценивать уровень пик-фактора, а для определения спектральной эффективности сигнала необходимо знать значение занимаемой полосы $\Delta F_{99}T_s$ сигнала [1]. Кроме того, сформированный сигнал не должен создавать помех другим радиоэлектронным системам, поэтому требуется обеспечение низкого значения внеполосного излучения (ВПИ). Для определения значения ВПИ необходимо оценить уровень излучения сигнала в пределах первого бокового лепестка $p_{1\text{бл}}$. То есть для оценки спектральной эффективности целесообразно применять значение занимаемой полосы частот и уровень первого бокового лепестка. Для анализа помехоустойчивости рассматриваемых сигналов в соответствии с [10] используют значение минимального расстояния между сигналами в канальном алфавите d_{\min} .

Следует отметить, что при данном подходе реализуемый вид модуляции будет определяться соответствующим выбором значений коэффициентов a_{kn} и b_{kn} .

Экспериментальная часть. Для оценки значений коэффициентов a_{kn} и b_{kn} , а также определения требуемого порядка НЭ при реализации различных спектрально-эффективных радиосигналов проведено имитационное моделирование, схема которого представлена на рисунке 2. Здесь ИИ – источник информации, НМ – формирователь эталонных синфазной и квадра-

турной составляющей, БУО – блок управления и оптимизации, БО – блок оценки. В качестве НМ используются известные схемы формирователей спектрально-эффективных видов модуляции [1]. Правила отображения бинарного потока в элементы канального алфавита у линейного и спектрально-эффективного модулятора полностью совпадают.

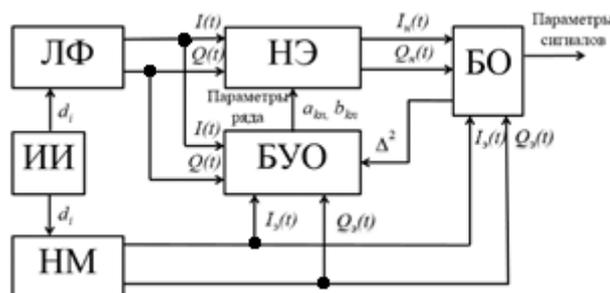


Рисунок 2 – Схема проведения эксперимента

С выхода ИИ на вход ЛФ и НМ подаются идентичные наборы информационных бит d_i . НМ формирует эталонные синфазную $I_3(t)$ и квадратурную $Q_3(t)$ составляющие сигнала спектрально-эффективного вида модуляции. ЛМ также формирует квадратурные составляющие $I(t)$ и $Q(t)$ линейного сигнала, в которые нелинейный элемент вводит нелинейную связь, таким образом, чтобы квадратурные составляющие $I_n(t)$ и $Q_n(t)$ на выходе НЭ были максимально похожи на эталонные $I_3(t)$ и $Q_3(t)$. Для определения коэффициентов a_{kn} и b_{kn} необходимо методом наименьших квадратов (МНК) [11] решить две системы уравнений:

$$I_3(t_i) = f_I(I(t_i), Q(t_i)); Q_3(t_i) = f_Q(I(t_i), Q(t_i)). \quad (7)$$

Здесь $I(t_i)$, $Q(t_i)$, $I_3(t_i)$, $Q_3(t_i)$ дискретные временные отсчеты синфазного и квадратурного каналов сигнала линейного вида модуляции, синфазного и квадратурного каналов эталонного сигнала соответственно, где $i = 0; N-1$ – номер отсчета.

БО предназначен для сравнения сформированных $I_n(t)$, $Q_n(t)$ и эталонных $I_3(t)$ и $Q_3(t)$ по критерию среднего квадрата ошибки $\overline{\Delta^2}$ в соответствии с МНК, а также для оценки параметров сформированных $I_n(t)$, $Q_n(t)$ и эталонных $I_3(t)$ и $Q_3(t)$, таких как Π , $\Delta F_{99}T_s$, $p_{1\text{бл}}$ и d_{\min} . По величине $\overline{\Delta^2}$ БУО принимает решение о снижении или увеличении порядка полинома (6), с целью увеличения или уменьшения точности формирования $I_n(t)$ и $Q_n(t)$, а также определяет значения коэффициентов a_{kn} и b_{kn} .

В интересах исследования влияния данного рассогласования на значения полиномов (6), используемых в синфазном и квадратурном каналах, рассмотрим поведение функции вида:

$$\Delta f(I(t), Q(t)) = f_I(I(t), Q(t)) - f_Q(I(t), Q(t)), \quad (8)$$

представленной для случая GMSK (BT=0,5). В качестве коэффициентов a_{kn} и b_{kn} использовались значения из таблицы 2.

Проведенные исследования показывают, что в пределах динамического диапазона сигналов $I(t) \in [-1; 1]$, $Q(t) \in [-1; 1]$ отклонение $\Delta f(I(t), Q(t))$ составляет менее 10^{-3} .

Таким образом, на практике для уменьшения вычислительных затрат целесообразно пользоваться одним усредненным набором коэффициентов c_{kn} вместо двух a_{kn} и b_{kn} :

$$c_{kn} = (a_{kn} + b_{kn}) / 2.$$

Проведенные дополнительные исследования показали, что при использовании одного усредненного набора коэффициентов c_{kn} вместо двух наборов a_{kn} и b_{kn} точность формирования сигнала практически не меняется. Так, в случае FQPSK-сигнала при использовании полинома (6) пятого порядка средний квадрат ошибки $\overline{\Delta^2}$ для усредненного набора коэффициентов составляет $3,25 \cdot 10^{-5}$, а для двух наборов коэффициентов – $2,85 \cdot 10^{-5}$. То есть проигрыш в точности формирования при использовании усредненного набора коэффициентов не превышает значения $0,4 \cdot 10^{-5}$, что для практических приложений является несущественным [12].

Кроме того, проведенные исследования показали, что каждый коэффициент вносит раз-

личный вклад в точность формируемого сигнала, поэтому некоторые слагаемые полинома, значения которых менее 0,01, можно исключить из математической модели. Так, в случае GMSK (BT=0,5) сигнала при использовании полного полинома (6) пятого порядка средний квадрат ошибки $\overline{\Delta^2}$ составляет $3 \cdot 10^{-4}$, а для полинома (6) пятого порядка при использовании только значимых коэффициентов – $3,3 \cdot 10^{-4}$. Таким образом, проигрыш в точности формирования при использовании только значимых коэффициентов составляет не более $0,3 \cdot 10^{-4}$, что допустимо для практических приложений [12].

С учетом вышеизложенного достаточная для практики точность формирования спектрально-эффективных радиосигналов обеспечивается за счет применения в качестве нелинейного элемента полинома третьего порядка с отброшенными весовыми коэффициентами, модуль которых не превышает 0,01. В этом случае

$$\begin{aligned} I_n(t) &= c_0 I(t) + I(t)(c_1 I^2(t) + c_2 Q^2(t)), \\ Q_n(t) &= c_0 Q(t) + Q(t)(c_1 I^2(t) + c_2 Q^2(t)). \end{aligned} \quad (9)$$

Подобная аппроксимация функциональной зависимости между синфазной и квадратурной составляющими комплексной огибающей позволяет по сравнению с алгоритмом, предложенным в [3], более чем на 40 % снизить количество вычислительных операций, необходимых для формирования спектрально-эффективных радиосигналов. Данный выигрыш обусловлен отказом от дополнительных сигналов, отвечающих за управляемое взаимодействие каналов синфазной и квадратурной составляющих.

Таблица 2 – Коэффициенты полинома (6) третьего порядка, необходимые для формирования сигнала GMSK (BT=0,5) модуляции

№ п.п.	Слагаемое полинома (6)	a_{kn}	Слагаемое полинома (6)	b_{kn}	c_{kn}
0	1	-0,0024	1	0,0026	0,0001
1	$I(t)$	1,1095	$Q(t)$	1,1096	1,1096
2	$Q(t)$	0,0121	$I(t)$	0,0055	0,0088
3	$I^2(t)$	0,0025	$Q^2(t)$	-0,002	0,0003
4	$Q^2(t)$	0,0023	$I^2(t)$	-0,0028	-0,0003
5	$I(t) \cdot Q(t)$	0,0018	$I(t) \cdot Q(t)$	0,0011	0,0015
6	$I^3(t)$	-0,1335	$Q^3(t)$	-0,1326	-0,1331
7	$Q^3(t)$	-0,0125	$I^3(t)$	-0,006	-0,0093
8	$I^2(t)Q(t)$	-0,0089	$I(t)Q^2(t)$	-0,0016	-0,0053
9	$I(t)Q^2(t)$	-0,1264	$I^2(t)Q(t)$	-0,1256	-0,1260

Заключение. Предложен алгоритм формирования спектрально-эффективных радиосигналов из синфазной и квадратурной составляющих линейного сигнала. Данный алгоритм аналогично подходу [3] позволяет реализовать универсальное устройство формирования спектрально-эффективных радиосигналов, в котором смена вида модуляции происходит за счет соответствующего изменения весовых коэффициентов полинома. Кроме того, предложенный подход позволяет уменьшить вычислительные затраты универсального формирователя спектрально-эффективных радиосигналов более, чем на 40 % за счет отказа от дополнительных, отвечающих за управляемое взаимодействие каналов синфазной и квадратурной составляющих.

Показано, что при использовании полинома с минимально необходимым порядком ($m=3$) ошибка формируемых FQPSK, GMSK, APSK-16 сигналов составляет менее 5° по углу и 6 % по амплитуде, что соответствует требованиям CCSDS [12]. Отклонение от эталонных значений пик-фактора получаемых радиосигналов не превышает 0,06, а занимаемой полосы частот – 1%.

Библиографический список

1. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь. 2000. – 520 с.
2. *Laurent P.A.* Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP) // IEEE Trans. on Commun., COM 34, 1986. P. 150-160.
3. *Кириллов С.Н., Покровский П.С.* Программно-

управляемый квадратурный формирователь спектрально эффективных видов радиосигналов на основе «зависимых» последовательностей импульсов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. № 36. С. 24-27.

4. *Кириллов С.Н., Покровский П.С.* Программно-управляемый формирователь радиосигналов с нелинейными видами модуляции // Нелинейный мир. – № 3. – 2013. – С. 150-157.

5. Digital Video / ed. by Floriano De Rango // Intech. Croatia, 2010. – P. 500.

6. Дисперсионная идентификация / под ред. Райбмана Н.С. М.: Наука. – 1981. – 336 с.

7. *Эйххофф П.* Основы идентификации систем управления. Оценивание параметров и состояния. М.: Мир. – 1975. – 683 с.

8. *Ивахненко А.Г. Мюллер Й.А.* Самоорганизация прогнозирующих моделей. – К.: Техніка, 1985; Берлин: ФЭБ Ферлаг Техник, 1984. – 223 с.

9. *Макаров С.Б., Попов Е.А.* Разделение значений комплексной огибающей случайной последовательности многопозиционных спектрально-эффективных сигналов // Радиотехника. – 2001. – №1 – С. 72 – 78.

10. *Ямпольский Э.М.* Вариационные принципы согласования сигналов с каналом связи. – М.: Радио и связь, 1987. – 136 с.

11. *Ивахненко А. Г.* Индуктивный метод самоорганизации моделей сложных систем. — К.: Наук. думка, 1981. – 296 с.

12. Report Concerning Space Data System Standards. Radio Frequency and Modulation Systems – Part 1: Earth Stations and Spacecraft// Blue Book. Issue 20. April 2009 // Режим доступа: <http://public.ccsds.org/publications/archive/401x0b20ec3.pdf>.

УДК 681.586.621.37:543.275.1

В.В. Езерский, М.С. Расходчикова

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРУЕМЫХ УРОВНЕМЕРОВ

Предложен алгоритм для обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) частотно-модулированного (ЧМ) уровнемера на основе вейвлет-преобразования, и с помощью численного моделирования проведена оценка методической погрешности, влияния шумов и влияния мешающих отражений в рабочей зоне. Проведено сравнение с широко используемым алгоритмом обработки СРЧ на основе поиска максимума спектральной плотности.

Ключевые слова: частотно-модулированный уровнемер, вейвлет-преобразование, преобразование Фурье, влияние шумов, влияние мешающих отражений.

Введение. В работе [1] предложено использовать непрерывное вейвлет-преобразование

(НВП) для повышения точности ЧМ-уровнемера, выполненного на основе ЧМ-

дальномера. Это неожиданное предложение, так как НВП по своему назначению предназначено для анализа неоднородных сигналов. Известно [2], что СРЧ является однородным периодически повторяющимся сигналом синусоидальной формы. Однако в работе [1] с помощью численного моделирования показано, что использование вейвлет-преобразования на основе вейвлета Морле позволяет получить погрешность измерения уровня существенно меньше ошибки дискретности (ОД) δ_R [2], присущей ЧМ-дальномеру при использовании простого счётного метода или метода поиска максимума спектра на основе быстрого преобразования Фурье. ОД определяется величиной Δ_F диапазона перестройки частоты при ЧМ:

$$\delta_R = \frac{c}{4\Delta_F}, \quad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитных волн в рабочей среде уровнемера.

К сожалению, в работе [1] процедура обработки СРЧ практически не описана, и результаты получены при дискретном изменении уровня с шагом 10 см. Большой опыт теоретических исследований и практического применения различных алгоритмов обработки СРЧ [3–5] позволяет утверждать, что для уверенной формулировки практических рекомендаций разработчикам ЧМ-уровнемеров необходимо ответить на следующие вопросы:

- какие конкретно действия надо произвести с СРЧ для определения значения измеряемого уровня материала в резервуаре, т.е. сформулировать алгоритм обработки;
- какова величина методической погрешности алгоритма, полученной в идеальных условиях;
- как изменяется погрешность измерения расстояния при наличии шума [6];
- какова чувствительность алгоритма к влиянию мешающих отражений [7, 8];
- как обеспечиваемая алгоритмом погрешность соотносится с погрешностью известных алгоритмов [2];
- какова сложность алгоритма по сравнению с известными практическими алгоритмами;
- каково быстродействие алгоритма.

Причем известно [2], что период изменения методической погрешности у большинства известных методов обработки СРЧ равен четверти длины волны λ несущего колебания. Поэтому дискретность изменения уровня при моделировании обработки не должна превышать $\lambda/8$.

Целью данной работы является формули-

ровка алгоритма обработки СРЧ на основе вейвлет-преобразования, определение его основных характеристик и сравнение с существующими алгоритмами для выяснения возможности практического использования.

Исследование проведём с помощью численного моделирования в системе программирования MatLab. Для сопоставления получаемых результатов используем широко используемый на практике алгоритм оценки разностной частоты по положению максимума спектра СРЧ [2].

Модель сигнала и процедура моделирования. Используем для моделирования симметричный треугольный закон ЧМ [2] с периодом $T_{\text{мод}}$. При этом можно использовать хорошо известную модель СРЧ:

$$u_{\text{срч}}(t) = A_m \cos \left[2\pi \left(f_0 t_3 + 2\Delta_F \frac{t}{T_{\text{мод}}} t_3 \right) \right], \quad (2)$$

где A_m – амплитуда СРЧ; f_0 – частота несущего сигнала; $t_3 = 2R/c$ – время распространения сигнала от уровнемера до поверхности продукта и обратно; R – расстояние от уровнемера до уровня загрузки резервуара.

Для численного моделирования эту модель можно переписать в виде:

$$u_{\text{срч}}(n) = A_m \cos \left[2\pi \left(f_0 t_3 + 2\Delta_F \frac{n}{N} t_3 \right) \right], \quad (3)$$

где N и n – соответственно число отсчётов СРЧ в одном полупериоде модуляции и номер текущего отсчёта.

При исследовании используем аддитивный нормальный шум с дисперсией $\sigma_{ш}^2$, определяемой на основании задаваемого отношения сигнал – шум $q_{\text{сш}}$:

$$q_{\text{сш}} = \frac{A_m^2}{2\sigma_{ш}^2}. \quad (4)$$

Введение шума удобно производить с помощью стандартной функции `awgn`, имеющейся в MatLab.

Мешающее отражение также можно моделировать на основе выражения (3), заменяя в нём t_3 на $t_{3n} = 2R_n/c$ и A_m на $A_{mn} = q_{\text{сш}} A_m$, где R_n – расстояние от уровнемера до помехи и $q_{\text{сш}}$ – отношение сигнал – помеха.

При моделировании примем, что частота несущего сигнала $f_0 = 10$ ГГц. Расчёты желательно проводить при разных значениях диапазона перестройки частоты Δ_F и соответственно выбирать разное значение числа отсчётов N . В

данном случае несущественной является амплитуда СРЧ. Поэтому можно считать, что $A_m = 1$.

Расстояние от уровнемера до отражающей поверхности изменяем в пределах 0,5 м – 30 м с шагом 1 мм. Для каждой точки необходимо оценивать расстояние с помощью двух методов обработки СРЧ и определять погрешность измерения. Результаты моделирования представим в виде зависимости погрешности измерения от измеряемого расстояния.

