
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

Главный редактор М.П. Батура

Редакционная коллегия:

А.П. Кузнецов (зам. главного редактора),
Л.М. Лыньков (зам. главного редактора),

Т.В. Борботько (ответственный секретарь),
В.Е. Борисенко, С.Е. Карпович, Н.Т. Квасов, В.К. Конопелько,
А.А. Кураев, В.А. Лабунов, В.В. Муравьев, Р.Х. Садыхов

Редакционный совет:

И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднар, С.В. Бордусов,
С.В. Гапоненко, В.В. Голенков, В.Ф. Голиков, А.Л. Гурский, Л.И. Гурский, А.П. Достанко,
В.А. Емельянов, И.Е. Зуйков, В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, С.П. Кундас,
В.А. Куренев, В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков, Л.И. Минченко,
Ф.И. Пантелеенко, А.А. Петровский, В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, В.А. Сокол,
Н.К. Толочко, А.А. Хмыль, В.В. Цегельник, В.А. Чердынцев, Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик

АДРЕС РЕДАКЦИИ:

220013, Минск, ул. П. Бровки, 6, к. 326
293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Урядов В.Н., Рощупкин Я.В., Бунас В.Ю., Урядов В.В. Эффективность двухканального оптического приемника сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией	5
Дайняк И.В., Карпович С.Е., Огер В.П., Безлюдов А.В., Титко Д.С. Математическая модель формирования сетки дискретности высокого разрешения для системы перемещений на линейном шаговом приводе	11
Пискун Г.А., Алексеев В.Ф., Ланин В.Л., Левин В.Г. Моделирование распределения температуры в токоведущих элементах интегральных микросхем в результате воздействия электростатических разрядов	16
Чердынцев В.А., Половения С.И., Дубровский В.В. Генерация и обработка хаотических сигналов на основе трехмерных функций в пространстве состояний	23
Мохаммед А.С., Муха Е.В., Степанов А.А., Смирнов А.Г. Пассивно-матричные микродисплеи светоизлучающего типа	29
Апорович В.А., Бондаренко Р.В. Экстраполяция методом притяжения при отождествлении траекторий и отметок в системе вторичной обработки радиолокационной информации	35

Дятко А.А., Костромицкий С.М., Шумский П.Н. Алгоритм моделирования траектории движения воздушного объекта.....	41
Саванович С.Э., Соколов В.Б. Радиозранирующие свойства электромагнитных экранов на основе влагосодержащего керамзита	48
Бенкафо А.С., Лобатый А.А. Оценка навигационных параметров подвижного объекта в условиях многорежимности	52
Бобович Н.М., Маликов В.В. Методы оценки ущербов в задачах количественного анализа живучести критически важных объектов информатизации	59
Мороз А.Н., Хмарский П.А., Шабан С.А., Сидорович О.В. Сопоставительный анализ ансцентного и расширенного фильтров Калмана при вторичной обработке информации в спутниковых радионавигационных системах.....	66
Ревотюк М.П., Кароли М.К., Хаджинова Н.В. Быстрый поиск кратчайших путей на графах с предопределенными решениями.....	73
Стрижнев А.Г., Хаджинов М.К., Русакович А.Н. Синтез цифрового регулятора, включенного параллельно единичной обратной связи	80
Фаняев И.А., Кудин В.П. Топология и характеристики антенного модуля X-диапазона	87
Аль-Адеми Я.Т.А., Смирнов Ю.В., Пулко Т.А., Насонова Н.В. Характеристики ослабления и отражения электромагнитных волн материалами на основе сшитого полимерного гидрогеля	93
Тараканов А.Н. Динамика точки с внутренними степенями свободы и движение электронов	99

Учредитель: учреждение образования
"Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники"

Редактор Т. В. МИРОНЕНКО
Компьютерный дизайн и верстка О. В. БОЙПРАВ

Подписано в печать 19.06.2014. Формат 60×84 ¼. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 12,79. Уч.-изд. л. 11,4. Тираж 110 экз. Заказ 239.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.
Индекс для ведомственной подписки 007872.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 14.04.2014. 220013, Минск, ул. П. Бровки, 6.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2014

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal has been published since January, 2003

Editor-In-Chief M.P. Batura

ADDRESS OF EDITORIAL OFFICE

220013, Minsk, P. Brovka Str., 6, Room 326

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Uryadov V.N., Roshchupkin Y.V., Bunas V.Y., Uryadov V.V. Efficiency of two-channel optical receiver for differential phase-shift keying signals	5
Dainiak I.V., Karpovich S.E., Oger V.P., Bezlyudov A.V., Titko D.S. Mathematical model of the forming of high resolution discrete grid for motion system based on linear stepping drive	11
Piskun G.A., Alexeev V.F., Lanin V.L., Levin V.G. Modeling of temperature distribution in the driving elements integrated circuits resulting electrostatic discharge	16
Cherdyntsev V.A., Polovenya S.I., Dubrovsky V.V. Generation and processing of chaotic signals based on simple functions in three dimensional space	23
Mohammed A.S., Mukha Y.U., Stsiapanau A.A., Smirnov A.G. Passive matrix light emitting microdisplays	29
Aparovich U.A., Bondarenko R.V. Extrapolation by attraction method for identification of tracks and plots in system of secondary radar information processing.....	35
Dyatko A.A., Kostromitski S.M., Shumski P.N. Algorithm of modeling the trajectory of an aerial object.....	41
Savanovich S.E., Sokolov V.B. Radioshielding properties of the electromagnetic shields based on moisture containing expanded clay	48
Benkafo A.S., Lobaty A.A. Evaluation of moving objects' navigation parameters under multimode.....	52
Bobovich N.M., Malikov V.V. Methods for damages assessment in quantitative analysis tasks of critical informatization objects survivability	59
Moroz A.N., Khmarski P.A., Shaban S.A., Sidorovich O.V. The comparative analysis of unscented and extended Kalman filters for global positioning systems receiver data processing	66
Revotjuk M.P., Qaraleh M.K., Khajynova N.V. Quick search of the shortest paths on the graph with a predetermined decision.....	73

Stryzhniou A.G., Khajynau M.K., Rusakovich A.N. Synthesis of the digital controller in the reverse path with additional unity feedback	80
Fanyaev I.A., Kudzin V.P. Topology and characteristics of the antenna module X-band	87
Al-Ademi Y.T.A., Smirnov Y.V., Pulko T.A., Nasonova N.V. Electromagnetic waves attenuation and reflection characteristics of materials based on crosslinked polymer hydrogel	93
Tarakanov A.N. Dynamics of the mass point with internal degrees of freedom and electron motion	99

УДК 621.396.62+621.376

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДВУХКАНАЛЬНОГО ОПТИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В.Н. УРЯДОВ, Я.В. РОЩУПКИН, В.Ю. БУНАС, В.В. УРЯДОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 20 ноября 2013

Проведен сравнительный анализ известных оптических приемных модулей для обработки сигналов с дифференциальной фазовой модуляцией (DPSK) при отсутствии оптических предусилителей. Предложен двухканальный оптический приемник, позволяющий получить выигрыш по чувствительности по сравнению с ранее известными. Проведен анализ его эффективности.

Ключевые слова: дифференциальная фазовая модуляция, чувствительность приемника, интерферометр Маха-Цандера.