Алгоритмы обработки СРЧ. Отметим, что в рассматриваемом ЧМ-дальномере основной операцией является измерение разностной частоты сигнала на выходе смесителя.

1. Сначала рассмотрим известный двухэтапный алгоритм поиска максимума спектральной плотности (ПМСП) [2].

На первом этапе с помощью функции fft системы MatLab выполняется быстрое преобразование Фурье от СРЧ, взвешенного какой-либо весовой функцией (ВФ), и с помощью функции `max` определяется положение максимальной спектральной составляющей. При этом погрешность такой оценки равна ОД (1) вследствие дискретности спектра, но этого достаточно, чтобы оценка частоты СРЧ попала в область главного лепестка спектра.

На втором этапе с помощью процедуры численного поиска экстремума необходимо найти положение экстремума непрерывно-дискретного преобразования Фурье [9]:

$$\dot{S}(x) = \sum_{k=0}^{K-1} u_{\text{срч}}(k) w(k) \exp(-j2\pi x k), \quad (5)$$

где $0 \leq x \leq 1$, $w(k)$ – весовая функция.

Поиск экстремума можно выполнять с помощью процедуры одномерной оптимизации `fminbnd` из библиотеки MatLab. Найденное положение экстремума является уточнённой оценкой разностной частоты $F_{\text{срч}}$, и по ней вычисляется измеряемое расстояние [2]:

$$R = \delta_R F_{\text{срч}} T_{\text{мод}}. \quad (6)$$

2. Алгоритм обработки СРЧ на основе НВП базируется на вычислении аппроксимирующих коэффициентов [1, 10]:

$$C(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_0^{T_{\text{мод}}/2} u_{\text{срч}}(t) \Psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt, \quad (7)$$

где $\Psi(t)$ – вейвлет-функция, a и b – соответственно параметры масштаба и сдвига по времени.

Для определения измеряемого расстояния необходимо найти положение максимума (7) и по величине масштабного коэффициента a , со-

ответствующей этому максимуму, рассчитать частоту СРЧ по выражению [1]:

$$F_{\text{срч}} = \frac{F_C}{a\Delta_t}, \quad (8)$$

где Δ_t – интервал дискретизации СРЧ, F_C – средняя частота вейвлет-функции.

В связи с тем, что производится обработка дискретных отсчётов СРЧ (3), необходимо выражение (7) переписать в виде, удобном для цифровой обработки. Для этого целесообразно произвести дискретизацию времени t и параметров a и b с одинаковым шагом Δ_t , совпадающим с интервалом дискретизации СРЧ:

$$t_k = k\Delta_t; \quad a_k = k_a\Delta_t; \quad b_k = k_b\Delta_t, \quad (9)$$

где $k, k_a, k_b \in \{0, 1, 2, \dots, N\}$.

В результате (7) можно представить в виде:

$$C(k_a, k_b) = \frac{1}{\sqrt{k_a\Delta_t}} \sum_{n=1}^N u_{\text{срч}}(n) \Psi\left(\frac{k - k_b}{k_a}\right). \quad (10)$$

Постоянный множитель $1/\sqrt{\Delta_t}$ не влияет на положение максимума, поэтому его можно не учитывать и убрать из выражения (10).

Теперь аналогично ПМСП можно рассмотреть двухэтапный алгоритм поиска максимума НВП (ПМНВП).

На первом этапе выполняются вычисления коэффициентов вейвлет-преобразования (10) с помощью имеющейся в MatLab функции `cwt` и поиск положения максимума $(k_{a, \text{макс}}, k_{b, \text{макс}})$ с помощью двойного применения функции `max`, так как обрабатываемый массив является двумерным (10). Погрешность такой оценки является большой вследствие дискретности параметров преобразования k_a и k_b , однако она позволяет попасть в область главного экстремума.

На втором этапе производится поиск максимума (10) с помощью процедуры двумерной численной оптимизации `fminsearch` из библиотеки MatLab при непрерывном изменении параметров k_a и k_b . Исходной точкой являются найденные на предыдущем этапе $(k_{a, \text{макс}}, k_{b, \text{макс}})$. Далее по формуле (8) определяется $F_{\text{срч}}$ и затем – расчёт расстояния (6).

Результаты моделирования. Известно [10], что для вейвлет-преобразования при увеличении частоты происходит снижение разрешения по частоте. Это приводит к необходимости значительно (в 10...15 раз и больше) увеличивать число отсчётов исходного сигнала по сравнению с требуемым по теореме отсчётов. Если этого не делать, то на графиках возникают внезапные ра-

зовые резкие увеличения погрешности измерения. Естественно, что увеличение числа отсчётов многократно увеличивает время, необходимое для получения результата обработки. Для снижения времени обработки при моделировании вычислялся не весь массив коэффициентов (10), а только его часть вблизи одного экстремума. С этой целью по СРЧ в центре интервала обработки определялось положение на временной оси двух его соседних нулей и по ним вычислялось $\hat{k}_{b \text{ экстр}}$ положение одного из экстремумов. Затем производился расчёт сечения функции (10) при этом значении коэффициента в области возможного расположения экстремума по оси масштаба. Диапазон $(k_{a \text{ мин}}, k_{a \text{ макс}})$ возможного изменения коэффициента масштаба выбирался по результату $k_{a \text{ пред}}$ предыдущего измерения:

$$\begin{aligned} k_{a \text{ мин}} &= 0,9k_{a \text{ пред}}, \\ k_{a \text{ макс}} &= 1,1k_{a \text{ пред}}. \end{aligned} \quad (11)$$

Первое измерение начинается с пониженным числом отсчётов, выбранным по теореме отсчётов. Получаемой при этом точности оказывается достаточно для попадания в область экстремума функции (10).

На рисунке 1 для примера представлена зависимость погрешности измерения расстояния алгоритмом ПМНВП, полученная при указанных выше условиях и $\Delta_F = 300$ МГц. Видно, что в начальной части графика имеется участок расстояния с повышенной погрешностью измерения и периодическими изменениями её величины. Размер этого участка и уровень погрешности в нём уменьшаются при увеличении Δ_F . Период быстрых изменений по оси расстояния равен четверти длины волны несущего колебания. Период медленной огибающей графика равен величине ОД. Это совпадает с поведением методической погрешности для алгоритма ПМСП [2].

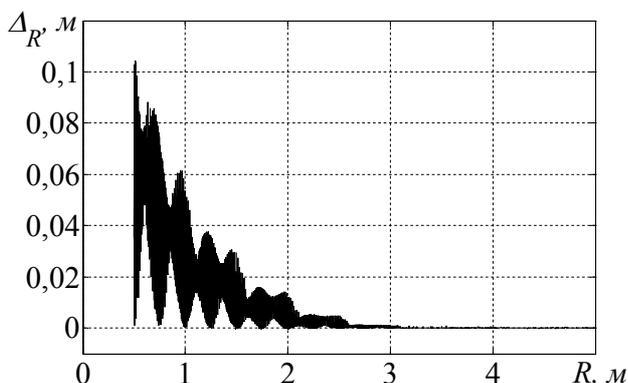


Рисунок 1 – Зависимость погрешности алгоритма ПМНВП от расстояния

Наличие участка с повышенной погрешностью ограничивает минимальное значение измеряемого расстояния для алгоритма ПМНВП величиной, равной примерно $(10...12)\delta_R$.

Повышение погрешности на малых измеряемых расстояниях вызвано тем, что вейвлет Морле содержит несколько затухающих колебаний синусоидальной формы [1]. Наиболее ощутимыми являются первые два с половиной колебания, расположенные симметрично в обе стороны относительно центрального главного экстремума. Поэтому достаточно уверенное проявление экстремума выражения (10) наблюдается только тогда, когда в пределах обрабатываемого участка СРЧ, т.е. в пределах одного полупериода модуляции, наблюдается не менее пяти периодов СРЧ. Это соответствует расстоянию $R \geq 10\delta_R$. В соответствии с выражением (2) изменение расстояния приводит к смещению всего СРЧ, а значит, и его экстремума вдоль оси времени. Смещение на величину, кратную четверти длины волны несущего колебания, приводит к смещению СРЧ на половину его периода, т.е. это соответствует наибольшему нарушению симметрии графика. По этой причине на расстояниях $R < 10\delta_R$ наблюдаются резкие изменения погрешности измерения с периодом по расстоянию, равным четверти длины волны несущего колебания. На больших расстояниях всегда наблюдается не менее одного экстремума преобразования (10), что даёт возможность уверенно определить его положение по оси масштаба и провести расчёт расстояния с высокой точностью.

Графики зависимости мгновенной погрешности от измеряемого расстояния неудобны для сравнения различных алгоритмов. Поэтому аналогично [2] используем погрешность, усреднённую на участке расстояний, равном по величине ОД:

$$\sigma_R^2 = \overline{\Delta_R^2(M)} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \Delta_R^2(R_{M,k}) / L, \quad (12)$$

где $L = \delta_R / \Delta$; Δ – шаг по расстоянию в пределах одного дискретного участка усреднения по расстоянию $[M\delta_R, (M+1)\delta_R]$; $R_{M,k} = M\delta_R + (k-1)\Delta$ – k -й отсчёт расстояния в пределах данного M -го участка усреднения.

На рисунке 2 приведены зависимости логарифма усреднённой погрешности для двух указанных выше алгоритмов и двух значений Δ_F . В алгоритме ПМСП использовались ВФ Блэкмана [9] и число отсчётов $N = 1024$. В алгоритме ПМНВП $N = 15000$.

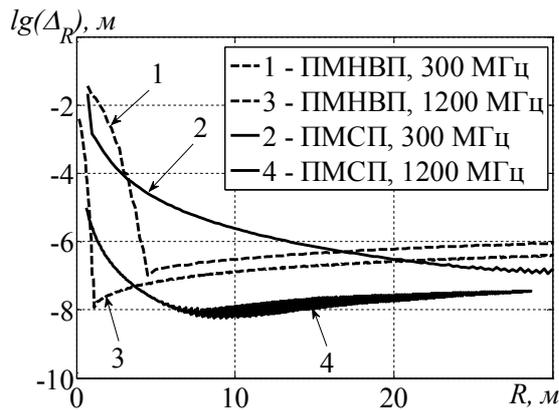
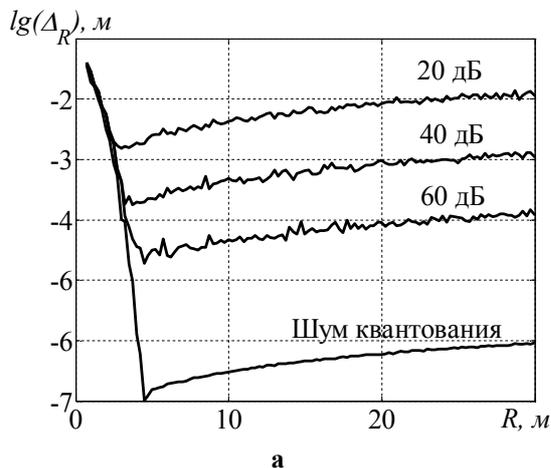


Рисунок 2 – Нормированные усреднённые погрешности для двух алгоритмов

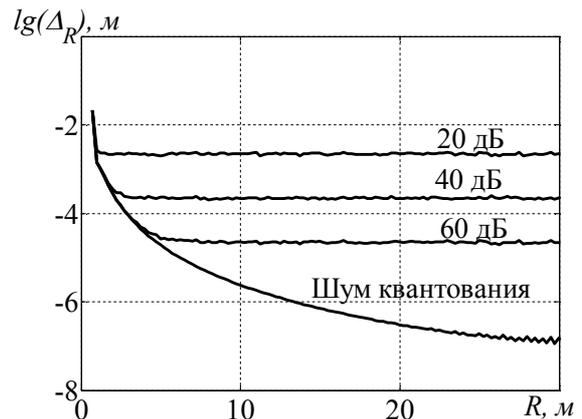
Отметим, что на этом и следующем рисунках по вертикальной оси отложены величины логарифма погрешности, показывающие порядок погрешности по отношению к 1 м.

Можно отметить, что для обоих алгоритмов увеличение Δ_F приводит к снижению общего уровня погрешности измерения. Качественно характер всех графиков примерно одинаков. На малых расстояниях наблюдается повышенная погрешность измерения, затем при увеличении расстояния погрешность снижается, достигая при некотором расстоянии минимума, и затем плавно увеличивается. Для алгоритма ПМНВП на малых расстояниях наблюдается более резкое снижение погрешности, чем для алгоритма ПМСП. Существует промежуток расстояний в диапазоне примерно от $10\delta_R$ до $50\delta_R$, в котором методическая погрешность алгоритма ПМНВП существенно меньше, чем алгоритма ПМСП. На меньших и больших расстояниях алгоритм ПМСП обеспечивает меньшую погрешность при любых диапазонах перестройки частоты.

На рисунке 3 показано влияние уровня аддитивного нормального шума на величину погрешности, обеспечиваемую обоими алгоритмами при диапазоне перестройки частоты 300 МГц.



а



б

Рисунок 3 – Влияние уровня шума на погрешности измерения: а – алгоритм ПМНВП, б – алгоритм ПМСП

При большем диапазоне перестройки снижается общий уровень погрешности без изменения характера графиков. Можно заметить, что алгоритм ПМСП менее чувствителен к уровню шума. Причём у алгоритма ПМНВП влияние шума сильнее сказывается на больших расстояниях. Алгоритм ПМСП имеет одинаковую чувствительность к шуму на любом расстоянии в указанном выше диапазоне.

На рисунке 4 показано влияние гармонической помехи, возникающей при наличии в рабочей зоне уровнемера мешающего отражателя. В данном случае мешающий отражатель расположен на расстоянии 5 м от уровнемера. Уровень помехи составлял -20 дБ по отношению к СРЧ, $\Delta_F = 1200$ МГц. При моделировании полагалось, что полезный отражатель перемещается мимо помехи и оба они находятся в пределах основного лепестка диаграммы направленности антенны.

Для обоих алгоритмов характерным является наличие зоны повышенной погрешности (ЗПП) измерения вблизи помехи. В этой зоне график погрешности измерения носит колебательный характер с периодом быстрых колебаний, равным половине длины волны несущего колебания, и плавно изменяющейся огибающей. Однако величина ЗПП и форма графика зависимости погрешности измерения, а также уровень погрешности специфичны для каждого алгоритма. Для алгоритма ПМСП ЗПП является симметричной относительно места расположения помехи, её протяжённость зависит от вида применяемой ВФ. Для ВФ Блэкмана величина ЗПП составляет примерно $6\delta_R$ в каждую сторону от точки расположения мешающего отражателя. Для алгоритма ПМНВП протяжённость ЗПП и форма зависимости погрешности от расстояния

не симметричны относительно места расположения помехи. Причём они существенно больше аналогичных величин для алгоритма ПМСП. Помеха, расположенная ближе полезного отражателя по отношению к дальномеру, оказывает большее влияние и сказывается на большем диапазоне расстояний от места расположения помехи, т.е. алгоритм ПМНВП значительно более чувствителен к уровню помехи.

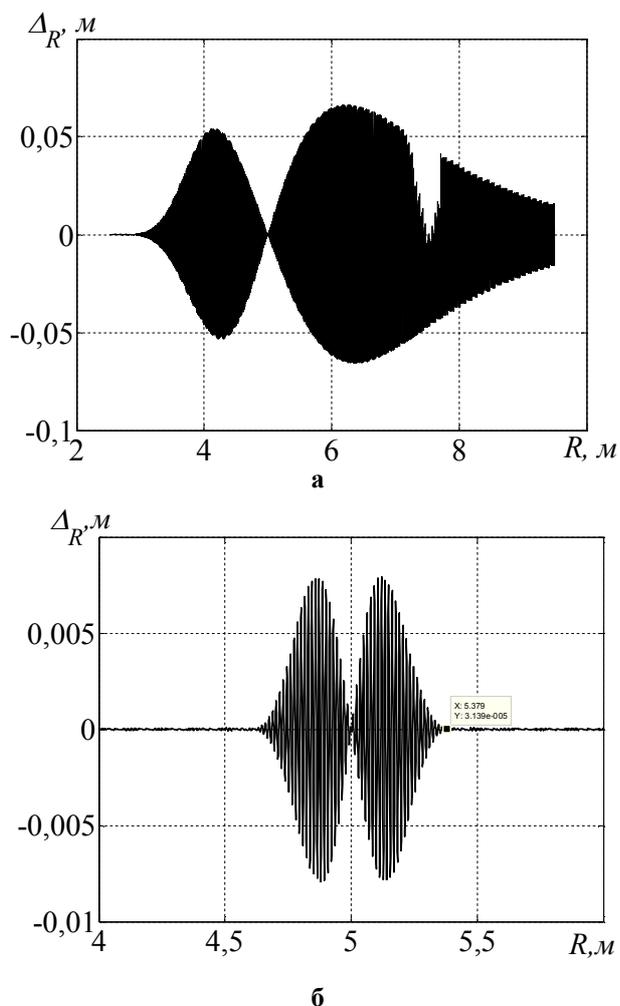


Рисунок 4 – Влияние помехи на погрешность измерения расстояния: а – алгоритм ПМНВП, б – алгоритм ПМСП

Оценка быстродействия алгоритмов показала, что при выполнении вычислений на одноядерном процессоре с тактовой частотой 3,3 ГГц время обработки сигнала в одной точке расстояния с помощью алгоритма ПМСП при 1024 отсчётах СРЧ в среднем равно 0,002 с независимо от измеряемого расстояния. Для алгоритма ПМНВП время обработки зависит от измеряемого расстояния. При 15000 отсчётов время обработки равно примерно 0,8 с на расстоянии 0,6 м и снижается до величины 0,2 с при расстоянии 30 м. Следовательно, для алгоритма ПМНВП требуется значительно большее время обработки

по сравнению с алгоритмом ПМСП. Но малая динамика изменения уровня в технологических процессах реальных производств позволяет проводить такие измерения гораздо реже. Поэтому можно рекомендовать алгоритм ПМНВП для практического использования.