Введение

В традиционных оптических системах используется амплитудная модуляция, которая осуществляется изменением мощности оптического передатчика. Исторически двоичная амплитудная манипуляция была первым форматом, используемым в оптической связи, так как его можно получить путем прямой модуляции током накачки полупроводникового лазерного диода. Наиболее популярным среди амплитудных форматов остается формат без возвращения к нулю (NRZ). В этом формате сигнал, соответствующий логической единице, формируется оптическим импульсом, длительность которого равна периоду следования символов, а нулю соответствует отсутствие оптического сигнала или сигнал меньшего уровня. Однако, стандарт G.959 ITU предполагает использование отличных от NRZ схем модуляции [1], которые позволяют передавать информацию по оптоволокну на расстояния до 120 км без использования внешних модулей для компенсации хроматической дисперсии. Включение в стандарты не-NRZ-схемы отражает расширение поддержки оптической не-NRZ-передачи.

Кроме того, ITU создает прецедент стандартизации отличных от NRZ форматов модуляции, которые доведут передачу со скоростью 40 Гбит/с до расстояний, сравнимых с доступными при сегодняшних 10 Гбит/с. Становится очевидной острая необходимость внедрения новых форматов модуляции, основанных на фазовой, многоуровневой амплитудной и смешанной амплитудно-фазовой модуляции и разработка новых методов их оптимальной обработки на приеме.

Теоретический анализ

В теории передачи сигналов показано, что оптимальный метод передачи двоичной информации предполагает представление двух информационных символов двумя реализациями сигнала, отличающимися только алгебраическим знаком. Фазовая манипуляция несущего оптического колебания постоянной амплитуды, когда фаза скачком меняется между двумя значениями, отличающимися на π радиан, полностью отвечает этим требованиям. Поскольку модуляция абсолютного значения фазы в оптических системах оказалась затруднительной, практический интерес представляют форматы на основе дифференциальной фазовой манипуляции (DPSK).

Передаваемая информация преобразуется в соответствии с алгоритмом дифференциального кодирования, который начинается с произвольного выбора первого бита кодовой последовательности $c(k=0)$. На втором этапе последовательность $c(k)$ может кодироваться одним из двух способов: $c(k) = m(k-1) \oplus m(k)$ или $c(k) = \overline{m(k-1) \oplus m(k)}$, где « \oplus » – это сложение по модулю 2, а черта над выражением означает его дополнение. Текущий бит кода $c(k)$ равен 1, если бит сообщения $m(k)$ совпадает с предыдущим битом кода $c(k-1)$, в противном случае $c(k) = 0$. На третьем этапе кодирования последовательность $c(k)$ преобразуется в последовательность сдвигов фаз $\Theta(k)$, где ноль представляется сдвигом фаз на π , а единица – нулевым сдвигом фазы [2].

В схеме формирования сигнала может быть использован внешний фазовый модулятор, однако более предпочтительной является схема, использующая модулятор Маха – Цандера, настроенный таким образом, что уровни интенсивности символов «1» и «0» идентичны.

Для детектирования оптического сигнала необходимо произвести преобразование фазовой модуляции в модуляцию интенсивности. Для этого можно применить интерферометр Маха-Цандера (MZI), в одно из плеч которого введена линия задержки, время задержки которой выбирается равным длительности одного бита. MZI состоит из двух оптических ответвителей O_1 и O_2 (рис. 1) [3].

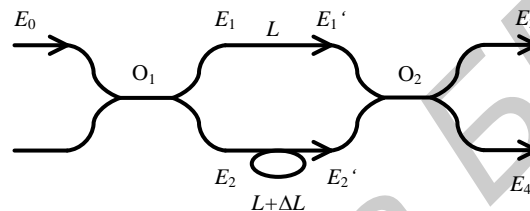


Рис. 1. Интерферометр Маха-Цандера (MZI)

Если принять $L=0$ и использовать 3 дБ ответвитель, можно получить выражение для выходных напряженностей поля: $E_3 = \frac{1}{2}(E_0 - E_0 e^{-j\beta\Delta L})$, $E_4 = \frac{-j}{2}(E_0 + E_0 e^{-j\beta\Delta L})$, где E_0 – напряженность электрического поля на входе интерферометра; E_3 и E_4 – напряженность электрического поля на выходах интерферометра; $\beta = 2\pi n/\lambda$ – постоянная распространения волокон; n – эффективный показатель преломления волокна; λ – длина световой волны в воздухе.

Для преобразования фазовой модуляции в модуляцию интенсивности необходимо подобрать ΔL таким, чтобы $\beta\Delta L = \tau_{и}$, где $\tau_{и}$ – длительность тактового интервала. Таким образом, MZI имеет два выходных порта – деструктивный (вычитающий, E_3) и конструктивный (суммирующий, E_4).

Поскольку информация содержится в изменении фазы от символа к символу, а сигнал является бинарным, фаза текущего символа и предыдущего может оставаться постоянной или изменяться на 180° , при передаче «1» и «0» соответственно. В первом случае, при передаче «1», когда фаза остается постоянной, сигнал на выходах MZI будет равен: $E_3 = 0$, $E_4 = -jE_0$ или $E_4 = jE_0$.

Таким образом, вся оптическая мощность концентрируется на конструктивном выходе MZI. Так как оптический приемник не чувствителен к фазовым изменениям входного сигнала, можно записать $E_4 = E_0$, а $E_3 = 0$.

Во втором случае, при передаче «0», когда фаза изменяется на π сигнал на выходах MZI будет равен: $E_3 = E_0$, $E_4 = 0$. Таким образом, вся оптическая мощность концентрируется на деструктивном выходе MZI.

Рассмотрим оптический приемник для DPSK-модуляции, с применением MZI и использованием только одного выходного порта интерферометра [4]. Схема приемника при использовании конструктивного (положительного) порта приведена на рис. 2, где символом E_+ обозначен конструктивный порт, а символом E_- обозначен деструктивный порт.

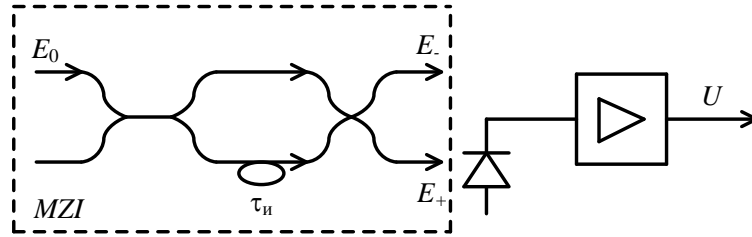


Рис. 2. Оптический приемник для DPSK-модуляции

Рассчитаем чувствительность такого приемника при применении *pin*-фотодетектора для случая, когда отсутствуют линейные оптические усилители и вследствие этого отсутствуют шумы в линии и суммарный шум определяется только шумом предусилителя и фотодетектора. Воспользуемся известным соотношением [5]:

$$P_1 - P_0 = 2Q_{\text{ош}} \frac{hc}{q\lambda} \sqrt{i_{\text{pin}}^2}, \quad (1)$$

где P_1 – оптическая мощность на выходе MZI при передаче «1», P_0 – оптическая мощность на выходе MZI при передаче «0», $Q_{\text{ош}}$ – значением функции Q для заданной вероятности ошибки (например для вероятности 10^{-9} , значение функции ошибок приблизительно равно $Q_{\text{ош}} = 6$), h – постоянная Планка, c – скорость света, q – заряд электрона, λ – длина волны излучения, $\sqrt{i_{\text{pin}}^2}$ – полный шумовой ток фотодетектора и предусилителя.

При передаче «0» на используемом выходе MZI оптическая мощность отсутствует ($P_0 = 0$). Учитывая, что при одинаковой мощности шумов фотоприемника для наличия и отсутствия входной мощности вероятности ошибки при передаче «1» и «0» будут равны и что при передаче с DPSK-модуляцией мощность «0» и «1» одинакова и средняя мощность $P_{\text{ср}} = P_1 = P_0$, можно записать

$$P_{\text{ср}} = 2Q_{\text{ош}} \frac{h\nu}{q\eta} \sqrt{i_{\text{pin}}^2}, \quad (2)$$

где η – квантовая эффективность фотодетектора, ν – частота оптического излучения.

С целью увеличения ОСШ рассмотрим схему так называемого балансного приемника [6], представленную на рис. 3.

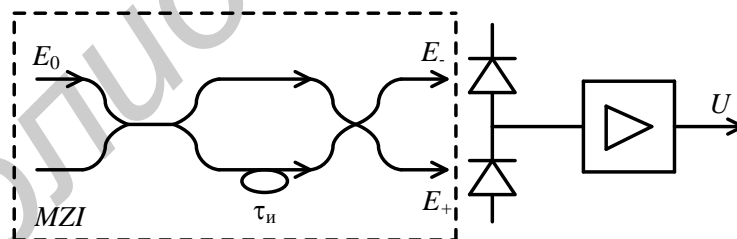


Рис. 3. Балансный приемник

При данной схеме построения приемника используются оба выхода MZI. Для расчета чувствительности такого приемника необходимо учесть, что при передаче «1» вся оптическая мощность будет концентрироваться на конструктивном выходе MZI, а при передаче «0» – на деструктивном выходе. При таком построении приемника оптическая мощность на выходе интерферометра при передаче «1» можно обозначить как $P_1 = P$, а при передаче «0» $P_1 = -P$. Тогда, учитывая выражение (1), можно получить

$$P_{\text{ср}} = \frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{i_{\text{pin}}^2}. \quad (3)$$

Сравнивая выражения (2) и (3) можно заметить, что чувствительность балансного приемника в два раза лучше чувствительности приемника с одним выходом. Однако поскольку добавлен второй фотодиод, изменится суммарная емкость и общий шумовой ток *pin*-

фотодетектора. Для точного определения чувствительности воспользуемся известным выражением для мощности шума оптического приемного модуля с *pin*-фотодетектором и полевым транзистором на входе [7]. Поскольку общая емкость определяется главным образом емкостью фотодиода и емкостью предварительного усилителя, выражение для полного шумового тока можно переписать как

$$\overline{i_{pin}^2} = 4kT(2\pi(C_\phi + C_y))B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3(2\pi(C_\phi + C_y))BF_{ПТ}}{q_m} \right], \quad (4)$$

где k – постоянная Больцмана, T – температура, C_ϕ – емкость фотодиода, C_y – емкость предусилителя, $F_{ПТ}$ – шум-фактор полевого транзистора, In_2, In_3 – интегралы Персона, q_m – крутизна полевого транзистора, K – коэффициент, характеризующий глубину интегрирования во входной цепи фотоприемника (обычно $K = 10-100$, так как в противном случае усложняется корректирующее устройство оптического приемника).

Это выражение справедливо для приемного модуля с одним выходом. Теперь рассмотрим балансный приемник, во входной цепи которого добавляется емкость второго фотодиода, поэтому общая емкость будет определяться как $C_{общ} = C_{\phi1} + C_{\phi2} + C_y$.

Полагая что $C_{\phi1} = C_{\phi2} = C_\phi$, выражение полного шумового тока балансного приемника определяется следующим выражением:

$$\overline{i_{pin}^2} = 4kT \left[2\pi(2C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(2C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]. \quad (5)$$

Для сравнения двух, описанных выше, оптических приемников, используя (4) и (5), рассчитаем выигрыш как отношение чувствительностей по средней мощности:

$$\Delta = \frac{P_{ср\ одн}}{P_{ср\ бал}} = \frac{\frac{hv}{q\eta} 2Q_{ош} \sqrt{4kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}}{\frac{hv}{q\eta} Q_{ош} \sqrt{4kT \left[2\pi(2C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(2C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}}. \quad (6)$$

Сократив выражение (6), получим:

$$\Delta = \frac{P_{ср\ одн}}{P_{ср\ бал}} \approx \frac{2(C_\phi / C_y + 1)}{2C_\phi / C_y + 1}. \quad (7)$$

В выражении (7) учтено, что шумом, связанным с членом $In_2/2K$, при большой глубине интегрирования можно пренебречь. Для более точной оценки преимущества балансного приемника по чувствительности построим графическую зависимость выигрыша Δ , дБ от отношения C_ϕ/C_y , при условии, что $K = 100, B = 1$ Гбит/с, $Q_{ош} = 6, F_{ПТ} = 1,3$.

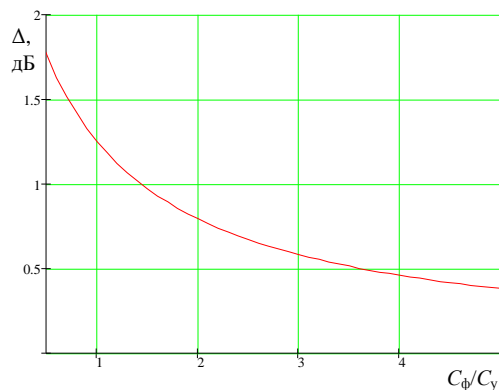


Рис. 4. Выигрыш балансного приемника по сравнению с приемником с одним выходом

Рассмотрим предлагаемый двухканальный приемный модуль, структурная схема которого приведена на рис. 5.

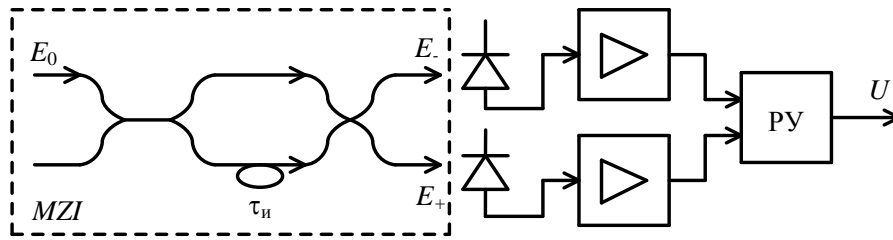


Рис. 5. Структурная схема двухканального приемного оптического модуля

В данном приемнике используются оба выхода интерферометра и два фотодиода, однако, в отличие от балансного приемника, выходной сигнал каждого фотодиода усиливается отдельным независимым предварительным усилителем. Эквивалентная схема данного приемного модуля приведена на рис. 6.