Заключение. Полученные результаты доказывают практическую возможность использования вейвлет-преобразования при обработке СРЧ на основе разработанного алгоритма. Однако время проведения вычислений с помощью алгоритма ПМНВП значительно больше, чем с помощью алгоритма ПМСП, так как требуется выполнять двумерную оптимизацию при значительно большем числе отсчётов СРЧ. Необходимо отметить, что вариант снижения времени обработки СРЧ, предложенный в данной работе, не задействует все возможности вейвлет-преобразования. Соотношение уровней погрешности, достигаемой обоими алгоритмами, зависит от измеряемого расстояния. Существуют диапазоны расстояний, в которых алгоритм ПМНВП имеет существенное преимущество по уровню методической погрешности. Однако ПМНВП примерно в 10 раз более чувствителен к влиянию шума и помех. Рассмотренные графики позволяют формулировать требования к основным характеристикам ЧМ-уровнемера для достижения желаемых показателей точности.

Библиографический список

1. Хаблов Д.В. Повышение точности ЧМ-уровнемера при помощи вейвлет-преобразования // Датчики и системы. 2013. №7. С. 52 – 56.
2. Атаянц Б.А., Давыдошкин В.М., Езерский В.В. и др. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника, 2012. 512 с.
3. Езерский В.В., Паршин В.С., Баранов И.В., Гусев В.С., Багдадюлян А.А. Сравнительный анализ помехоустойчивости алгоритмов измерения дальности ЧМ-дальномером в спектральной области // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2004. № 14. С. 43 – 48.
4. Езерский В.В. Анализ методической погрешности дальномеров с адаптивной частотной модуляцией для систем ближней радиолокации // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2004. № 15. С. 40 – 45.
5. Езерский В.В., Баранов И.В. Минимизация погрешности измерения расстояния при цифровой обработке сигналов частотных дальномеров промышленного применения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2008. № 18. С. 35 – 39.
6. Езерский В.В. Влияние шума на точность определения расстояния дальномером с адаптивной частотной модуляцией // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2007.

№ 21. С. 31 – 36.

7. Давыдошкин В.М., Езерский В.В. Влияние отражённых волн на погрешность измерения расстояния частотным дальномером // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. 2005. № 16. С. 32 – 39.

8. Баранов И.В., Езерский В.В. Влияние помех на погрешность измерения расстояния в частотном дальномере промышленного применения // Вестник

Рязанского государственного радиотехнического университета. 2011. № 37. С. 34 – 40.

9. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

10. Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразования: учеб. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. 104 с.

УДК 621.317.799:621.3.087.92

**А.М. Абрамов, С.Г. Гуржин, В.И. Жулев,
Е.М. Прошин, Г.А. Садовский, Д.А. Сидоров**

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОДУЛЕЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Рассматриваются вопросы метрологического исследования модулей АЦП, определения их статических и динамических характеристик; предложены математические и имитационные модели наиболее распространенных АЦП; показаны две реализации моделей – последовательное АЦП с генератором ступенчатого напряжения и АЦП последовательного приближения.

Ключевые слова: АЦП напряжения, динамическая погрешность, квантователь, дискретизатор, измерительные виртуальные приборы.

Введение. Конкретный тип АЦП описывается определенным набором (комплексом) метрологических характеристик в зависимости от функционального назначения и условий эксплуатации. Метрологическое обеспечение АЦП основывается на системе стандартов технического и организационного характера, которые в свою очередь являются составной частью системы метрологического обеспечения.

Основополагающий ГОСТ 8.009-84 устанавливает номенклатуру нормируемых метрологических характеристик средств измерений (СИ) различных типов, включая цифровые измерительные приборы и преобразователи, и способы их нормирования. Для АЦП в настоящее время нормируется номинальная функция преобразования (ФП) в статическом режиме и некоторые частные динамические характеристики [1].

ГОСТ 14014-91 устанавливает общие требования к нормированию метрологических характеристик цифровых средств измерений, однако в нем не отражены методы их экспериментального определения. Кроме того, данный документ не регламентирует нормирование динамических характеристик.

В связи с широким распространением быстродействующих АЦП возникла необходимость

регламентации динамических свойств и методов определения динамических характеристик. Поскольку ни один из нормативных документов не содержит таких требований, в РД 50-148-79 устанавливаются нормируемые динамические характеристики АЦП мгновенного электрического тока и напряжения. В методических рекомендациях по применению РД 50-148-79 раскрываются особенности динамических свойств основных типов АЦП, приводятся рекомендуемые методы определения динамических характеристик и оценивания погрешностей в динамическом режиме. В частности, для АЦП системного применения рекомендована методика измерения частных динамических характеристик – времени реакции, времени кодирования и задержки запуска.

Взаимосвязь и подчиненность основных нормативных документов, распространяющихся на АЦП электрических сигналов, приведены на рисунке 1. Причем, если методы экспериментального определения свойств АЦП в статическом режиме в значительной степени стандартизованы, то регламентация методов исследования динамических свойств во многом носит рекомендательный характер.

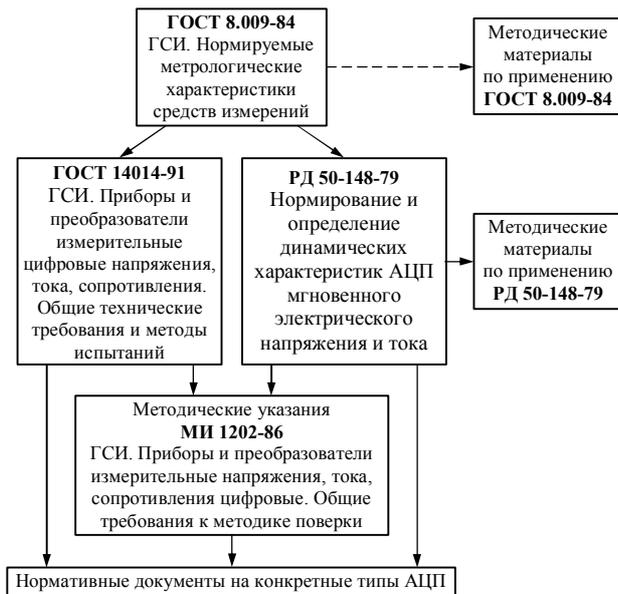


Рисунок 1 – Нормативные документы по метрологическому обеспечению АЦП электрических сигналов

В методических указаниях МИ 1202-86 устанавливаются общие требования к методике поверки цифровых измерительных приборов и преобразователей. МИ 1202-86 распространяются на цифровые измерительные приборы, АЦП, удовлетворяющие требованиям ГОСТ 14014-91, предназначенные для измерения или преобразования:

- постоянного напряжения и (или) тока;
- мгновенных значений постоянного напряжения и (или) тока;
- амплитудных, средневыпрямленных, действующих значений переменного постоянного напряжения и (или) тока.

Особенности метрологического обеспечения АЦП заключаются в чрезвычайном разнообразии типов АЦП по функциональному назначению, принципам построения, диапазону преобразования, быстродействию, конструктивному исполнению и другим параметрам.

При решении задач метрологического обеспечения АЦП рассматривается как «черный ящик» с выходами для подачи в определенной последовательности испытательных и управляющих сигналов и регистрации результатов преобразования.

Цель работы – создание предельно точных математических и имитационных моделей разнообразных АЦП напряжения с возможностью дальнейшего детального исследования их статических и динамических характеристик, оперативной регулировки и оценки параметров, а также проектирования новых методов преобразования.

Теоретическая часть. Динамические пара-

метры характеризуют работу АЦП при воздействии на его вход сигналов, изменяющихся во времени [2].

Время преобразования – интервал времени $T_{пр}$, который отсчитывается либо от активного фронта импульса дискретизации, либо от начала процесса преобразования до появления на выходе устойчивого значения кода, соответствующего величине данной выборки. Для одних типов АЦП этот параметр является переменным, зависящим от значений входного сигнала, для других – примерно постоянным. Если преобразование осуществляется без фиксации значения выборки с помощью устройства выборки и хранения (УВХ), то время преобразования является апертурным временем. Определяет предельно достижимую частоту дискретизации (преобразования).

Апертурное время – время, в течение которого сохраняется неопределённость между значением выборки и моментом времени, к которому оно относится. Характеризует апертурную погрешность аналого-цифрового преобразования. Рассматривают, как правило, постоянную составляющую апертурного времени и его флюктуации. Проблему апертурных погрешностей решают с помощью УВХ, которые фиксируют мгновенные значения преобразуемого сигнала на все время преобразования.

Предельная частота дискретизации – величина, не превышающая по своему размеру значения величины, обратной времени преобразования, т.е. это частота, с которой осуществляется формирование выборки входного сигнала и преобразование её величины в числовой код отсчета. Измеряется в герцах или в количестве отсчетов в секунду. Определяет быстродействие АЦП, а также высокочастотные искажения, обусловленные выборкой. Последние характеризуют не сам АЦП, а схему, в которой он используется.

Время выборки (стробирования) – время, в течение которого происходит образование одного значения выборки. При работе без УВХ равно времени преобразования АЦП.

Погрешность коэффициента передачи – погрешность образования значения выборки при работе с сигналами, изменяющимися во времени. Определяется, как правило, для синусоидального входного сигнала и характеризует частотные погрешности АЦП или УВХ. Иногда называется погрешностью слежения или недозаряда.

Погрешность переключения – погрешность, возникающая в УВХ при переходе от образования значения выборки к ее фиксации. Она связана с явлением диэлектрической поляризации и

действием заряда переключения.

Динамическая погрешность – составляющая погрешности преобразования, вызванная изменением входной величины за время преобразования, т.е. разность между погрешностью в динамическом режиме и статической погрешностью. Пределы допустимой погрешности АЦП указываются в функции скорости изменения входного сигнала или частоты выходного синусоидального сигнала.

Методы аналого-цифрового преобразования и их математические модели. Среди методов аналого-цифрового преобразования можно выделить метод одностороннего приближения, когда цифровой эквивалент изменяется только в одном направлении – вплоть до достижения максимального сближения с аналоговой величиной, и метод двоично-взвешенного приближения, когда цифровой эквивалент может изменяться в обоих направлениях, приближаясь к аналоговой величине постепенно. Реализация этих подходов может быть различной и на сегодня имеет обширный перечень различных модификаций, среди которых наиболее распространены [2,5]: метод единичных приращений, метод последовательных приближений, метод параллельного считывания, метод параллельно-последовательного преобразования, метод сигма-дельта преобразований и ряд других комбинаций. В настоящей работе сконцентрировано внимание только на модификациях метода единичного приращения и последовательного приближения. Исследованиям имитационных моделей других методов будут посвящены последующие наши работы.

Последовательный АЦП с генератором ступенчатого напряжения. Рассматриваемый метод является типичным примером последовательного аналого-цифрового преобразования с односторонним приближением цифрового эквивалента к величине преобразуемого аналогового сигнала. Структурная схема АЦП представлена на рисунке 2.

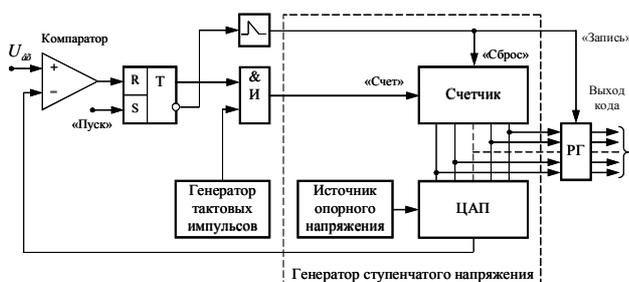


Рисунок 2 – Последовательное АЦП с генератором ступенчатого напряжения

Основными элементами схемы являются:

- генератор ступенчатого напряжения, состоящий из накопительного счетчика и ЦАП;
- компаратор, осуществляющий сравнение входного сигнала $u_{вх}$ с напряжением обратной связи, формируемым генератором ступенчатого напряжения.

Время преобразования АЦП данного типа является переменным и зависит от величины входного сигнала. Чем этот сигнал больше, тем большим будет время преобразования

$$T_{пр\ макс} = (2^m - 1) \Delta T, \quad (1)$$

где m – разрядность накопительного счетчика и ЦАП, ΔT – период следования счетных импульсов, определяемый частотой тактового генератора.

Уравнение преобразования последовательного АЦП рассмотренного типа можно записать в виде

$$k \Delta u = u_{вх}, \quad (2)$$

где Δu – величина ступени (шага квантования), а $0 \leq k \leq 2^m$ – число ступеней, сформированных генератором ступенчатого напряжения.

Быстродействие АЦП подобного типа при заданной разрядности выходного кода m ограничено такой величиной ΔT , которая не превышает минимально возможного значения $\Delta T_{мин}$, удовлетворяющего условию установления процессов в схеме с заданной погрешностью:

$$\Delta T \geq \Delta T_{мин} = t_{сч} + t_{ЦАП} + t_{к} + t_{тр} + t_{л}, \quad (3)$$

где $t_{сч}$ – максимальное время установления переходного процесса в счетчике; $t_{ЦАП}$ – время установления ЦАП с погрешностью, не превышающей отведенной ей части в общей статической погрешности АЦП; $t_{к}$ – максимальное время переключения компаратора, включающее в себя время переключения при перевозбуждении и гарантирующее требуемую точность сравнения; $t_{тр}$ – время переключения триггера Т; $t_{л}$ – время задержки на элементе «И».

Динамические погрешности рассматриваемого АЦП не зависят от того, используется ли в данной схеме УВХ или нет. При работе без УВХ такие погрешности определяются временем преобразования, которое в данном случае играет роль апертурного времени. Так как последнее зависит от величины входного сигнала, то апертурные погрешности, возникающие при этом, носят нелинейный характер. АЦП данного типа, работающие без УВХ, пригодны для преобразования либо постоянного, либо медленно меняющегося напряжения, которое за время преобра-

зования изменяется не более чем на величину шага квантования. Если же УВХ используется, то частоту входного сигнала, с которой способен работать АЦП, можно увеличить до значения, обратного максимальному времени преобразования, что и будет определять его максимальную частоту дискретизации.

Тем не менее, достаточно длительный процесс преобразования в последовательных АЦП с односторонним приближением к измеряемой величине определяет их общие особенности: небольшие частоты дискретизации, достигающие всего нескольких кГц, и достаточно малые статические погрешности порядка шага квантования 10 – 12-разрядных АЦП.

В качестве основы модели рассматриваемого АЦП принято следующее математическое выражение:

$$x(t_0) + \sum_{i=0}^N \left[x\left(t_0 + \frac{i}{F_t}\right) - x(t_0) \right] - \sum_{i=0}^N [H_x(i) + f(x_{INL})] + DEL * RND(i) \leq 0. \quad (4)$$

Здесь $x(t_0)$ – преобразуемая величина, $H_x(i) = H_{xn} + NEL * RND$ – интервалы квантования, H_{xn} – номинальное значение интервала квантования, NEL – дифференциальная нелинейность в долях кванта, RND – случайная величина (в диапазоне ± 1), $f(x_{INL})$ – составляющая интегральной нелинейности, DEL – собственный шум АЦП в долях кванта, F_t – частота последовательного наращивания суммы, которая в конечном итоге определяет время преобразования $T_{np} = N/F_t$.

Графическая интерпретация модели преобразования и появления динамической погрешности $\Delta_{дин}$ представлена на рисунке 3.

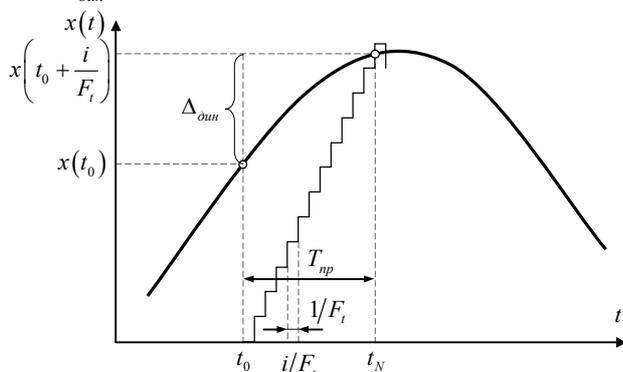


Рисунок 3 – Образование динамической погрешности преобразования

АЦП последовательного приближения

Наиболее распространенным и ставшим уже классическим методом аналого-цифрового пре-

образования является метод последовательного приближения. В отличие от описанного выше метода с генератором ступенчатого напряжения, который использует процедуру одностороннего приближения к измеряемой величине, этот метод, хотя и относится к числу последовательных, использует процедуру двоично-взвешенных приближений [3].

Для этого в схему АЦП вместо счетчика введен регистр последовательного приближения, что позволило значительно сократить время преобразования. Структурная схема АЦП рассматриваемого типа показана на рисунке 4.

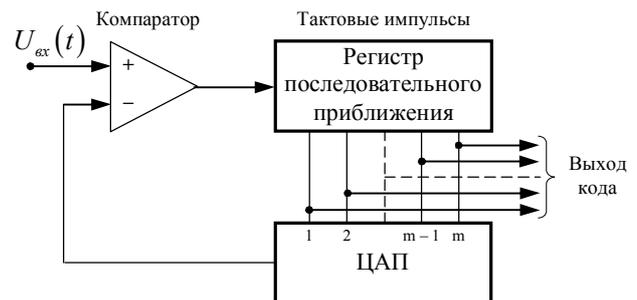


Рисунок 4 – Структурная схема АЦП последовательного приближения

При работе такого АЦП без УВХ апертурное время будет равно времени между началом и фактическим окончанием процесса преобразования, которое так же, как и в предыдущем случае, зависит от величины входного сигнала и является переменным. Возникающие при этом апертурные погрешности также имеют нелинейный характер.

В качестве основы модели данного АЦП принято следующее математическое выражение:

$$x(t) - H_x \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i 2^i = \min, \quad (5)$$

с поиском значений α_i . Здесь L – разрядность АЦП. Причем решение (5) начинается со старшего разряда α_{L-1} следующим образом:

$$\alpha_{L-1} = 1, \text{ если } x(t) - H_x 2^{L-1} \geq 0, \\ \alpha_{L-1} = 0, \text{ если } x(t) - H_x 2^{L-1} < 0. \quad (6)$$

Соответственно для j -го разряда

$$\alpha_j = 1, \text{ если } x\left[t_0 + (L-j)/F_t\right] + H_x \sum_{i=j+1}^{L-1} [\alpha_i 2^i + stat(i)] + DEL * RND \geq 0, \\ \alpha_j = 0, \text{ если } x\left[t_0 + (L-j)/F_t\right] - H_x \sum_{i=j+1}^{L-1} [\alpha_i 2^i + stat(i)] + DEL * RND < 0, \quad (7)$$

где $stat(i) = NEL * RND(i) + f(x_{INL})$ – составляющие дифференциальной и интегральной нелинейности для каждого интервала квантования АЦП, F_i – частота цикла определения α_j разряда в (7), которая в конечном итоге задает время преобразования $T_{пр} = L/F_i$.

В случае использования УВХ на входе АЦП учитывается погрешность УВХ, но снимается погрешность от изменения сигнала за время преобразования и условие (7) принимает вид:

$$\begin{aligned} \alpha_j = 1, \text{ если} \\ x(t_0) + \Delta_{\text{вых}} * RND - \\ - H_x \sum_{i=j+1}^{L-1} [\alpha_j 2^i + stat(i)] + DEL * RND \geq 0, \\ \alpha_j = 0, \text{ если} \\ x(t_0) + \Delta_{\text{вых}} * RND - \\ - H_x \sum_{i=j+1}^{L-1} [\alpha_j 2^i + stat(i)] + DEL * RND < 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Экспериментальная часть

Модель последовательного АЦП с генератором ступенчатого напряжения в среде LabVIEW. Данная модель представляет собой последовательное соединение входного аналогового устройства и АЦП, в котором были учтены особенности как преобразователя с номинальными параметрами, так и те отличия реального преобразователя от номинального, которые существенно влияют на погрешность результата измерения в статическом и динамическом режиме.

Основные параметры АЦП: разрядность K , верхнее U_B и нижнее U_H напряжение, дифференциальная (NEL) и интегральная (INL) нелинейности, закон изменения INL $f(x_{INL})$, собственный шум (DEL), аддитивная x_0 и мультипликативная x_M погрешность, частота дискретизации f_d и время преобразования $T_{пр}$.

Целесообразно составить общее представление о структуре модели. Проанализируем работу методов последовательного аналого-цифрового преобразования, которые отражают основные операции АЦП. Компаратор, на который воздействует сигнал $x^*(t_i)$, выполняет операцию квантования по уровню этого сигнала. В данном случае никакого реального квантованного сигнала вида $x_q(t_i)$ не существует, так как состояние компаратора несет информацию о входном сигнале в закодированном виде. Тем не менее, ком-

паратор может быть заменен неким абстрактным квантователем, т.е. элементом, выходной сигнал которого $x_q(t_i)$ может принимать одно из $M+1$ дискретных значений в зависимости от уровня входного сигнала.

Запоминание состояния компаратора не что иное, как операция дискретизации сигнала по времени. Другие операции, выполняемые АЦП, не имеют отношения к метрологическим свойствам АЦП и поэтому могут быть исключены из дальнейшего рассмотрения.

Таким образом, обобщенную модель структуры АЦП можно представить в виде последовательного соединения квантователя и временного дискретизатора.

Рассмотрим структуру АЦП с УВХ на входе, которое в общем случае представляет собой аналоговое запоминающее устройство (АЗУ). В режиме слежения (выборки) АЗУ является фактически линейным усилителем (повторителем). Запоминание АЗУ значения входного сигнала $x(t)$ в момент t_i появления импульса хранения является операцией временной дискретизации. Таким образом, модель АЗУ может быть представлена в виде последовательного соединения линейного усилителя и дискретизатора. Собственно АЦП, подсоединенный к выходу АЗУ, производит преобразование запомненного значения $x^*(t_i)$ и может рассматриваться только как квантователь. Порядок включения квантователя и дискретизатора не имеет значения, так как выполняемые ими операции обладают свойством коммутативности. Усилитель или какой-либо иной согласующий элемент (даже пассивный) может входить в состав любого АЦП. Эту составную часть АЦП под общим названием «входное аналоговое устройство» целесообразно включить в обобщенную модель как самостоятельный структурный элемент.

На рисунке 5 представлена панель модуля формирования образцового испытательного сигнала (ОИС) и показан формируемый сигнал синусоидальной формы. Данный модуль осуществляет формирование массивов цифровых отсчетов ОИС в соответствии с заданными параметрами [4]. В этом виртуальном приборе есть возможность устанавливать вид ОИС (треугольный, синусоидальный, прямоугольный и пилообразный) и его нелинейность β , амплитуду $A_{ОИС}$, значение опорного напряжения a_0 , частоту f и фазу φ , амплитуду шума ОИС $A_{ш}$ и ее тип (белый, гауссовский белый, периодический случайный, фликкер-шум), число отсчетов на

период сигнала M_T и число периодов в формируемом массиве m .

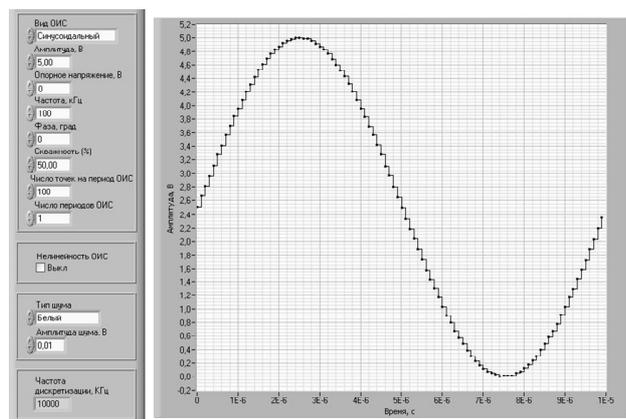


Рисунок 5 – Виртуальная панель модуля формирования ОИС

На рисунке 6 представлена панель разработанной модели АЦП и показан процесс преобразования входного синусоидального сигнала с учетом статических и динамических погрешностей преобразователя.

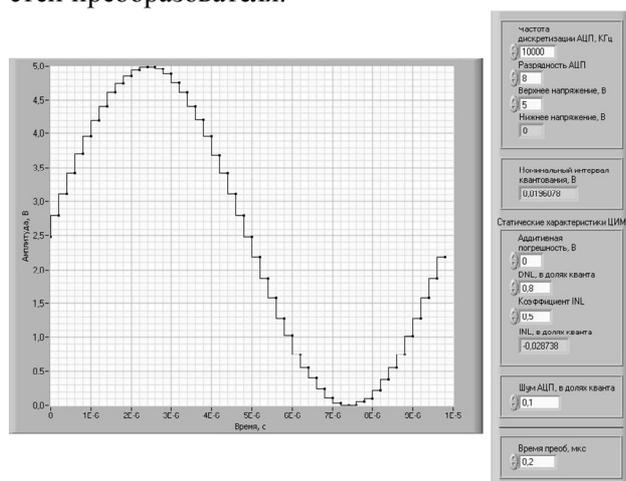


Рисунок 6 – Виртуальная панель модели АЦП

Субмодуль дискретизатора осуществляет дискретизацию входного сигнала и задает интервал дискретизации, а submodule квантователя реализует квантование сигнала ОИС с учетом выражения (4). В модуле АЦП происходит преобразование сформированного ОИС в соответствии с частотой дискретизации и погрешностью АЦП.

Выводы. В результате проведенных исследований и разработок предложены математические и имитационные модели ряда АЦП, представляющие возможность детального исследования их статических и динамических характеристик. Данные модели отвечают одновременно высоким требованиям по точности и автоматизации для метрологических испытаний измерительных преобразователей.

Библиографический список

1. Брагин А.А., Семенов А.Л. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов. М.: Издательство стандартов, 1989. 164 с.
2. Никамин В.А. Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи: справочник. СПб.: КОРОНА принт; М.: Альтекс-А, 2003. 224 с.
3. Ратхор Т.С. Цифровые измерения. Методы и схемотехника. М.: Техносфера, 2004. 363 с.
4. Абрамов А.М. Моделирование системы метрологического испытания по методу «скользящей» гистограммы в среде LabVIEW // Информационно-измерительная и биомедицинская техника. Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2011. С. 23-38.
5. Прошин Е.М. Цифровые измерительные устройства. Рязань: РГРТУ, 2011. 224 с.
6. Абрамов А.М., Бондарцев В.В., Гуржин С.Г., Жулёв В.И., Каплан М.Б., Прошин Е.М., Шуляков А.В. Виртуальные метрологические средства испытаний модулей АЦП для систем бортовых измерений // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 50-1. С. 50-54.

УДК 621.396

Е.В. Васильев

ЦИФРОВОЙ ТРАНСИВЕР ISM ДИАПАЗОНА ДЛЯ ОБМЕНА ДАННЫМИ ПО РАДИОКАНАЛУ С БЕСПИЛОТНЫМИ АППАРАТАМИ

Представлены результаты разработки и испытаний цифрового приемопередающего радиомодуля на базе интегрального трансивера диапазона 430 МГц, предназначенного для сбора телеметрической информации на борту беспилотного аппарата, передачи ее по радиоканалу на базовую станцию, а также для принятия управляющих команд от базовой станции.

Ключевые слова: беспилотные аппараты, цифровые приемопередатчики, гауссовская частотная манипуляция, система фазовой автоподстройки частоты, синтезатор частоты косвенного синтеза, КПД передатчика, алгоритм радиообмена.

Введение. Беспилотные аппараты гражданского назначения в настоящее время применяются в таких различных сферах, как сельское хозяйство и лесничество, геология и геодезия, энергетика и нефтегазовая отрасль; значимость использования беспилотных аппаратов особенно возрастает в условиях чрезвычайных ситуаций природного и техногенного характера. В любом случае, для функционирования беспилотного аппарата независимо от того, летательный он, наземный или надводный, требуется надежный канал связи с пунктом управления для передачи телеметрической информации и получения команд, управляющих его режимом работы и направлением движения. Такой канал с целью обеспечения надежности может выполняться отдельно и работать независимо от канала, обеспечивающего передачу полезной информации, собираемой беспилотным аппаратом, например сигнала изображения с камеры обзора земной поверхности или данных аналитических приборов контроля состава атмосферы. Настоящая работа посвящена разработке цифрового приемопередающего радиомодуля, обеспечивающего обмен информацией (телеметрическими данными и командами) между беспилотным аппаратом и пунктом управления. В дальнейшем планируется введение режима работы, при котором в случае работы нескольких беспилотных аппаратов в группе будет обеспечиваться ретрансляция команд тем аппаратам, которые в данный момент не находятся в зоне радиовидимости командного пункта.

Цель работы – разработать и провести испытания цифрового трансивера, предназначенного для обмена данными по радиоканалу между легким беспилотным аппаратом гражданского назначения и наземным пунктом управления.

Краткие теоретические сведения. Современные радиоприемные и радиопередающие средства разрабатываются в той или иной степени на основе концепции, называемой Software defined Radio (SDR) – программируемое или программно определяемое радио [1, 2, 3]. Данная концепция подразумевает, что основные операции по формированию модулированного радиосигнала в передатчике и обработке радиосигнала в приемнике (фильтрации, демодуляции, регулированию усиления и т.п.) выполняются цифровыми методами с применением соответствующей микросхемотехнической элементной базы.

Появление и развитие цифровых радиопередающих и радиоприемных устройств явилось неизбежным и необходимым этапом истории радиотехники и телекоммуникаций, позволив решить многие насущные задачи, недоступные аналоговой схемотехнике. Уместно указать основные области применения цифровых технологий формирования и обработки сигналов в радиопередающих и радиоприемных устройствах.

1. Формирование и преобразование аналоговых и цифровых информационных НЧ сигналов, в т.ч. сопряжение компьютера с радиопередатчиком, создание групповых сигналов, кодирование и декодирование, шифрование и дешифрование, преобразование аналоговых сигналов в цифровые или наоборот.

2. Цифровые методы фильтрации, модуляции и демодуляции ВЧ сигналов.

3. Синтез радиочастот и управление радиочастотой.

4. Цифровой перенос спектра сигналов.

5. Цифровые системы автоматического регулирования, управления индикации, контроля и резервирования в радиоприемниках и радиопередатчиках.

Выполнение радиоустройств на основе концепции SDR обеспечивает целый ряд преимуществ по сравнению с традиционным подходом к построению радиоприемников и радиопередатчиков:

- гибкость, т.е. возможность изменять режимы работы радиосредств путем смены управляющей программы без изменения или с минимальным изменением схемотехнической составляющей;

- существенное повышение технологичности производства и надежности в эксплуатации за счет доминирующей роли в радиоустройстве интегральной цифровой микросхемотехники, что минимизирует количество операций настройки и регулировки на этапе изготовления и снижает влияние дестабилизирующих факторов в процессе эксплуатации;

- значительное улучшение массогабаритных характеристик радиоустройств;

- существенное расширение функциональных возможностей и повышение уровня пользовательского сервиса радиоустройств.

Исходя из приведенных выше соображений, будем ориентироваться на разработку цифрового приемопередачика (трансивера) для примене-

ния в составе бортовой аппаратуры беспилотного аппарата. Рассмотрим основные на настоящий момент подходы к проектированию цифровых радиоприемников и радиопередатчиков.

Очевидно, что наиболее полно реализует концепцию SDR в радиоприемнике прямая оцифровка сигнала, снимаемого непосредственно с антенны, либо предварительно отфильтрованного упрощенным преселектором и (или) усиленного малошумящим радиочастотным усилителем. В этом случае при необходимости перекрытия широкого частотного диапазона входных радиосигналов аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) должен работать на частоте дискретизации, существенно превышающей частоты принимаемых радиосигналов, а также обеспечивать весь требуемый динамический диапазон приемника за счет большой разрядности. Всю последующую обработку, т.е. сдвиг спектра принимаемых сигналов, децимацию, фильтрацию, демодуляцию, декодирование и т.д. обеспечивает устройство цифровой обработки сигналов – как правило, выполненное на программируемой логической интегральной схеме или быстродействующем цифровом сигнальном процессоре. В данной конфигурации реализуется наибольшая гибкость, т.е. программная управляемость радиоприемника, а также самое большое количество функциональных возможностей по сравнению с другими вариантами. В то же время требуемые здесь высокоскоростные АЦП и интегральные микросхемы цифровой обработки сигналов [2, 4] с запрограммированными в них алгоритмами являются весьма редкими, дорогостоящими и потребляющими значительную мощность от источника питания компонентами, что не позволяет на их основе реализовывать бортовую аппаратуру для наиболее широко представленных беспилотных аппаратов классов «микро» и «мини». Вариант с прямой оцифровкой сигнала был бы более уместным в наземной (стационарной) аппаратуре управления беспилотными аппаратами.