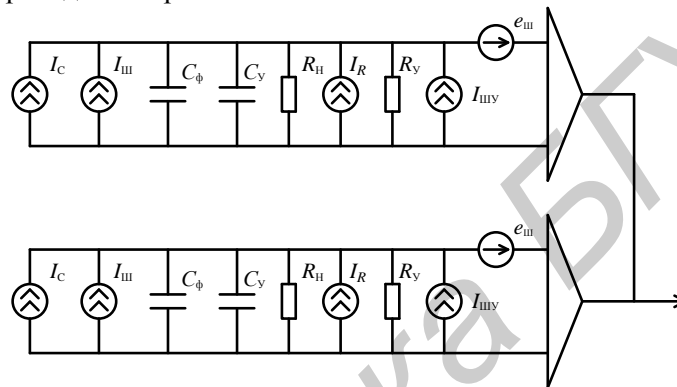


Рис. 6. Эквивалентная схема двухканального приемника

Очевидно, что мощность шумов двух каналов (если считать, что их параметры одинаковы) увеличена в два раза:

$$\overline{i_{pin}^2} = 8kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right] \quad (8)$$

Тогда чувствительность по средней мощности с учетом (3) и (8) может быть записана как

$$P_{\text{ср двух}} = \frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{8kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}. \quad (9)$$

Для сравнения представленного двухканального приемного модуля с описанными выше приемниками можно рассчитать выигрыш по чувствительности.

На основании (4) и (9) получим выигрыш двухканального приемного модуля по сравнению с приемником с одним выходом:

$$\Delta = \frac{P_{\text{ср одн}}}{P_{\text{ср двух}}} = \frac{\frac{h\nu}{q\eta} 2Q_{\text{ош}} \sqrt{4kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}}{\frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{8kT \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] B^2 \left[\frac{In_2}{2K} + \frac{In_3 \left[2\pi(C_\phi + C_y) \right] BF_{ПТ}}{q_m} \right]}} = \frac{2}{\sqrt{2}}. \quad (10)$$

Как следует из (10), выигрыш является постоянной величиной и составляет $\Delta = 1,414$, что соответствует 1,505 дБ.

Воспользовавшись (5) и (9), определим выигрыш двухканального приемника по сравнению с балансным:

$$\Delta = \frac{P_{\text{ср бал}}}{P_{\text{ср двух}}} = \frac{\frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{4kT [2\pi(2C_{\phi} + C_y)] B^2 \left[\frac{\ln_2}{2K} + \frac{\ln_3 [2\pi(2C_{\phi} + C_y)] BF_{\text{ПГ}}}{q_m} \right]}}{\frac{h\nu}{q\eta} Q_{\text{ош}} \sqrt{8kT [2\pi(C_{\phi} + C_y)] B^2 \left[\frac{\ln_2}{2K} + \frac{\ln_3 [2\pi(C_{\phi} + C_y)] BF_{\text{ПГ}}}{q_m} \right]}}}, \quad (11)$$

$$\Delta = \frac{P_{\text{ср бал}}}{P_{\text{ср двух}}} \approx \frac{2C_{\phi}/C_y + 1}{\sqrt{2(C_{\phi}/C_y + 1)}}. \quad (12)$$

Графические зависимости выигрыша (в дБ) от отношения C_{ϕ}/C_y приведены на рис. 7 (линия 1 – по сравнению с одноканальным приемником; линия 2 – по сравнению с балансным приемником).

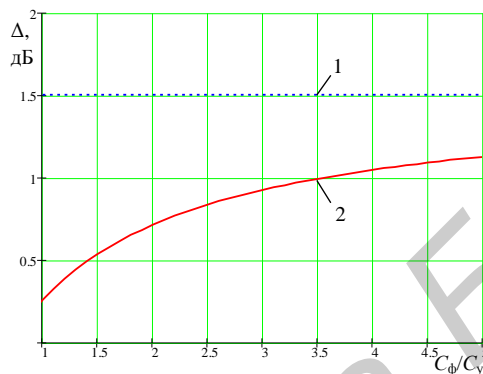


Рис. 7. Выигрыш двухканального приемника

Заключение

Таким образом, как можно заметить из приведенных выше зависимостей, применение двухканального приемника позволит получить выигрыш по чувствительности 1,5 дБ по сравнению с одноканальным приемником и около 1 дБ по сравнению с балансным приемником, что обеспечит существенное увеличение длины регенерационного участка.

EFFICIENCY OF TWO-CHANNEL OPTICAL RECEIVER FOR DIFFERENTIAL PHASE-SHIFT KEYING SIGNALS

V.N. URYADOV, Y.V. ROSHCUPKIN, V.Y. BUNAS, V.V. URYADOV

Abstract

A comparative analysis of optical receivers to handle differential phase-shift keying (DPSK) was presented in this paper. The two-channel optical receiver providing sensitivity gain was proposed. Numerical investigation of its performance was carried out.

Список литературы

1. ITU-T Recommendation G.959.1 Optical transport network physical layer interfaces.
2. Величко М. А., Наний О. Е., Сусьян А. А. // Lightwave russian edition. 2005. №4 С. 21–30.
3. Иванов А. Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М., 1999.
4. Rhee J. K., Chowdhury D., Cheng K. S. et al. // IEEE Photon. Technol. Lett. 2000. Vol. 12. P. 1627–1629.
5. Техника оптической связи. Фотоприемники: Пер. с англ. / Под ред. М.А. Трищенко. М., 1988.
6. Xu C., Liu X., Wei X. // IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 2004. Vol. 10, No. 2, P. 281–293.
7. Алишев Я.В., Урядов В.Н. Перспективные информационные технологии в волоконно-оптических сетях телекоммуникаций. Минск, 2003.

УДК 621.313.13-133.32

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ СЕТКИ ДИСКРЕТНОСТИ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ НА ЛИНЕЙНОМ ШАГОВОМ ПРИВОДЕ

И.В. ДАЙНЯК, С.Е. КАРПОВИЧ, В.П. ОГЕР, А.В. БЕЗЛЮДОВ, Д.С. ТИТКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 12 февраля 2014

Представлена математическая модель формирования координатной сетки дискретности высокого разрешения для различных вариантов конфигурации зубцовых поверхностей полюсов индуктора и статора линейного шагового двигателя. На основании математической модели разработана методика формирования координатной сетки дискретности, которая учитывает различные факторы, влияющие на погрешность положения узлов сетки дискретности. Показаны результаты верификации разработанной математической модели, подтверждающие повышение точности систем перемещений на базе линейных шаговых двигателей.

Ключевые слова: сетка дискретности, линейный шаговый двигатель, прецизионная система перемещений, математическая модель.

Введение

Современные тенденции совершенствования технологического оборудования для микроэлектроники требуют большей точности позиционирования инструмента и объекта обработки, более высокого разрешения и быстродействия при выполнении технологических операций. Особенно в связи с быстрым уменьшением топологической нормы производства ИС в последнее время характеристика точности позиционирования является определяющей, достижение требуемого уровня которой в оборудовании может осуществляться или путем калибровки системы перемещений на сетке дискретности высокого разрешения, или путем введения в систему управления дополнительной системы измерения координат, построенной на датчиках обратных связей по положению, их обработки контроллерными платами более высокого уровня, чем в системах без обратных связей, с более сложным программным обеспечением.

Проведенный ранее анализ методов и средств повышения точности показал, что удовлетворение требований по точности перспективного сборочного оборудования может быть достигнуто без существенного удорожания комплектного привода только за счет программного формирования координатной сетки дискретности высокого разрешения посредством определения соответствующих оптимальных уровней квантования управляющих токов фаз исполнительного линейного шагового двигателя [1]. Для этого необходима адекватная математическая модель формирования сетки дискретности высокого разрешения для прецизионных систем перемещений, разработке которой и посвящена настоящая статья.