Концепция SDR в радиопередатчике наиболее полно выражается в случае прямого цифрового синтеза сигнала на рабочей частоте с использованием радиочастотного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), управляемого высокоскоростным цифровым сигнальным процессором или с использованием синтезатора прямого цифрового синтеза [5] (DDS – Direct Digital Synthesizer) под управлением менее скоростного микроконтроллера [6]. Достоинства и недостатки способа прямого цифрового синтеза радиосигнала на рабочей частоте передатчика аналогичны перечисленным выше для цифро-

го радиоприемника с прямой оцифровкой сигнала. Кроме того, формируемый по методу прямого цифрового синтеза радиосигнал на выходе радиочастотного ЦАП или DDS имеет мощность, исчисляемую милливаттами. Это заставляет применять многокаскадный усилитель радиосигнала, что может неблагоприятно отразиться на линейности сигнала (качестве модуляции) и на КПД радиопередатчика. Вопрос с КПД особенно остро стоит для бортовой аппаратуры с батарейным питанием, поэтому в ряде случаев имеет смысл отказаться от формирования мало-мощного радиосигнала и его дальнейшего линейного усиления, перейдя к формированию радиосигнала с заданным видом модуляции непосредственно в оконечном каскаде передатчика, как это сделано, например, в [7].

Отдельно стоит выделить то обстоятельство, что современные высокопроизводительные радиочастотные АЦП и ЦАП, обладающие достаточно высокой разрядностью (как правило, 16 бит) для работы в схемах радиоприемников с прямой оцифровкой радиосигнала или в передатчиках с прямым цифровым синтезом радиосигнала соответственно, не предназначены для радиосигналов с частотами выше 150...250 МГц. Повышение рабочей частоты достигается применением специальных схем СВЧ смесителей, например, как это описано в [8]. В данной работе планируется создание бортовой приемопередающей аппаратуры ISM диапазона 433 МГц.

Все выше сказанное заставляет искать более приемлемые для построения бортовой аппаратуры беспилотных аппаратов способы построения цифровых радиоприемников и радиопередатчиков. Для этого, прежде всего, нужно отказаться от перекрытия широкого частотного диапазона, т.е. определить конкретный диапазон рабочих частот. Как уже было сказано, планируется использовать нелицензируемый участок радиочастотного ресурса, предназначенный в РФ специально для «устройств дистанционного управления, охранной сигнализации и оповещения в полосе радиочастот 433,05 – 434,79 (433,92 +/- 0,2 %) МГц с допустимой мощностью излучения передатчика не более 10 мВт» [9].

Итак, для приемной части цифрового трансивера более приемлемой была бы конфигурация с переносом сигнала из рабочего диапазона частот на существенно более низкую промежуточную частоту (ПЧ), где будет осуществляться вся дальнейшая обработка сигнала низкочастотными схемами, что определяет низкую стоимость микросхемы и малое потребление энергии. Для передающей части, с учетом выбранного диапазона, уместно будет реализовать форми-

рование сигнала непосредственно на рабочей частоте в синтезаторе частоты косвенного синтеза на основе петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Модуляцию в таком случае уместно выбрать частотную, а именно – одну из разновидностей двухпозиционной частотной манипуляции, и осуществлять ее в самом синтезаторе частоты. Этот вариант также будет наиболее простым по схемотехнике, дешевым и экономичным в плане энергопотребления [10].

Техника и результаты эксперимента. Исходя из приведенных выше соображений, был проведен сравнительный анализ основных характеристик (диапазон частот, чувствительность, выходная мощность, экономичность, степень интеграции и функциональные возможности – модуляция/демодуляция, синхронизация, распознавание позывного в эфире) выпускаемых в настоящее время промышленностью недорогих и экономичных интегральных цифровых трансиверов диапазона 433 МГц. Выбор был сделан в пользу интегрального цифрового микротрансивера ADF7020-1 [11] благодаря удачному для поставленной задачи сочетанию основных параметров и характеристик, среди которых уместно выделить следующие.

1. Полный диапазон рабочих частот 80...650 МГц; конкретный рабочий участок этого диапазона выбирается подключением к выводам встроенного в микросхему генератора, управляемого напряжением, определенной индуктивности, которая для участка с центром на 433 МГц (индуктивность 7 нГн) была выполнена в виде дорожки на печатной плате.

2. Скорость приема и передачи сообщений с использованием частотной манипуляции – до 200 кбит/с, амплитудной манипуляции – до 64 кбит/с. Для разрабатываемого варианта трансивера была выбрана гауссовская двухпозиционная частотная манипуляция (GFSK). Способ осуществления модуляции в данной интегральной схеме полностью цифровой – за счет изменения коэффициента деления частоты, хранящегося в регистрах синтезатора частоты. Синтезатор частоты в микросхеме – перспективного типа «Fractional-N», т.е. синтезатор косвенного типа с фазовой автоподстройкой частоты и дробно-переменным коэффициентом деления.

3. Выходная мощность передающей части программно регулируемая, до 10 дБм.

4. Питание от одного источника напряжением +2,3...+3,6 В, ток потребления в режиме приема – около 17 мА, в режиме передачи при 10 дБм на выходе – не более 22 мА, в спящем режиме – менее 1 мкА. При цикле работы бортового трансивера с соотношением прием:передача

10:1 (и с учетом токов потребления микроконтроллера ATmega8L 7 мА, акселерометра ADXL345 0,1 мА) заряда малогабаритного литий-ионного аккумулятора емкостью 750 мА·ч достаточно для 30 часов непрерывной работы.

5. Высокая чувствительность приемной части: для выбранного вида модуляции и скорости обмена 9600 бит/с – не хуже -112 дБм. Схема приемника содержит маломощный усилитель и квадратурный смеситель, понижающий частоту сигнала до значения промежуточной частоты 200 кГц. Селективность приемной части обеспечивается за счет программно управляемых фильтров, ширину полосы которых разработчик имеет возможность выбирать исходя из значения девиации частоты GFSK.

6. Наличие встроенных в кристалл датчиков температуры и напряжения питания, подключенных к внутреннему 7-разрядному АЦП, что позволило обойтись без дополнительных микросхем-датчиков.

Расчет максимально возможной дальности связи для двух аналоговых трансиверов на основе ADF7020-1 и дальнейшее проектирование принципиальной схемы трансивера проводились с использованием программного продукта ADIsimSRD Design Studio Version 2.0 [12], а также среды схемотехнического моделирования Micro-Cap 7.0.

Максимально возможная расчетная дальность связи в свободном пространстве при скорости 9,6 кбит/с, модуляции GFSK, мощности 10 дБм, потерях во входном фильтре 3 дБ и направленных антеннах (с коэффициентом усиления 0 дБи) составила 15,5 км; при тех же условиях и скорости 115,2 кбит/с только 1,2 км.

В ходе проектирования и программного конфигурирования тракта приемного данной конструкции необходимо пройти следующие этапы:

- расчет принципиальной схемы или выбор готового внешнего фильтра-преселектора;

- выбор и программирование режима функционирования входного малошумящего усилителя;

- выбор и программирование полосы пропускания фильтров промежуточной частоты (100 кГц или 200 кГц);

- выбор одного из вариантов цифрового FSK демодулятора, реализованного на кристалле ADF7020-1: демодулятора с линейной характеристикой или коррелятора-демодулятора и его конфигурирование путем регистров программирования соответствующих регистров исходя из девиации частоты (в данном варианте выбран коррелятор-демодулятор);

- выбор и программирование полосы пропускания фильтров низкой частоты, имеющих на выходе демодулятора, исходя из скорости передачи информации.

Проектирование и программное конфигурирование передающего тракта подразумевает следующие этапы:

- расчет принципиальной схемы выходной согласующей системы оконечного каскада передатчика;

- расчет принципиальной схемы петлевого фильтра синтезатора частоты;

- расчет и программирование коэффициентов деления синтезатора для настройки на рабочую частоту;

- расчет и программирование регистров синтезатора, обеспечивающих заданную девиацию частоты при модуляции.

Все данные о конфигурации приемного и передающего трактов микросхемы ADF7020-1 хранятся в памяти микроконтроллера и прошиваются в соответствующие регистры этой микросхемы в процессе ее инициализации.

Структура передаваемого в эфир информационного пакета связана со схемотехническими решениями и алгоритмами формирования и обработки сигналов, заложенными в цифровом трансивере ADF7020-1. Обязательным полем информационного пакета является так называемая преамбула, передаваемая первой. Далее могут располагаться следующие поля: аппаратной идентификации (называемой в [11] SyncWord), полезных данных, контрольной суммы.

Качество функционирования системы передачи телеметрических данных зависит от тактовой синхронизации, которая осуществляется в приемном тракте по принимаемому пакету блоком синхронизации, входящим в состав микросхемы трансивера. Начальное вхождение в синхронизацию выполняется по первым байтам принимаемого пакета (так называемая преамбула), которые не несут информационной нагрузки. Для облегчения синхронизации длина преамбулы была выбрана равной четырем байтам, каждый из которых состоял из чередующихся единиц и нулей, т.е. 0xAA.

Аппаратная идентификация в линии связи, построенной на основе ADF7020-1, осуществляется следующим образом: после преамбулы в эфир передается цифровое слово (12, 16, 20 или 24 бита), заранее запрограммированное в соответствующем регистре памяти микросхемы трансивера принимающей стороны. По рекомендациям [11] это слово желательно составлять из последовательности, имеющей хорошие автокорреляционные свойства. Распознав это слово

(SyncWord), микросхема трансивера немедленно выставляет логическую единицу на соответствующем выводе, служащую для микроконтроллера сигналом аппаратного прерывания. По этому прерыванию микроконтроллер активизирует подпрограмму, сохраняющую и обрабатывающую дальнейшую принимаемую информацию.

С учетом изложенного выше, реализован следующий алгоритм обмена информацией между базовым трансивером, подключенным к компьютеру, и одним или несколькими бортовыми трансиверами. Обмен начинается базовая станция передачей преамбулы, слова идентификации 0x123456 и одного байта с номером конкретного бортового трансивера («позывным»), от которого требуется ответ. В регистр SyncWord всех бортовых трансиверов записано указанное слово, поэтому все бортовые трансиверы анализируют запрос на наличие своего «позывного». Вызываемый бортовой трансивер отвечает в эфир пакетом, состоящим из преамбулы, слова SyncWord 0x654321 (это слово запрограммировано в соответствующем регистре базовой станции), байта собственного «позывного», двух байт от датчика давления (или другого аналогового датчика – по необходимости), одного байта температуры, одного байта о положении в пространстве (от акселерометра), одного байта контрольной суммы. В случае правильного приема информации от бортового трансивера (совпадения контрольной суммы) соответствующие данные выводятся на монитор компьютера базовой станции, затем может быть опрошен другой бортовой трансивер. При несовпадении контрольной суммы или отсутствии ответа запрос от базовой станции повторяется.

Для осуществления натурального эксперимента на основе интегральной микросхемы ADF7020-1 было выполнено два цифровых трансивера:

- трансивер базовой станции, содержащий, кроме ADF7020-1, микроконтроллер ATmega128, интегральный стабилизатор L78L33ABUTR, а также микросхему интерфейса с персональным компьютером ADM232AAN, трансивер собран на двухслойной печатной плате 60x107 мм;

- бортовой трансивер беспилотного аппарата, содержащий, кроме ADF7020-1, микроконтроллер ATmega8L, а также интегральный трехкоординатный акселерометр ADXL345; печатная плата двухслойная, размер 60x70 мм.

В обоих вариантах применено тактирование микроконтроллера и интегрального трансивера от общего кварцевого резонатора с частотой 12 МГц. Ко входу аналого-цифрового преобра-

зователя, входящего в состав микроконтроллера бортового варианта, предусмотрено подключение внешнего датчика давления или других аналоговых датчиков.

Программы для микроконтроллеров написаны на специализированном варианте языка C++ в среде программирования Image Craft C, причем в памяти микроконтроллера бортовой части программа занимает 2,812 кБайт при емкости памяти 8 кБайт, а в памяти базовой части – всего 3,8 кБайт при емкости 128 кБайт. Это говорит о возможности дальнейшего наращивания функций как бортовой, так и базовой частей.

Совместные испытания бортового (с питанием от аккумулятора) и базового (с питанием от ноутбука) трансиверов проводились на открытой местности и внутри здания с кирпичными стенами. Применялись одинаковые низкоэффективные ненаправленные укороченные штыревые антенны длиной 8 см (длина волны – 70 см). Скорость передачи информации 9600 бит/с. В первом случае дальность передачи информации без ошибок составила около 400 м, во втором – от 60 м до 90 м (в зависимости от количества стен, перекрытий и других препятствий на пути распространения волны). Результаты испытания признаны успешными.

Заключение. В настоящей работе представлены материалы, связанные с общим подходом к проектированию на основе перспективной концепции Software Defined Radio и конкретной реализацией цифрового трансивера ISM-диапазона 430 МГц, предназначенного для передачи телеметрической информации от одного или нескольких беспилотных аппаратов к базовой станции по ее запросу.

Цифровые трансиверы спроектированы с учетом возможного наращивания функциональности, что позволит в дальнейшем (после доработки программного обеспечения, но без смены схемотехнической составляющей) осуществлять режим передачи команд на борт беспилотного аппарата, а также осуществлять ретрансляцию команд тем беспилотным аппаратам, которые в данный момент не находятся в зоне радиовидимости базовой станции.

Планируется также задействовать разработанные трансиверы в экспериментах по измерению коэффициентов канальной матрицы для ММО системы передачи данных, разрабатываемой для беспилотных аппаратов на кафедре радиотехнических устройств РГРТУ.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект 14-19-01263) в Рязанском государственном радиотехническом университете.

Библиографический список

1. Burns P. Software Defined Radio for 3G. – Boston-London: Artech House, 2003. – 279 p.
2. Проектирование радиоустройств на основе нанотехнологий / под ред. Мохаммед Исмаил, Делиа Родригес де Ллера Гонсалес: пер. с англ. Е.В. Васильева, А.Ю. Паршина, Ю.Н. Паршина, под ред. Ю.Н. Паршина (РГРТУ) – М.: ГЕОС, 2012. 334 с.
3. Hiroshi Harada, Ramjee Prasad. Simulation and software radio for Mobile Communications. – Boston-London: Artech House, 2002. – 467 p.
4. DUC/DDC HF/50MHz/VHF SDR Transceiver SunSDR2 (электронный ресурс). – Expert Electronics LLC, 2012. http://sunsdr.com/en/products/download/33-the-ducddc-hvvhfsunsdr2-transceiver/17/Product_Brief_EN.pdf.html
5. Белов Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. 224 с.
6. Becker D.R. High Quality, All-Digital RF Frequency Modulation Generation with the ADSP-2181 DSP and the AD9850 Direct Digital Synthesizer // Application Note AN-543. Analog Devices (электронный ресурс). http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-543.pdf
7. Патент № 2155445 РФ. Способ формирования однополосного сигнала в транзисторном передатчике и устройство для его осуществления / Судаков Ю.И., Васильев Е.В. (РГРТУ). Оpubл.: 2000. Бюл. № 24.
8. Cushing Rick. Single-Sideband Upconversion of Quadrature DDS Signals to the 800-to-2500-MHz Band. (электронный ресурс). – Analog Devices, Inc., 2000. <http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/34-03/upconversion/index.html>
9. Постановление Правительства Российской Федерации от 13 октября 2011 г. №837 «О внесении изменений в постановление Правительства Российской Федерации от 12 октября 2004 г. № 539» // Российская газета, 2011. 25 октября.
10. Голуб В. Новые синтезаторы частот серии ADF4xxx // Chip News. – 2002. №4 (63). С.20-23.
11. High Performance Transceiver IC ADF7020-1. (электронный ресурс). – Analog Devices, Inc., 2005. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF7020-1.pdf
12. ADIsmSRD Design Studio Version 2.0 (электронный ресурс). – Applied Radio Labs, Inc., 2009. http://www.analog.com/en/content/srddesignstudio_thank_you/fca.html

УДК 621.317.42

А.А. Жильников, Т.А. Жильников, В.И. Жулев

МОДЕЛИРОВАНИЕ СПОСОБА НЕРАЗРУШАЮЩЕГО МАГНИТОИНДУКЦИОННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ ГЕОМЕТРИИ ВНУТРЕННЕЙ СТРУКТУРЫ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ИЗДЕЛИЙ

Предложена программа моделирования способа неразрушающего магнитоиндукционного исследования, позволяющего получать изображение геометрии внутренней структуры ферромагнитных изделий, по результатам вычислительного моделирования локализованы внешние и внутренние границы полого шара.

Ключевые слова: вычислительное моделирование, неразрушающее магнитоиндукционное исследование, внутренняя структура ферромагнитных изделий, метод компьютерной томографии.

Введение. Неизбежно возникающие в ходе производства дефекты внутри ферромагнитных изделий и полуфабрикатов являются следствием несовершенства технологии и влекут конструктивные нарушения формы, целостности или однородности. Для выявления таких конструктивных нарушений активно используется магнитный неразрушающий контроль, который в настоящее время, согласно [1, 2], является одним из действенных резервов повышения качества и надежности ферромагнитных изделий и находится на очередном витке развития.

Проблема неразрушающего контроля внутренней структуры ферромагнитных изделий обозначена в работах [2 – 8]. Для ее разрешения предложен оригинальный способ магнитоиндукционного исследования (МИИ), детально изложенный в [9]. Подтверждению реализуемости предложенного способа и проверки корректности разработанного математического аппарата [4 – 6] посвящена данная работа.

Цель работы – разработка программы моделирования способа неразрушающего магнитоиндукционного исследования, позволяющего получать изображение геометрии внутренней структуры ферромагнитных изделий.

Программа моделирования способа неразрушающего МИИ. Моделированию подвергнута стартовая процедура способа – процедура пространственного сканирования, результатом которой явилось получение исходных проекционных данных о внутренней структуре ферромагнитного изделия.

В ходе моделирования обращалось внима-

ние на то, что при расчетах учет сложной геометрии, особенно в трехмерных задачах, приводит к необходимости решения систем алгебраических уравнений со многими неизвестными, что связано с большими наукоемкими и временными затратами. Поэтому предложены варианты решения проблемы выбора формы образца ферромагнитного изделия с приемлемой трудоемкостью аналитических расчетов электромагнитных полей намагниченных изделий. Причем изделия обладают достаточно сложной геометрией, чтобы проверить достоверность метода.

Таким образом, для проведения указанного вычислительного моделирования способа неразрушающего МИИ посредством среды графического программирования LabVIEW разработана программа, в которой в качестве образца ферромагнитного изделия выбрана модель в виде полого шара.

Предложенная программа моделирования состоит из двух подпрограмм. Первая подпрограмма обеспечивает аналитическое моделирование образца посредством расчета распределения магнитного поля намагниченного полого шара, смещенного относительно центра, к которому применяется процедура пространственного сканирования, основанная на параллельном способе формирования массива проекционных данных плоскостных сумм метода компьютерной томографии. Применяемая к рассчитанной модели полого шара, процедура пространственного сканирования реализована последовательно-чередующимися наклонами и поворотами на углы аналитической модели магнитоизмеритель-

ного органа, описанной в [7], с расчетом линейных проекций плоскостных сумм и записью их в массив. Наличие смещения центра шара по осям x и y объясняется необходимостью исключения аксиальной симметрии исследуемого объема с намагниченным полым шаром внутри. Последнее приводит к тому, что в ограниченном исследуемом объеме моделируемой области магнито-

чувствительного органа распределение магнитного поля намагниченного полого шара уже не обладает симметрией. Блок-диаграмма подпрограммы моделирования намагничивания посредством аналитического расчета, к которому применяется процедура пространственного сканирования, изображена на рисунке 1.

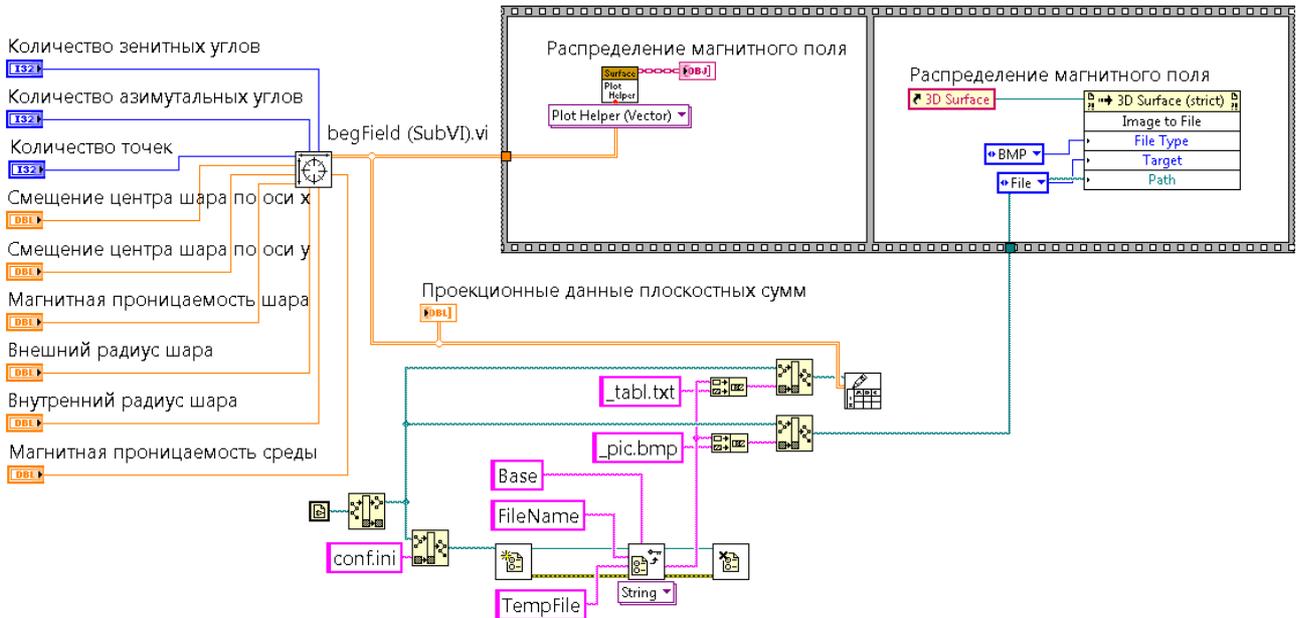


Рисунок 1 – Блок-диаграмма первой подпрограммы

Далее полученный массив линейных проекций плоскостных сумм обрабатывается второй подпрограммой. В ходе обработки этот массив преобразовывается в метрику тангенциальной составляющей, после чего, подвергаясь процедурам дифференцирования и фильтрации, реконструируется и пересчитывается в выходной массив значений, соответствующий конечной процедуре реконструкции границ внутренней структуры полого шара. Присутствующее дифференцирование предполагает наличие переменной, а следовательно, направления, которое в

ходе реконструкции трансформируется в так называемый угол наблюдения. Полная картина внутренней структуры изделий представляется после совмещения изображений под различными углами наблюдения β .

Блок-диаграмма подпрограммы моделирования процедуры преобразования линейных проекций плоскостных сумм в метрику тангенциальной составляющей, дифференцирования, фильтрации и реконструкции границ намагниченного полого шара изображена на рисунке 2.

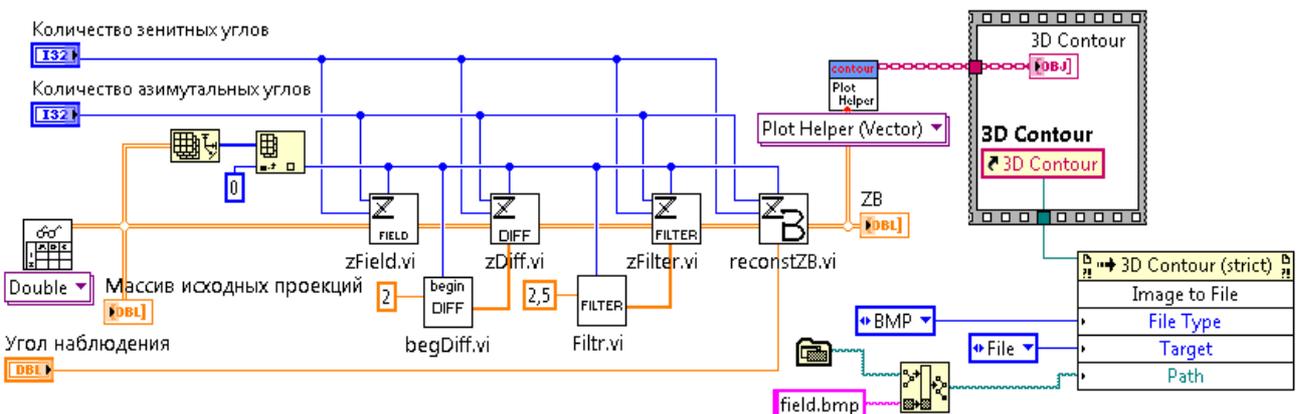
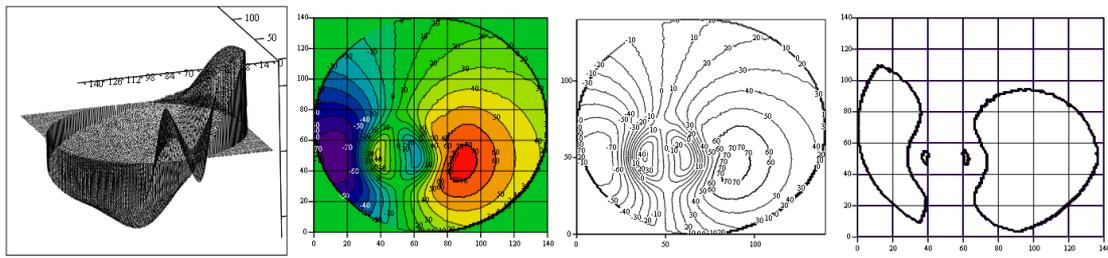
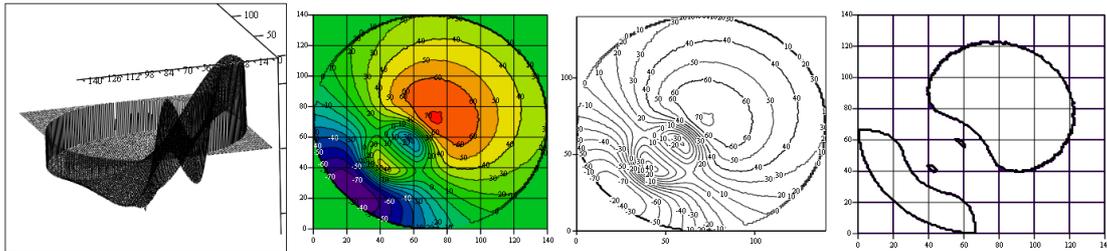


Рисунок 2 – Блок-диаграмма второй подпрограммы

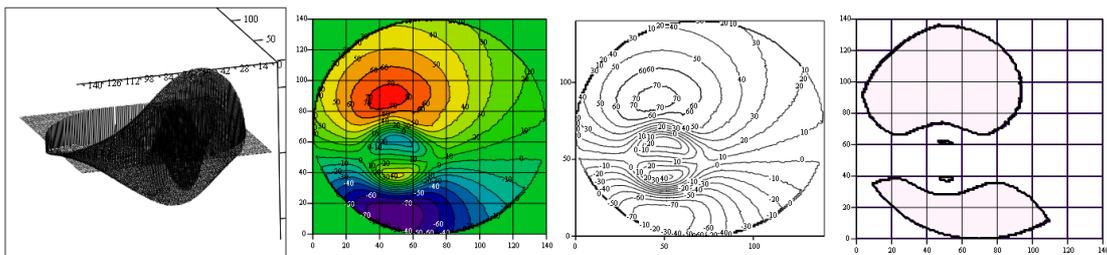
Угол наблюдения образца $\beta = 0$.



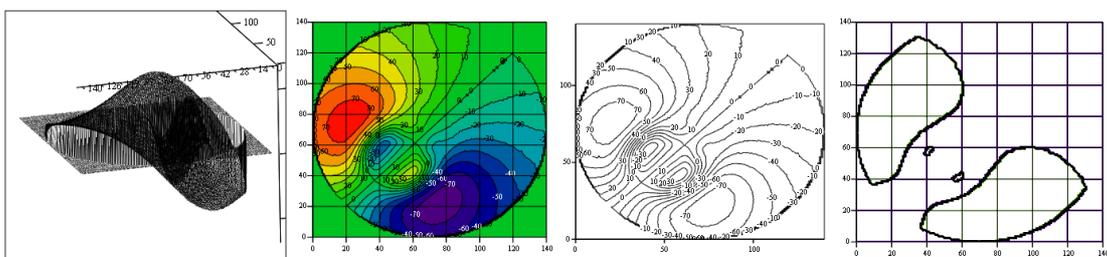
Угол наблюдения образца $\beta = \pi/4$.



Угол наблюдения образца $\beta = 2\pi/4$.



Угол наблюдения образца $\beta = 3\pi/4$.



Совмещение (наложение) всех «углов наблюдения»

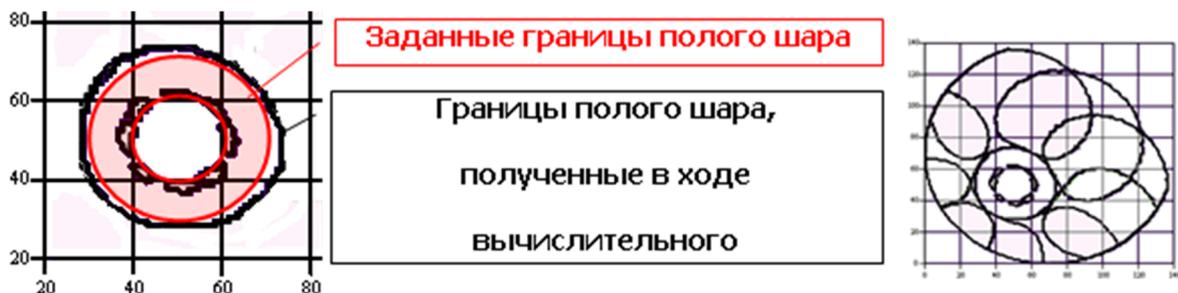


Рисунок 3 – Результаты реконструкции границ, полученные в ходе вычислительного моделирования способа неразрушающего МИИ

Функционал предложенной программы позволяет сохранять полученное визуальное представление поля в виде трехмерных изображений границ в формате BMP.

Вычислительное моделирование. Проверка работоспособности разработанного математического аппарата проведена на примере программы, в которой реконструировано изображение внутренней структуры для сечения с аппликатой $z = 0$ ограниченного исследуемого объема с полым шаром внутри для различных углов наблюдения β .

Массив рассчитан для намагничивающей величины напряженности поля, равной 2,5 А/м, при внешнем и внутреннем радиусах шара 0,2 м и 0,1 м соответственно, с магнитной проницаемостью 500. Центр шара смещен по осям x и y на величину 0,2 м. Пространственное сканирование полого шара осуществлялось с получением проекций по 141-му отсчету под 36 зенитными θ и 72 азимутальными α углами.

Результаты реконструкции границ, полученные в ходе вычислительного моделирования способа неразрушающего МИИ, изображены на рисунке 3. Относительная погрешность смещения внешней границы полого шара, полученной в ходе моделирования работы способа неразрушающего МИИ относительно его заданной границы, не превышает 15 %, при этом для внутренней границы эта величина менее 10 %.

Выводы. Таким образом, в работе предложена программа моделирования способа неразрушающего магнитоиндукционного исследования, позволяющего получать изображение геометрии внутренней структуры ферромагнитных изделий. Данная программа разработана посредством среды графического программирования LabVIEW, в которой в качестве образца ферромагнитного изделия выбрана модель в виде полого шара.

Проведено вычислительное моделирование способа неразрушающего МИИ, по результатам которого локализованы внешние и внутренние границы полого шара. Полученные результаты подтверждают реализуемость способа, предложенного авторами в [9], а также корректность лежащего в его основе математического аппарата, тем самым позволяя использовать его для получения изображения геометрии внутренней структуры ферромагнитных изделий.

Библиографический список

1. Романов И.О. Физические основы неразрушающих методов контроля: учеб. пособие / И.О. Романов, Д.В. Строителев, В.М. Макиенко. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2008. – 108 с.

2. Клиндух В.Ф. Неразрушающие методы контроля и диагностики узлов и деталей подвижного состава: учеб. пособие / В.Ф. Клиндух, В.М. Макиенко, Е.Н. Кузьмичев. – Хабаровск: Изд-во ДВГУПС, 2005. – 109 с.

3. Жильников А.А., Жильников Т.А., Жулёв В.И. Получение изображения распределения магнитного поля внутри биологических объектов // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – М.: Издательское предприятие редакции журнала «Радиотехника». – № 7. – 2011. – С. 41-46.

4. Жильников А.А., Жильников Т.А., Жулёв В.И. Концептуальная модель способа неразрушающего измерения магнитных полей внутри биологических объектов // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – М.: Издательское предприятие редакции журнала «Радиотехника». – № 7. – 2012. – С. 37-43.

5. Жильников А.А., Жильников Т.А., Жулёв В.И. Неразрушающая регистрация распределения плотности магнитного потока внутри биологических объектов // Биомедицинская радиоэлектроника. – М.: Издательское предприятие редакции журнала «Радиотехника». – № 7. – 2013. – С. 26-31.

6. Жильников А.А., Жильников Т.А., Жулёв В.И. Вычислительное моделирование процедуры применения способа магнитоиндукционного исследования для анализа формы скрытых магнитных инородных включений внутри биологических объектов // Биомедицинская радиоэлектроника. – М.: Издательское предприятие редакции журнала «Радиотехника». – № 7. – 2014. – С. 33-43.

7. Жильников А.А., Жильников Т.А., Жулёв В.И. Имитационная модель способа неразрушающего измерения магнитных полей // Нелинейный мир. – М.: Издательское предприятие редакции журнала «Радиотехника». – № 12. – 2012. – С. 924-931.