Математическая модель формирования сетки дискретности

В статье рассматривается наиболее распространенная в технологическом оборудовании микроэлектроники система перемещений на линейных шаговых двигателях (ЛШД). На основании предложенной схемы циркуляции магнитных потоков [2] магнитодвижущей силы (МДС) фаз линейного шагового двигателя (рис. 1) были получены варианты конфигурации

зубцовых поверхностей полюсов индуктора, анализ которых показал, что сопротивление магнитному потоку постоянной МДС, проходящему через электромагнитный фазовый модуль (ЭФМ), носит переменный характер и при движении приводит к модуляции величины магнитного потока.

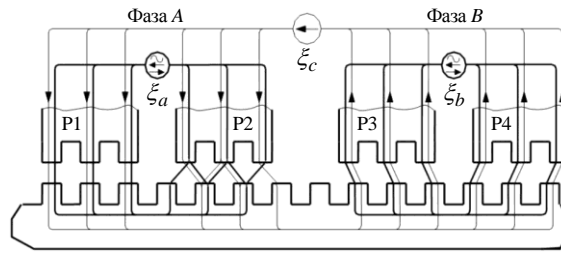


Рис. 1. Схема циркуляции магнитных потоков МДС в электромагнитном фазовом модуле:
 ξ_c – постоянная МДС; ξ_a, ξ_b – фазовые МДС фаз А, В; P1, P2, P3, P4 – полюсы фаз

Следствием этого является тот факт, что при разной величине магнитных потоков постоянной МДС, проходящих через полюсы ЭФМ, различаются и тяговые силы, приложенные к полюсам фаз, что вызывает неравенство микрошаговых перемещений внутри периода зубцовой поверхности. При электронном дроблении полного шага перемещения результирующее тяговое усилие формируется фазовыми МДС электромагнитных фазовых модулей. Тяговые усилия каждой из фазовых МДС направлены противоположно друг другу. Точки позиционирования ЭФМ соответствуют узлам координатной сетки дискретности, координаты которых определяются соотношением величин взаимодействующих фазовых МДС, причем изменение соотношения величин фазовых МДС приводит к перемещению ЭФМ в другой узел координатной сетки.

Координаты узлов сетки дискретности координатной системы при использовании в ЛШД двухфазного ЭФМ с постоянной МДС, расположенной между фазами (рис. 1), определяются из условия равенства нулю результирующей тяговой силы по выражению

$$\begin{aligned} & |A + E_a| \sin \frac{2\pi(x + S_1\tau)}{\tau} + |B - E_a| \sin \frac{2\pi(x + S_2\tau)}{\tau} + \\ & + |B - E_b| \sin \frac{2\pi(x + S_3\tau)}{\tau} + |A + E_b| \sin \frac{2\pi(x + S_4\tau)}{\tau} = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где A – номинальное значение тяговой силы полюсов P1, P4; B – номинальное значение тяговой силы полюсов P2, P3; E_a, E_b – периодические функции тяговой силы, развиваемой фазовыми МДС на полюсах фаз А и В; $E_a = E \cos \alpha, E_a = -E \sin \alpha$, где E – амплитудное значение тяговой силы, развиваемой фазовой МДС на полюсах ЭФМ, α – аргумент функции тяговой силы, определяющий уровни квантования управляющих токов фаз, изменяется дискретно в диапазоне $[0; 2\pi]$; x – величина перемещения от начала периода зубцовой поверхности статора; $S_1 \dots S_4$ – коэффициент относительного смещения зубцов полюсов ЛШД внутри периода зубцовой поверхности, S_i принимает значения 0; 0,25; 0,5; 0,75; τ – период зубцовой поверхности.

На основании выражения (1) разработаны модели и алгоритмы формирования сетки дискретности для трехфазного и четырехфазного ЭФМ. Так, для четырехфазного ЭФМ математическая модель для расчета координат узлов сетки дискретности имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} & |A + E_a| \sin \frac{2\pi(x + S_1\tau)}{\tau} + |B - E_a| \sin \frac{2\pi(x + S_2\tau)}{\tau} + |B - E_b| \sin \frac{2\pi(x + S_3\tau)}{\tau} + \\ & + |A + E_b| \sin \frac{2\pi(x + S_4\tau)}{\tau} + |A + E_c| \sin \frac{2\pi(x + S_5\tau)}{\tau} + |B - E_c| \sin \frac{2\pi(x + S_6\tau)}{\tau} + \\ & + |B - E_d| \sin \frac{2\pi(x + S_7\tau)}{\tau} + |A + E_d| \sin \frac{2\pi(x + S_8\tau)}{\tau} = 0, \end{aligned} \quad (2)$$

где E_a, E_b, E_c, E_d – периодические функции тяговой силы фазовых МДС на полюсах фаз; $E_a = E \cos \alpha, E_a = -E \sin \alpha, E_c = -E \sin(\alpha - \pi/4), E_d = -E \cos(\alpha - \pi/4)$; $S_1 \dots S_8$ – коэффициент

относительного смещения зубцов полюсов ЛШД внутри периода зубцовой поверхности, S ; принимает значения 0; 0,5; 0,75; 0,25; 0,125; 0,625; 0,875; 0,375.

Методика формирования координатной сетки дискретности

На основании предложенной математической модели авторами разработана прикладная методика формирования координатной сетки дискретности, которая учитывает различные факторы, влияющие на погрешность положения узлов сетки дискретности. Наиболее значимыми из них являются следующие:

– соотношение величин значений тяговых сил A , B и E , развиваемых постоянной и фазовыми МДС на полюсах ЭФМ;

– соотношение номинальных смещений координат зубцов зубцовой поверхности полюсов ЭФМ на периоде зубцовой поверхности статора, которое может нарушить изотропность магнитных характеристик системы периодических зубцовых поверхностей статора и полюсов ЭФМ и привести к отклонению координат узлов сетки от номинальных значений;

– анизотропия магнитных свойств статора, которая приводит к колебаниям величин магнитных сопротивлений, замыкающих магнитный поток между полюсами ЭФМ, и изменению величин тяговых сил A , B , E_a , E_b , развиваемых постоянной и фазовыми МДС на полюсах ЭФМ.

Кроме того, в предложенной методике на последующей стадии верификации учитывается, что распределение тяговых сил полюсов ЭФМ отклоняется от синусоидального в силу неодинаковости величины периода зубцовой поверхности, неодинаковости магнитного сопротивления полюсов и областей статора, изменения размеров ЭФМ вследствие теплового дрейфа, тангажа и рыскания индуктора при перемещении по статору, магнитного гистерезиса материалов ЭФМ и статора. Вследствие отклонения формы тягового усилия от синусоидальной дробление периода на полном шаге перемещения будет неравномерным. Проведенные исследования погрешности дробления периода перемещения на реальном двигателе показали, что ее значение неодинаково в пределах одного периода перемещения и не повторяется на разных периодах перемещения. Дискретность координатной сетки определяется величиной дискретности изменения аргумента α функций тяговых сил фазовых МДС в выражениях (1) и (2), поэтому уменьшение дискретности изменения аргумента α приводит к уменьшению дискретности формируемой координатной сетки.

Так как рабочим режимом ЛШД является условие $|E_a|, |E_b| \leq |A|$, то в выражении (1) знак модуля можно заменить скобками и после преобразований получить окончательное выражение для определения координат узлов сетки дискретности двухфазного ЭФМ с постоянной МДС, расположенной между фазами, в виде

$$(A - B + 2E_a) \sin \frac{2\pi x}{\tau} - (B - A - 2E_b) \cos \frac{2\pi x}{\tau} = 0. \quad (3)$$

Произведенные по выражению (3) расчеты показали, что при $A = 0,85 B$ и выше полоса колебания шага сетки дискретности координатной системы не превосходит $0,006\tau$. Это соответствует погрешности положения узла сетки дискретности координатной системы $\pm 1,92$ мкм при $\tau = 640$ мкм. Эта особенность присуща конструкциям ЭФМ с промежуточным расположением постоянной МДС и циклически повторяется на каждом периоде перемещения.

Разработанная методика формирования координатной сетки дискретности высокого разрешения содержит следующие стадии.

1. Формирование равномерной сетки дискретности отдельного периода перемещения с использованием переменной дискретности аргумента управляющего воздействия α посредством определения базового набора оптимальных уровней квантования управляющих токов фаз ЛШД, минимизирующих величину отклонения координат узлов сетки дискретности от номинальных.

2. Коррекция закона изменения дискретности аргумента управляющего воздействия α для каждого отдельного периода перемещений по контрольным точкам, координаты которых измерены предварительно.

3. Статическая стыковка сеток координат смежных периодов перемещения путем коррекции координат узлов сетки дискретности текущего периода перемещения; поправка осуществляется на величину индивидуальной погрешности координаты начала текущего периода.

4. Динамическая стыковка сеток координат смежных периодов перемещения в процессе функционирования координатной системы путем коррекции координат узлов сетки дискретности текущего периода перемещения; поправка выполняется на величину температурного дрейфа размеров координатной системы.

Верификация математической модели

Верификация математической модели проводилась на серийных координатных системах планарного типа, производимых ГНПО «Планар», с периодом зубцовой поверхности индуктора и статора, равным $\tau = 1,0$ мм, путем исследования точности позиционирования по всему рабочему полю статора. В системах управления приводах использовались программные файлы коррекции перемещений, разработанные на основе представленных выше математической модели и методики формирования координат узлов сетки дискретности высокого разрешения. Экспериментальные исследования точности позиционирования выполнялись на специально созданной станции контроля точностных параметров координатных систем [3], в которой система измерений координат выполнена на основе лазерного измерителя Dynamic Calibrator HP 5529A фирмы Hewlett Packard, позволяющую измерять координату с дискретностью 0,0001 мкм.

Верификация производилась в несколько стадий: технологический прогон, базовая коррекция сетки дискретности одного периода перемещений, коррекция накопленной погрешности, минимизация погрешности координат в пределах периода перемещения. В результате проведения теоретических и экспериментальных исследований была осуществлена верификация разработанной методики формирования набора оптимальных уровней квантования управляющих токов фаз, по которой разработано программное обеспечение автоматизированной станции контроля точностных параметров линейного шагового привода (ЛШП), используемое в настоящее время для формирования файлов коррекции сетки дискретности координатных систем прецизионного оборудования.

На рис. 2, а представлен график экспериментально измеренной погрешности позиционирования координатной системы без использования файлов коррекции координат узлов сетки дискретности в системе управления. В этом случае поле колебаний погрешности лежит в пределах $-30...+40$ мкм. На рис. 2, б представлен график погрешности для той же системы, но с управлением на основе использования файла коррекции. В этом случае поле колебаний погрешности позиционирования уменьшилось по сравнению с предыдущим случаем приблизительно в 10 раз и находится в пределах $-3,5...+4,5$ мкм.

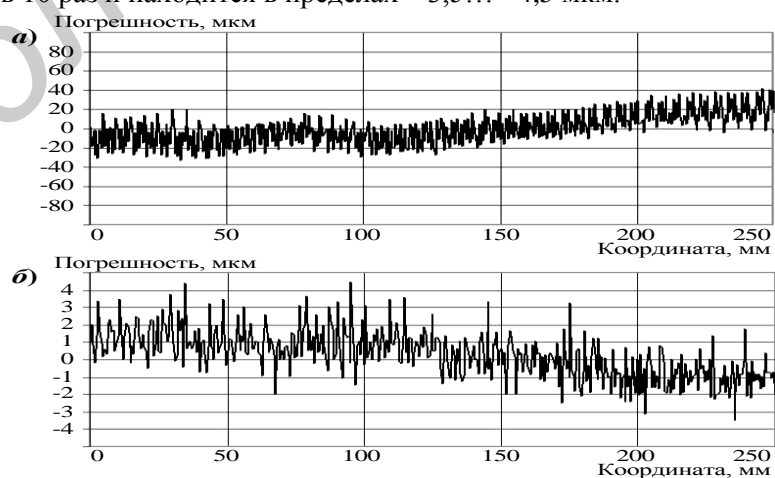


Рис. 2. Графики погрешности позиционирования ЛШД с периодом зубцовой поверхности $\tau = 0,508$ мм: а – без использования файлов коррекции; б – с использованием файлов коррекции (график приведен в увеличенном масштабе)

Проведенные экспериментальные исследования и верификация алгоритмов управления на других системах перемещений однокоординатного и двухкоординатного исполнений, производимых на ГНПО «Планар», показали, что использование программных файлов коррекции позволяет увеличить точность позиционирования до 10 раз, номинальную скорость перемещения в 2,0...2,5 раза и ускорение в 1,8...1,9 раза.

Заключение

На основании предложенной математической модели и проведенных экспериментальных исследований были проанализированы основные факторы, влияющие на уровень разрешения формируемой сетки дискретности. Установлено, что наибольшее влияние имеют следующие из них:

– соотношение величин значений тяговых сил A , B и E , развиваемых постоянной и фазовыми МДС на полюсах ЭФМ;

– соотношение номинальных смещений координат зубцов зубцовой поверхности полюсов ЭФМ на периоде зубцовой поверхности статора, которое может нарушить изотропность магнитных характеристик системы периодических зубцовых поверхностей статора и полюсов ЭФМ и привести к отклонению координат узлов сетки от номинальных значений;

– анизотропия магнитных свойств статора, которая приводит к колебаниям величин магнитных сопротивлений, замыкающих магнитный поток между полюсами ЭФМ, и изменению величин тяговых сил A , B , E_a , E_b , развиваемых постоянной и фазовыми МДС на полюсах ЭФМ.

MATHEMATICAL MODEL OF THE FORMING OF HIGH RESOLUTION DISCRETE GRID FOR MOTION SYSTEM BASED ON LINEAR STEPPING DRIVE

I.V. DAINIAK, S.E. KARPOVICH, V.P. OGER, A.V. BEZLYUDOV, D.S. TITKO

Abstract

The mathematical model of the forming of high resolution discrete grid for various configurations of toothing surface of poles of stator and inductor of linear stepping motor. The method of the forming of discrete grid was developed on the base of mathematical model; it takes into account various factors which affect to the accuracy of position of discrete grid nodes. The verification results of mathematical model developed were shown, they confirm the increasing of accuracy of motion systems on the base of linear stepping motors.

Список литературы

1. Карпович С.Е., Жарский В.В., Дайняк И.В. Программируемые движения в прецизионных системах перемещений. Минск, 2008.
2. Огер В.П., Безлюдов А.В. // Инж. вестник. 2006. № 1 (21)/5. С. 70–75.
3. Огер В.П. // Изв. Белор. инж. акад. 2001. № 1(11)/3. С. 167–168.