8. Жильников А.А., Жильников Т.А., Жулёв В.И. Теоретический расчет и анализ распределения магнитного поля равномерно намагниченного шара во внешнем однородном магнитном поле // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2012. № 40. С. 25-29.

9. Способ неразрушающего объемного измерения векторной функции магнитной индукции неоднородно распределенного в пространстве и периодически изменяющегося во времени магнитного поля: пат. 2490659 Рос. Федерация: МПК G01R33 / 00 / Жильников А.А., Жильников Т.А., Жулёв В.И.; заявитель и патентообладатель Рязанский государственный радиотехнический университет. № 2012115677/28; заявл. 20.04.2012; опубл. 20.10.2013.

УДК 621.397

В.Ф. Одинок**АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ПОИСК НАЧАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПУТЕЙ СВЯЗИ МЕЖДУ ДВУМЯ УЗЛАМИ В LRC-СХЕМАХ***Рассмотрены методика и программа поиска первых элементов путей связи между двумя узлами линейной LRC-схемы на основе её топологии.**Ключевые слова: передаточная функция, линейные цепи, топологическое моделирование.*

Введение. Передаточную функцию (PerFun) как Лаплас(s)-операторное отношение $H(s)=y(s)/u(s)$ напряжения выходного сигнала $y(s)$ на клеммах пассивного ненагружающего приемника (Pri) к аналогичному сигналу $u(s)$ идеального источника (Ist) в схемах, представляющих собой комбинацию линейных LRC-аналогов (элементов, математически подобных электрическим цепям) [1], на основе их топологии [2] можно представить в виде программного выражения

$$\text{PerFun}=(\text{SuVePoPuDoPoPu}-\text{SuVeOtPuDoOtPu})/\text{SuVeStPuDoStPu}, \quad (1)$$

где

/ – оператор арифметического деления;

SuVePoPuDoPoPu – сумма (Su) произведений весов (Ve) VePoPu уникальных завершённых положительных (Po) путей (Pu) PoPu (от источника к приемнику) на дополнения (Do) DoPoPu этих путей;

SuVeOtPuDoOtPu – сумма произведений весов VeOtPu уникальных завершённых отрицательных (Ot) путей OtPu (от источника к приемнику) и их дополнений DoOtPu;

SuVeStPuDoStPu – сумма произведений весов VeStPu уникальных завершённых структурных (St) путей StPu (между двумя узлами схемы при коротком замыкании источника сигналов и изъятии приемника) и их дополнений DoStPu.

Любые пути Pu в (1) – это последовательности образующих их проводимостей схемы. Поскольку приемник входит в состав путей PoPu, OtPu, он по определению [2] имеет условную единичную проводимость и, следовательно, для (1) методически (виртуально) эквивалентен схемному элементу.

Уникальные пути Pu не повторяются в (1) и не содержат в себе одинаковых проводимостей схемы.

Завершённые пути Pu в (1) соединяют

назначенные начальные (Na) и конечные (Ko) узлы (Uz) NaUz, KoUz схемы и не могут иметь продолжений.

PoPu в (1) означает путь Pu от положительного (меньшего по номеру) узла источника к его отрицательному (большему) узлу через приемник в направлении от его меньшего положительного узла к его большему отрицательному узлу.

OtPu в (1) – путь Pu от положительного меньшего узла источника к его отрицательному большему узлу через приемник в направлении от его большего отрицательного узла к его меньшему положительному узлу.

Весы VePoPu, VeOtPu и VeStPu в (1) есть произведения величин проводимостей соответствующих путей PoPu, OtPu и StPu.

Дополнения DoPoPu и DoOtPu в (1) находятся по формату знаменателя (1) как сумма произведений весов всех уникальных завершённых структурных путей между выбранными узлами NaUz и KoUz схемы, образованной при замыкании надлежащих путей PoPu или OtPu, и их дополнений. По указанному формату рассчитываются также последние дополнения и DoStPu [1].

Составляющими в (1), определяющими знак передаточной функции, являются пути PoPu и OtPu. Поиск их возможен различными способами. Рассмотрим вариант, состоящий из трех этапов.

1. Поиск (Poisk) начальных (Na) элементов (El) любых путей Pu (процедура PoiskNaElPu), исходящих из положительного узла NaUz источника. Найденные участки (одноэлементные пути Pu) распределяются на два массива (Ma) – массив MaZaPu завершённых (Za) путей Pu (ZaPu) и массив MaNzPu незавершённых (Nz) путей Pu (NzPu), не заканчивающиеся отрицательным узлом KoUz источника.

2. Поиск уникальных продолжений (Pr) пу-

тей NzPu (процедура PoiskPrNzPu) до их завершения. При этом массив MaNzPu опустошается, а MaZaPu пополняется новыми (многоэлементными) путями ZaPu.

3. Поиск путей Pu от источника Ist к приемнику Pri (процедура PoiskPuIstPri) – выделение из массива MaZaPu уникальных завершенных путей PoPu и OtPu.

Предлагаемое разделение на первые два этапа основывается на очевидном положении: удлинение любого пути NzPu от его первого элемента до полного завершения на этапе 2 предполагает последовательное присоединение новых проводимостей к уже имеющимся на этом пути, в то время как первый элемент любого пути ничего не удлиняет, так как он подключается не к какой-либо "предыдущей проводимости", а к положительному узлу NaUz источника. Поэтому поиск первых элементов путей PoPu, OtPu необходимо выделить в отдельную процедуру – этап 1.

Третий этап позволяет на первых двух этапах не учитывать направления путей и полярности узлов, что упрощает общий алгоритм поиска PoPu, OtPu.

Полный программный код определения передаточной функции (1) в литературе не найден. Последнее ограничивает практическое использование перспективного топологического метода анализа схем, поскольку при самостоятельной разработке такой программы от пользователей формулы (1) требуется достаточно квалифицированный системный подход, учитывающий сложившуюся традицию изображения LRC-цепей, минимизацию ручных математических операций (часто ведущих к значительным временным затратам и многочисленным ошибкам) и выбор адекватного языка программирования.

Цели работы. Как следует из (1), веса $VePoPu$, $VeOtPu$, $VeStPu$ и дополнения $DoPoPu$, $DoOtPu$, $DoStPu$ определяются соответствующими путями $PoPu$, $OtPu$, $StPu$. Их нахождение занимает три этапа, из которых первый является автономной процедурой, общей для любых искомым путей. Методическая и программная проработки этого (первого) этапа поиска путей $PoPu$, $OtPu$, $StPu$ являются целями данной статьи.

Методическая часть. Визуальное (эвристическое) определение сигнальных путей $PoPu$, $OtPu$ на основе топологии простых схем [2] тривиально. Для примера рассмотрим рисунок 1, где рядом с узлами и внутри элементов даны их схемные номера (проводимость 4 может имитировать внутренний импеданс реального пассивного нагружающего приемника; учет импеданса

источника потребует включения последовательно с Ist дополнительной проводимости). Очевидно, что здесь единственным положительным уникальным завершенным путем $PoPu$ является путь (по проводимостям) 2-1-3 с начальным элементом 2, а единственным отрицательным уникальным завершенным путем $OtPu$ является путь 5-1-6 с начальным элементом 5.

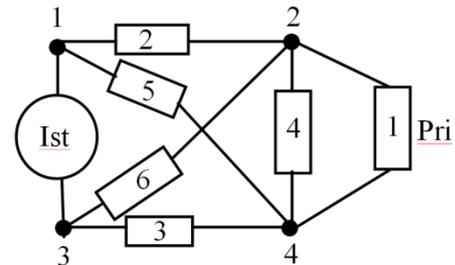


Рисунок 1 – Схема с идеальным источником и виртуальной проводимостью-приемником

Для сложных цепей эвристический анализ схем становится трудоемким и длительным процессом. Программирование же эвристических приемов – тоже непростой и далеко не очевидный процесс. Поэтому перед автоматизацией топологического поиска путей $PoPu$ и $OtPu$ рассмотрим вначале некоторые важные методические аспекты.

Во-первых, на первых двух этапах не имеют значения полярности узлов и направления путей в приемнике. Поэтому можно принять, что до этапа 3 любые искомые пути Pu просто должны соединять некоторые назначенные узлы NaUz и KoUz. Это позволяет независимо от типов путей сохранить алгоритм их поиска на этапах 1 и 2 одним и тем же.

Во-вторых, поскольку передаточная функция $PerFun$ (1) определяется весами (значениями проводимостей) элементов схемы, имеющих, к тому же, схемные номера и по два узла связи, то отмеченные параметры следует программно связать с компонентами схемы. Это накладывает отпечаток на выбор языка программирования. Успешно решить указанную задачу можно, например, с помощью пакета MATLAB [3], имеющего особый тип (класс) данных, именуемый *структурами* (struct). Структура имеет имя (идентификатор). Порядковый элемент в массиве структур указывается после имени структуры номером в круглых скобках. Структура имеет различные поля (разделы) данных с именами, отделяемыми от идентификатора структуры десятичной точкой. Имена всех структур и их полей в массиве структур должны быть одинаковыми.

При использовании данных типа struct, например, приемник на рисунке 1 можно оха-

рактизовать как виртуальный структурный объект в массиве $MaProSx$ проводимостей (Pro) схемы (Sx) совокупностью следующих признаков:

$MaProSx(1).Nom=[1]$ – номер в схеме,

$MaProSx(1).Ves=[1]$ – вес,

$MaProSx(1).Uz1=[2]$ – меньший узел,

$MaProSx(1).Uz2=[4]$ – больший узел.

Здесь (1) – номер первого элемента массива $MaProSx$; Nom , Ves , $Uz1$, $Uz2$ – поля структуры проводимости-приемника; квадратные скобки [] (оператор конкатенации, необязателен для скаляров) содержат данные полей.

В-третьих, при инициализации полей Ves структур проводимостей необходимо учесть, что в общем случае передаточную функцию следует искать в символьной форме, когда используются не только числовые (класс или тип `numeric`), но также и символические (тип `sym`) значения весов. Переменные последнего класса придется заказывать специальными средствами (для MATLAB – функцией `syms`).

В-четвертых, наличие массивов (например, $MaZaPu$ для проводимостей всех путей $ZaPu$), объединяющих внутренние, частные массивы (для $MaZaPu$ – это субмассивы проводимостей отдельных путей $ZaPu$), требует особых средств для их разграничения. Эту проблему можно решить, привлекая классы данных `cell` (ячейки). При этом каждый субмассив будет занимать отдельную ячейку-контейнер, а обобщающий массив окажется совокупностью контейнеров с разными субмассивами. Оператор формирования массива ячеек представляет собой пару фигурных скобок {}. Ссылка на элемент массива ячеек, как и на элемент массива структур, дается после идентификатора массива с помощью обычных круглых скобок (), а на содержимое ячейки (на элементы субмассива) – указанными фигурными скобками {}.

Использование класса ячеек позволяет также формировать массивы с разными типами данных их элементов. Последнее непосредственно касается значений проводимостей, которые могут быть как числовые (тип `numeric`, например, для приемника), так и символьные (тип `sym`).

Кроме изложенного, отметим другой принципиальный момент, заключающийся в том, что на этапе 2 добавление к какому-либо незавершенному пути $NzPu$ очередной проводимости (при удлинении $NzPu$) предполагает знание неприсоединенного (Ne) узла Uz ($NeUz$) последней (на пути $NzPu$) проводимости, к которому будет подключен следующий компонент схемы. Узлом $NeUz$ может быть как узел $Uz1$, так и $Uz2$ указанной проводимости. Поэтому следует ввести в

структуры $MaProSx$ дополнительные поля для узлов $NeUz$. В этом случае к прежнему описанию структуры приемника добавится новый признак:

$MaProSx(1).NeUz=[]$ – неприсоединенный узел (определяется программным путем).

Поскольку удлинение путей $NzPu$ на этапе 2 сводится к формальному определению уже имеющихся в исходной схеме связей узла $NeUz$ с каким-либо элементом массива $MaProSx$, узлы $NeUz$ можно назвать условно неприсоединенными.

Одна и та же проводимость может быть элементом нескольких путей. При этом копии таких проводимостей для этих путей должны быть независимы друг от друга (`value`-копии для MATLAB), чтобы назначения узлов $NeUz$ для них также были независимы.

Заметим, что уже на этапе 1, преследуя цель выявления начальных участков (первых проводимостей) любых путей Pu , исходящих из узла $NaUz$, легко могут быть обнаружены уникальные одноэлементные завершенные пути $ZaPu$, среди которых может оказаться путь $ZaPu=PrI=PoPu$. Это достигается простой проверкой неприсоединенных узлов $NeUz$ первых проводимостей путей Pu на предмет совпадения $NeUz$ с конечным узлом $KoUz$.

Программа $PoiskNaElPu$ этапа 1, ввиду её независимости от типа искомого пути может быть использована при поиске не только $PoPu$ и $OtPu$, но также $StPu$ и любых дополнений. Данное обстоятельство предполагает такое оформление процедуры $PoiskNaElPu$, которое при изменении фактических параметров в разных ситуациях не приводило бы к сбоям. В связи с этим выходные и входные аргументы функции $PoiskNaElPu$ определим в обобщенном формализованном виде. Первую их группу (выходные аргументы) представим следующим образом:

$MaNzPu$ – массив найденных в $PoiskNaElPu$ одноэлементных незавершенных путей $NzPu$, являющихся начальными участками (первыми проводимостями) путей между узлами $NaUz$ и $KoUz$; массив $MaNzPu$ при удлинении путей $NzPu$ на этапе 2 обеспечивает формирование многоэлементных завершенных путей $ZaPu$;

$MaVeNzPu$ – массив весов найденных незавершенных одноэлементных путей $NzPu$, являющихся весами первых проводимостей этих путей; веса $VeNzPu$ на этапе 2 увеличиваются за счет новых, присоединяемых к $NzPu$, проводимостей; в случае завершения путей $NzPu$ на этапе 2 веса $VeNzPu$ определяют веса $VeZaPu$ соответствующих завершенных путей $ZaPu$;

$MaMaUzNzPu$ – массив субмассивов

MaUzNzPu узлов незавершенных одноэлементных путей NzPu; каждый выходной субмассив MaUzNzPu программы PoiskNaElPu содержит узлы первой проводимости соответствующего пути NzPu; на этапе 2 субмассивы MaUzNzPu пополняются узлами присоединяемых к NzPu элементов схемы;

MaZaPu – массив найденных завершенных одноэлементных путей ZaPu, являющихся проводимостями, соединяющими узлы NaUz и KoUz; на этапе 2 этот массив будет пополняться новыми многоэлементными завершенными путями ZaPu;

MaVeZaPu – массив весов найденных завершенных путей ZaPu, являющихся значениями единственных проводимостей путей ZaPu; массив MaVeZaPu на этапе 2 пополнится весами новых (многоэлементных) завершенных путей ZaPu;

MaMaUzZaPu – массив субмассивов MaUzZaPu узлов найденных завершенных одноэлементных путей ZaPu, являющихся узлами NaUz и KoUz; на этапе 2 он будет дополнен субмассивами узлов новых (многоэлементных) завершенных путей ZaPu.

Вторая группа аргументов (входные аргументы функции PoiskNaElPu) является базой для поиска любых путей:

MaProSx – массив проводимостей исходной схемы, для которой вызывается модуль PoiskNaElPu;

NaUz – начальный узел всех искомым в PoiskNaElPu путей;

KoUz – конечный узел искомым в PoiskNaElPu завершенных путей.

Узлы NaUz, KoUz могут либо назначаться (при первом вызове модуля PoiskNaElPu они известны как узлы источника), либо определяться автоматически (при поиске любых дополнений и путей StPu).

Процедура PoiskNaElPu. После изложенных методических замечаний рассмотрим комментируемый вариант процедуры PoiskNaElPu поиска начальных участков любых путей Pu между узлами NaUz и KoUz (далее жирным шрифтом выделены исполняемые программные коды в редакторе Editor; многоточие в них является оператором продолжения выражения на следующей строке).

Определение функции PoiskNaElPu в одноименном файле имеет следующий вид:

```
function [MaNzPu, MaVeNzPu, ...
MaMaUzNzPu, MaZaPu, ...
MaVeZaPu, MaMaUzZaPu]=...
PoiskNaElPu(MaProSx, NaUz, KoUz)
```

Для использования процедуры PoiskNaElPu

в данном файле необходимо задать начальные (пустые, так как PoiskNaElPu – начало поиска путей) значения искомым переменных:

– исходный массив одноэлементных незавершенных путей NzPu (ниже фигурные скобки {} указывают на организацию массива в виде ячеек cell, каждая из которых будет содержать единственную проводимость одного из путей NzPu) –

```
MaNzPu={};
```

– выходной начальный массив весов VeNzPu искомым одноэлементных незавершенных путей NzPu (каждая ячейка массива будет содержать вес единственной проводимости соответствующего пути NzPu) –

```
MaVeNzPu={};
```

– выходной начальный массив субмассивов MaUzNzPu узлов искомым одноэлементных путей NzPu (каждая ячейка MaUzNzPu будет содержать узлы единственной проводимости соответствующего пути NzPu) –

```
MaMaUzNzPu={};
```

– выходной начальный массив одноэлементных завершенных путей ZaPu, исходящих из NaUz и заканчивающихся узлом KoUz –

```
MaZaPu={};
```

– выходной начальный массив весов VeZaPu искомым одноэлементных завершенных путей ZaPu (ячейки VeZaPu будут содержать значения единственных проводимостей соответствующих путей ZaPu) –

```
MaVeZaPu={};
```

– выходной начальный массив субмассивов MaUzZaPu узлов искомым одноэлементных путей ZaPu (ячейки MaUzZaPu будут содержать узлы единственных проводимостей каждого из путей ZaPu) –

```
MaMaUzZaPu={};
```

После установки всех искомым выходных массивов просматриваем проводимости входного схемного массива MaProSx на предмет соединения их с узлом NaUz.

Для любого элемента с номером nElMaProSx в массиве MaProSx –

```
for nElMaProSx=1:numel(MaProSx) (здесь
numel(MaProSx) – число элементов массива
MaProSx) определяем соединение (оператор ==)
одного из (оператор ||) узлов проводимости
MaProSx(nElMaProSx), содержащейся в
nElMaProSx-м элементе массива MaProSx, с узлом
NaUz. Если это имеет место –
if (MaProSx(nElMaProSx).Uz1==...
NaUz)|| (MaProSx(nElMaProSx).Uz2==...
NaUz)
```

и если при этом к NaUz подключен первый узел Uz1 проводимости MaProSx(nElMaProSx) –

if MaProSx(nElMaProSx).Uz1==NaUz

то второй её узел Uz2 является (условно, на данном этапе) неприсоединённым:

MaProSx(nElMaProSx).NeUz=...

MaProSx(nElMaProSx).Uz2;

Иначе (если к NaUz узел Uz1 не подключен, т.е. к NaUz подключен узел Uz2) –

else

неприсоединённым оказывается первый узел –

MaProSx(nElMaProSx).NeUz...

=MaProSx(nElMaProSx).Uz1;

end (конец оператора

if MaProSx(nElMaProSx).Uz1==NaUz).

Если неприсоединённый узел NeUz данной проводимости MaProSx(nElMaProSx) связан с KoUz –

if MaProSx(nElMaProSx).NeUz==KoUz

то найден завершённый путь ZaPu. Добавим (посредством оператора []) этот одноэлементный завершённый путь ZaPu к массиву MaZaPu как ячейку (указывается оператором {}) со структурой MaProSx(nElMaProSx):

MaZaPu=[MaZaPu,...

{MaProSx(nElMaProSx)}];

Аналогичным образом добавляем к исходному массиву MaVeZaPu новую ячейку {MaProSx(nElMaProSx).Ves} (значение поля Ves проводимости MaProSx(nElMaProSx) найденного одноэлементного пути ZaPu) –

MaVeZaPu=[MaVeZaPu,...

{MaProSx(nElMaProSx).Ves}];

Для пополнения MaMaUzZaPu необходимо сначала организовать новую ячейку, содержащую узел NaUz и условно неприсоединённый узел NeUz проводимости MaProSx(nElMaProSx) найденного пути ZaPu, а затем добавить её к исходному массиву MaMaUzZaPu –

MaMaUzZaPu=[MaMaUzZaPu,...

{[NaUz,MaProSx(nElMaProSx).NeUz]}];

Иначе (если неприсоединённый узел проводимости MaProSx(nElMaProSx) не связан с узлом KoUz) –

else

регистраруем новый одноэлементный незавершённый путь NzPu массива MaNzPu со структурой MaProSx(nElMaProSx), добавляемой в виде ячейки к MaNzPu –

MaNzPu=[MaNzPu,{MaProSx(nElMaProSx)}];

Подобно MaVeZaPu и MaMaUzZaPu для MaVeNzPu и MaMaUzNzPu имеем:

MaVeNzPu=[MaVeNzPu,...

{MaProSx(nElMaProSx).Ves}];

MaMaUzNzPu=[MaMaUzNzPu,...

{[NaUz,MaProSx(nElMaProSx).NeUz]}];

end (конец оператора

if MaProSx(nElMaProSx).NeUz==KoUz)

end (конец оператора

if (MaProSx(nElMaProSx).Uz1==...

NaUz)|(MaProSx(nElMaProSx).Uz2==... NaUz))

end (конец оператора

for nElMaProSx=1:numel(MaProSx)

end (конец процедуры PoiskNaElPu)

Программные испытания. Известно, что многие программы имеют скрытые дефекты, которые проявляют себя только в определенных ситуациях. Поэтому проверку модуля PoiskNaElPu проведем для нескольких схем с последовательным усложнением. Рассмотрим вначале относительно простую схему рисунка 1. В соответствии с ней заказываем в командном MATLAB-окне (Command Window) фактические параметры для специализированной функции **sums [1]** – Лаплас-оператор s и требуемый ряд символических (тип **sym**) элементов (их LRC-обозначения и номера 1, 2,... в схеме), например: **syms s R2 L3 C4 R5 L6;**

Кроме этого, описываем компоненты схемы (для источника достаточно указаний на его узлы):

Ist.Uz1=[1];

Ist.Uz2=[3];

MaProSx(1).Nom=[1];

MaProSx(1).Ves=[1];

MaProSx(1).Uz1=[2];

MaProSx(1).Uz2=[4];

MaProSx(1).NeUz=[];

MaProSx(2).Nom=[2];

MaProSx(2).Ves=[1/R2];

MaProSx(2).Uz1=[1];

MaProSx(2).Uz2=[2];

MaProSx(2).NeUz=[];

MaProSx(3).Nom=[3];

MaProSx(3).Ves=[1/(s*L3)]; (* – программный оператор арифметического умножения)

MaProSx(3).Uz1=[3];

MaProSx(3).Uz2=[4];

MaProSx(3).NeUz=[];

MaProSx(4).Nom=[4];

MaProSx(4).Ves=[s*C4];

MaProSx(4).Uz1=[2];

MaProSx(4).Uz2=[4];

MaProSx(4).NeUz=[];

MaProSx(5).Nom=[5];

MaProSx(5).Ves=[1/R5];

MaProSx(5).Uz1=[1];

MaProSx(5).Uz2=[4];

MaProSx(5).NeUz=[];

MaProSx(6).Nom=[6];
MaProSx(6).Ves=[1/(s*L6)];
MaProSx(6).Uz1=[2];
MaProSx(6).Uz2=[3];
MaProSx(6).NeUz=[];

Узлы NaUz и KoUz для первого вызова модуля PoiskNaElPu задаются в командном MATLAB-окне как узлы источника, поскольку все искомые пути PoPu и OtPu начинаются в его положительном узле Uz1, а заканчиваются в отрицательном узле Uz2) [1]:

NaUz=Ist.Uz1;
KoUz=Ist.Uz2;

Запуск (из Command Window) программы PoiskNaElPu по форме совпадает с определением функции PoiskNaElPu:

[MaNzPu, MaVeNzPu, MaMaUzNzPu, MaZaPu, ...
MaVeZaPu, MaMaUzZaPu]=...
PoiskNaElPu(MaProSx, NaUz, KoUz);

Выходные аргументы программы PoiskNaElPu (для рассматриваемой схемы) после её выполнения приводятся ниже:

MaNzPu – 1x2 cell (массив-строка из двух ячеек) – [1x1 struct], [1x1 struct] (каждая ячейка содержит скаляр данных типа struct):

MaNzPu{1} (содержимое первой ячейки массива MaNzPu) – Nom: 2 (проводимость 2), Ves: [1x1 sym] (вес проводимости 2 – скаляр символического типа; значение этого поля раскрывается ниже в массиве MaVeNzPu), Uz1: 1 (первый узел проводимости 2), Uz2: 2 (второй узел проводимости 2), NeUz: 2 (условно неприсоединенный узел проводимости 2);

MaNzPu{2} (содержимое второй ячейки массива MaNzPu) – Nom: 5, Ves: [1x1 sym], Uz1: 1, Uz2: 4, NeUz: 4.

MaVeNzPu – 1x2 cell – [1x1 sym], [1x1 sym]:

MaVeNzPu{:} (содержимое всех ячеек массива MaVeNzPu) – 1/R2 (первая ячейка – проводимость 2), 1/R5 (вторая ячейка – проводимость 5).

MaMaUzNzPu – 1x2 cell – [1x2 double], [1x2 double] (каждая ячейка содержит массив-строку двух числовых данных типа double – двойная точность):

MaMaUzNzPu{:} – 1, 2 (узлы первого пути NzPu); 1, 4 (узлы второго пути NzPu).

MaZaPu – 0x0 cell (нет завершённых путей).

MaVeZaPu – 0x0 cell.

MaMaUzZaPu – 0x0 cell.

Как видно из представленного, пути NzPu не повторяются и не содержат внутри себя одинаковых проводимостей и узлов, т.е. уникальны.

Полученные данные полностью согласуются

с рисунком 1, откуда следует:

– начальными участками всех незавершённых путей от NaUz=Ist.Uz1 до KoUz=Ist.Uz2 являются проводимости 2 и 5 (см. в экспериментальных результатах MaNzPu{:} – Nom: 2, Nom: 5);

– веса проводимостей 2 и 5 – 1/R2 и 1/R5 (см. MaVeNzPu{:} – 1/R2, 1/R5);

– в схеме нет одноэлементных завершённых участков, соединяющих узлы 1 и 3 источника (см. MaZaPu – 0x0 cell), поэтому MaVeZaPu – 0x0 cell, MaMaUzZaPu – 0x0 cell.

Если подключить к узлам 1 и 3 рисунка 1 последовательно соединённые индуктивные элементы L7 и L8, а параллельно источнику – индуктивный аналог L9, схема примет вид рисунка 2.

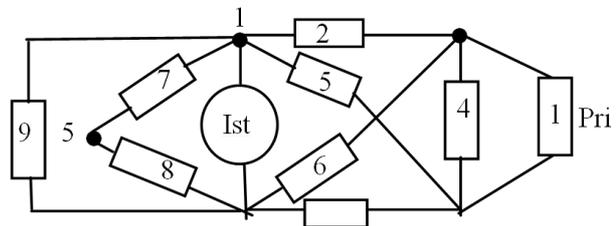


Рисунок 2 – Усложненная схема рисунка 1

Для рисунка 2 к входным аргументам предыдущей функции sums необходимо добавить символы L7, L8, L9, а к массиву MaProSx – соответствующие структуры:

MaProSx(7).Nom=[7];
MaProSx(7).Ves=[1/(s*L7)];
MaProSx(7).Uz1=[1];
MaProSx(7).Uz2=[5];
MaProSx(7).NeUz=[];

MaProSx(8).Nom=[8];
MaProSx(8).Ves=[1/(s*L8)];
MaProSx(8).Uz1=[3];
MaProSx(8).Uz2=[5];
MaProSx(8).NeUz=[];

MaProSx(9).Nom=[9];
MaProSx(9).Ves=[1/(s*L9)];
MaProSx(9).Uz1=[1];
MaProSx(9).Uz2=[3];
MaProSx(9).NeUz=[];

В этом случае PoiskNaElPu даёт следующие результаты:

MaNzPu – 1x3 cell (массив-строка трех ячеек) – [1x1 struct], [1x1 struct], [1x1 struct]:

MaNzPu{1} – Nom: 2, Ves: [1x1 sym], Uz1: 1, Uz2: 2, NeUz: 2;

MaNzPu{2} – Nom: 5, Ves: [1x1 sym], Uz1: 1, Uz2: 4, NeUz: 4;

MaNzPu{3} – Nom: 7, Ves: [1x1 sym],
 Uz1: 1, Uz2: 5, NeUz: 5.
 MaVeNzPu – 1x3 cell – [1x1 sym], [1x1 sym],
 [1x1 sym]:
 MaVeNzPu{:} – 1/R2, 1/R5, 1/(L7*s).
 MaMaUzNzPu – 1x3 cell – [1x2 double],
 [1x2 double], [1x2 double]:
 MaMaUzNzPu{:} – 1, 2; 1, 4; 1, 5.
 MaZaPu – 1x1 cell – [1x1 struct].

MaZaPu{1} – Nom: 9, Ves: [1x1 sym], Uz1: 1,
 Uz2: 3, NeUz: 3 (так как MaZaPu – массив завер-
 шенных путей, к узлу NeUz элемента
 MaZaPu{1} на этапе 2 не будет подключаться ни
 один элемент схемы; NeUz проводимости
 MaZaPu{1} потребуется на этапе 3 для проверки
 полярности пути MaZaPu{1} в случае, если этот
 путь окажется проводимостью-приемником с
 Nom: 1).

MaVeZaPu – 1x1 cell – [1x1 sym]:

MaVeZaPu{1} – 1/(L9*s).

MaMaUzZaPu – 1x1 cell – [1x2 double]:

MaMaUzZaPu{1} – 1, 3.

Как и в предыдущем случае, пути NzPu и
 ZaPu для рисунка 2 не повторяются и не содер-
 жат в себе одинаковых проводимостей и узлов.

Все последние данные подтверждаются схе-
 мой рисунка 2:

– массив MaNzPu по сравнению с аналогич-
 ным массивом для рисунка 1 возрастает до трех
 элементов (см. выше MaNzPu – 1x3 cell) за счет
 проводимости 7 (см. MaNzPu{3} – Nom: 7);

– к предыдущему массиву MaVeNzPu (для
 рисунка 1) добавляется третий элемент – вес
 проводимости 7 (см. MaVeNzPu{:} – ... 1/(L7*s));

– узлы проводимости 7 (см.
 MaMaUzNzPu{:} – ... 1, 5) дополняют массив
 MaMaUzNzPu для рисунка 1, увеличивая его до
 трех элементов (см. MaMaUzNzPu – 1x3 cell).

Добавим (с соответствующей модификацией
 функции sums) к схеме рисунка 2 два новых
 элемента – R10, R11:

MaProSx(10).Nom=[10];

MaProSx(10).Ves=[1/R10];

MaProSx(10).Uz1=[2];

MaProSx(10).Uz2=[5];

MaProSx(10).NeUz=[];

MaProSx(11).Nom=[11];

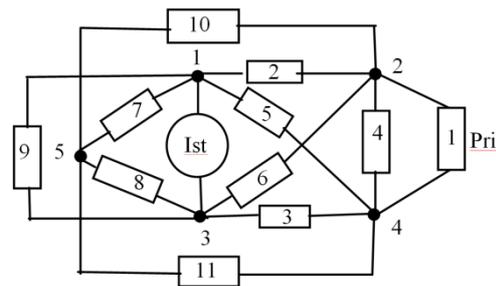
MaProSx(11).Ves=[1/R11];

MaProSx(11).Uz1=[4];

MaProSx(11).Uz2=[5];

MaProSx(11).NeUz=[];

Получаем схему, изображенную на рисун-
 ке 3.



**Рисунок 3 – Рисунок 2 с дополнительными
 проводимостями 10 и 11**

Процедура PoiskNaEIPu для последней схе-
 мы не дает никаких новых результатов по
 сравнению с таковыми для схемы рисунка 2.
 Этого следовало ожидать, так как введенные
 элементы 10 и 11 не подсоединены к узлу
 NaUz=1, где начинаются все пути, поиск первых
 элементов которых осуществляет процедура
 PoiskNaEIPu.

Так как веса элементов схемы допускают
 многообразную интерпретацию, программа
 PoiskNaEIPu может быть использована для ис-
 следования любых графов, изображаемых анало-
 гично LRC-схемам.

Выводы. Рассмотрены методика и про-
 граммный код автоматизированного топологи-
 ческого поиска начальных участков сигнальных
 путей, связывающих любые два узла в LRC-
 схемах произвольной сложности, не требующие
 от пользователя каких-либо трудоемких ручных
 математических преобразований (необходимо
 только заказать структуру схемы и функцию
 sums). Процедура PoiskNaEIPu может быть ис-
 пользована для определения операторных выра-
 жений передаточных функций в общепринятом
 символьном виде для линейных схем различного
 назначения [4, 5] и анализа графов.

Библиографический список

1. *Одинок В.Ф.* Топологическое моделирование
 линейных цепей информационно-измерительных си-
 стем // Вестник Рязанского государственного радиотех-
 нического университета. 2013. № 4-2 (46).
 С. 33-40.

2. *Мэзон С. и Циммерман Г.* Электронные цепи,
 сигналы и системы / пер. с англ. А. А. Соколова и И.
 В. Соловьева; под ред. проф. П. А. Ионкина. – М.:
 Издательство иностранной литературы, 1963.

3. *Дьяконов В. П.* MATLAB. R2006/R2007: само-
 учитель. – М.: ДМК Пресс, 2008.

4. *Одинок В.Ф.* Управляемый генератор сигна-
 лов для информационно-измерительных систем // Вестник
 Рязанского государственного радиотехниче-
 ского университета. 2012. № 39-1. С. 35-42.

5. *Одинок В.Ф.* Позиционно-логические дис-
 криминаторы сигналов. – М.: Горизонт, 1999. -231 с.