УДК 621.3.049.77

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ В ТОКОВЕДУЩИХ ЭЛЕМЕНТАХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ В РЕЗУЛЬТАТЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ

Г.А. ПИСКУН, В.Ф. АЛЕКСЕЕВ, В.Л. ЛАНИН, В.Г. ЛЕВИН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 2 декабря 2013

Экспериментально исследован принцип распространения тепловых полей в интегральных микросхемах в результате воздействия электростатических разрядов. Предложена численная модель распределения температуры в токоведущих элементах интегральных микросхем вследствие контактного воздействия разряда статического электричества, основанная на электропроводности и Фурье-анализе их теплопроводности. Разработанная модель позволяет выявить зависимость температуры от напряжения разряда и определить наиболее уязвимую токопроводящую область за счет обнаружения локальных зон расплавления.

Ключевые слова: неразрушающий контроль, электростатический разряд, численная модель.

Введение

Развитие и совершенствование диагностических методик, направленных на определение работоспособности интегральных микросхем (ИМС) в тех или иных условиях эксплуатации, требует достаточно больших материальных затрат. В большинстве случаев это обусловлено относительно высокой стоимостью используемого экспериментального и диагностического оборудования.

В настоящее время наиболее оптимальное решение минимизации затрат при получении данных по устойчивости ИМС к воздействию электростатических разрядов (ЭСР) достигается внедрением имитационных моделей (ИМ) [1]. Построение ИМ во многом зависит от правильного выбора физических параметров, влияющих на достоверность полученных результатов, а также математического аппарата, позволяющего максимально адекватно описать и оценить полученный результат [2, 3].

На сегодняшний день в научно-технической литературе достаточно сложно встретить результаты исследований в области моделирования распределения температуры в ИМС вследствие контактного воздействия разряда статического электричества. Авторами разработана модель, позволяющая определить особенности протекания физических процессов в токоведущих элементах интегральных микросхем, выявить динамику распределения температуры, а также определить допустимые значения напряжения воздействующего разряда, что является актуальной задачей для современной полупроводниковой промышленности.

Методика эксперимента

Процессы возникновения и распространения температуры в токоведущих элементах ИМС, вызванные действием квазиточечных источников энергии, в частности – ЭСР, наиболее оптимально описывать численной (математической) моделью, которая строится на решении осесимметрических задач переноса энергии, массы и импульса [4].

В программном пакете COMSOL Multiphysics была разработана имитационная модель

интегральной микросхемы, состоящая из пяти основных (без учета узлов пайки) токоведущих областей, в каждой из которых решались уравнения электропроводности и теплопроводности с учетом граничных условий.

1. Исходные данные для построения модели.

В результате анализа работ [5, 6], при разработке модели использовались следующие обозначения для пяти токоведущих областей ИМС:

– «наружный вывод», на который осуществляется воздействие статического электричества по методу контактного разряда, представлен участком из материала «Медь». Габаритные размеры: длина – 0,2 мм., ширина – 0,2 мм., высота – 0,1 мм;

– «внутренний вывод», соединяющий наружный вывод ИМС с контактной площадкой, представлен участком «Золото». Цилиндрическая форма данной области была задана следующими размерами: длина – 1,5 мм., диаметр – 0,025 мм;

– «контактная площадка», сформированная на кристалле и соединяющая внутренний вывод с областью «металлизирующая дорожка», представлена участком «Золото» с габаритными размерами: длина – 0,12 мм., ширина – 0,12 мм., высота – 0,01 мм;

– «металлизирующая дорожка» на полупроводниковом кристалле ИМС представлена участком «Алюминий» с габаритными размерами: длина – 0,3 мм., ширина – 0,12 мм., высота – 0,03 мм.;

– «полупроводниковый кристалл» представлен участком «Кремний». Габаритные размеры: длина – 0,4 мм., ширина – 0,14 мм., высота – 0,1 мм.

Выбор материалов для каждой токоведущей области основан на наиболее частом использовании представленных материалов в производстве современных ИМС.

2. Построение расчетной области.

Расчетная область представляет собой сегменты прямоугольной и цилиндрической формы, что обусловлено технологией изготовления ИМС (рис 1, а). Области пайки в разработанной модели не учитывались, так как описать процесс формирования температуры в композитных сплавах достаточно сложно. Также это привело бы к громоздким построениям математического аппарата за счет специфики теплопроводности в сплавах и длительным вычислениям. В связи с этим, в рамках используемого программного продукта использовалась упрощенная расчетная область (рис. 1, б).

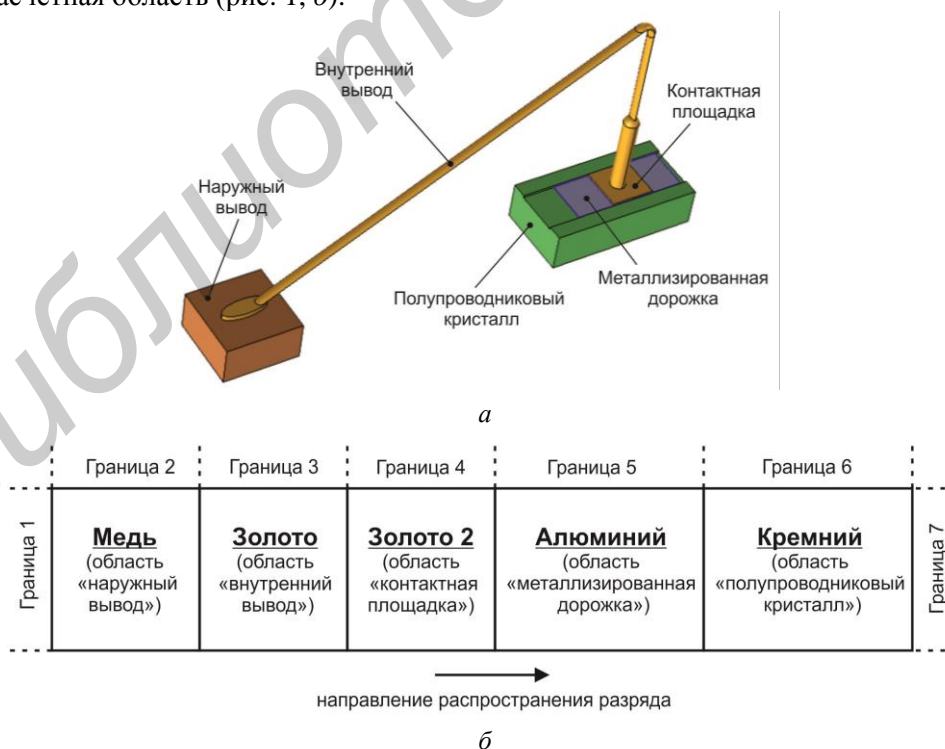


Рис. 1. Модель системы токоведущих элементов интегральных микросхем:
а – общий вид; б – расчетная область с обозначением границ

3. Постановка, формализация и решение задач по описанию процессов тепло- и электропроводности в токоведущих элементах ИМС.

При воздействии электростатического разряда на наружный вывод ИМС, причиной отказа являются две наиболее распространенные составляющие: резкое повышение температуры и поток заряженных частиц [7]. Таким образом, при моделировании распределения теплового поля в системе токоведущих элементах ИМС были использованы следующие два наиболее значимых уравнения.

1. Уравнение теплопроводности, которое описывает перенос теплоты микроскопическими структурными частицами вещества в процессе их теплового движения в телах с неоднородным распределением температуры.

Основной закон, управляющий всей теплопередачей, – первый закон термодинамики, обычно упоминаемый как принцип сохранения энергии. Однако внутренняя энергия является довольно неудобной величиной для измерения и использования в моделировании. Поэтому основной закон обычно записывается на основе температуры, T . Учитывая тот фактор, что при протекании тока структура слоев ИМС частично расплавляется, в работе будет рассмотрено уравнение теплопроводности, которое описано в модуле General Heat Transfer программного пакета COMSOL Multiphysics, как [8]:

$$\rho C_p \left(\frac{\partial T}{\partial t} + (\mathbf{u} \cdot \nabla) T \right) = -(\nabla \cdot \mathbf{q}) + \tau : S - \frac{T}{\rho} \frac{\partial \rho}{\partial T} \left(\frac{\partial p}{\partial t} + (\mathbf{u} \cdot \nabla) p \right) + Q, \quad (1)$$

где ρ – плотность вещества, кг/м³; C_p – удельная изобарная теплоемкость, Дж/(кг·К); T – абсолютная температура, К; \mathbf{u} – вектор скорости, м/с; \mathbf{q} – плотность потока тепла, Вт/м²; p – давление, Па; τ – тензор вязкостного напряжения, Па [8]: $\tau = \eta \left(2S - \frac{2}{3}(\nabla \cdot \mathbf{u})I \right)$, где η – вязкость,

Па·с; I – единичный тензор; S – тензор скорости деформации, 1/с [8]: $S = \frac{1}{2}(\nabla \mathbf{u} + (\nabla \mathbf{u})^T)$, где Q – наличие других источников теплоты кроме теплоты внутреннего трения, Вт/м³; $\nabla \cdot \mathbf{q}$ – дивергенция вектора \mathbf{q} ; $(\mathbf{u} \cdot \nabla) T$ – скалярное произведение вектора скорости и градиента температуры; $(\mathbf{u} \cdot \nabla) f$ – оператор над функцией f .

В уравнении (1) использовалось множество термодинамических соотношений, в которых предполагается, что масса всегда постоянна, что означает, что плотность и скорость должны быть связаны уравнением [4, 8]: $\frac{\partial \rho}{\partial t} + \nabla \cdot (\rho \cdot \mathbf{v}) = 0$.

Согласно закону Фурье, плотность потока тепла \mathbf{q} пропорциональна температурному градиенту: $q_i = -k \frac{\partial T}{\partial x_i}$, где k – коэффициент теплопроводности в твердых телах, Вт/(м·К).

Учитывая, что данный коэффициент может быть разным по разным направлениям (анизотропным), тогда k становится тензором, который можно записать как [8]:

$$k = \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} & k_{xz} \\ k_{yx} & k_{yy} & k_{yz} \\ k_{zx} & k_{zy} & k_{zz} \end{bmatrix},$$

а плотность потока тепла становится равной [8]:

$$q_i = -\sum_j k_{ij} \frac{\partial T}{\partial x_j}.$$

Второе слагаемое в правой части уравнения (1) представляет вязкое (за счет внутреннего трения) нагревание материала. Это слагаемое возникает в результате внутреннего

вязкого торможения тела. Оператор «:» является сокращением, и может быть записан в следующей форме [8]: $a:b = \sum_n \sum_m a_{nm} b_{nm}$, т.е. $\tau:S \equiv \sum_{i,j} \tau_{ij} S_{ij}$.

Третье слагаемое в правой части уравнения (1) представляет работу давления и отвечает за нагревание материала при адиабатическом сжатии и за термоакустические эффекты. Оно в основном достаточно мало и не вносит значительных корректив.

Проведя преобразования и игнорируя вязкое нагревание и работу давления, преобразуем уравнение теплопроводности в более знакомую форму [8]:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla \cdot (-k \nabla T) = Q - \rho C_p u \cdot \nabla T. \quad (2)$$

Учитывая то, что скорость установлена равной нулю, получим основное уравнение чистой теплопроводности для каждого сегмента системы ИМС при воздействии статического электричества по методу контактного разряда [8, 9]:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla \cdot (-k \nabla T) = Q. \quad (3)$$

2. Уравнение объемной мощности тепловых потерь, с помощью которого определяется величина, равная количеству выделившегося тепла в единицу времени.

В системе токоведущих элементов ИМС объемная мощность тепловых потерь (P) определяется скалярным произведением вектора плотности тока и вектора напряженности электрического поля в данной точке [10]:

$$P = \left(\vec{j} \cdot \vec{E} \right) = \sigma \cdot E^2 = \frac{j^2}{\sigma}, \quad (4)$$

где j – плотность электрического тока; E – напряженность электрического поля; σ – удельная электропроводность среды.

Основываясь на работах [9, 10], электросопротивление реального металла, в котором в той или иной степени присутствуют все виды рассеяния электронов проводимости, приближенно представляют в виде двух слагаемых:

$$\rho_n = \rho_0 + \rho(T), \quad (5)$$

где ρ_0 – часть удельного электросопротивления, обусловленная рассеянием электронов на статических дефектах при $t_0 = 0$ °C; $\rho(T)$ – часть удельного электросопротивления, обусловленная рассеянием на фононах.

Учитывая то, что испытания интегральных микросхем на устойчивость к воздействию статического электричества по методу контактного разряда в соответствии с требованиями ОСТ 11 073.013–2008 [11] осуществляется в лабораторных условиях, взаимодействие электронов с решеточными фононами (электрон-фононное рассеяние) происходит при комнатной температуре. Этим механизмом рассеяния обусловлена хорошо известная линейная зависимость удельного электросопротивления металлов от температуры [10]:

$$\rho = \rho_0 (1 + \alpha \Delta T), \quad (6)$$

где α – температурный коэффициент удельного сопротивления; $\Delta T = T - T_0$ – температура.

В результате проведения преобразований с учетом формул (4)–(6), объемную плотность мощности тепловыделения (P) можно представить в следующем виде [8]:

$$P = \rho_0 \cdot j^2 [1 + \alpha(T - T_0)]. \quad (7)$$

Основываясь на том, что система последовательно соединенных токоведущих областей ИМС строилась из пяти слоев, а совокупность тел с различными теплофизическими параметрами и явно выраженными границами раздела называют системой тел, каждая часть которой является однородным телом, решение уравнений (3) и (7) осуществлялось для каждой области разработанной модели (см. рис. 1, а). Все необходимые значения физических параметров для

каждой области, заданной определенным материалом, были заданы численными значениями, которые эквивалентны справочным.

4. Граничные условия.

При описании физических процессов, протекающих в токоведущих элементах ИМС в результате воздействия ЭСР, для решения уравнений тепло- и электропроводности задавался ряд граничных условий (ГУ).

Для уравнения теплопроводности ГУ для всех приведенных границ расчетной области (см. рис. 1, а) заданы как тепловой поток, в котором соответствующие значения коэффициентов теплопроводности (λ) эквивалентны значениям, приведенным в табл. 1.

Таблица 1. Граничные условия для уравнений теплопроводности

Параметр	Граница	Значение
Коэффициенты теплопроводности – k	1	400
	2	380
	3	317
	4	317
	5	202
	6	160
	7	160

Для уравнения электропроводности граничные условия задавались для каждой границы следующим образом:

- для границы 1 – как испытательное напряжение (табл. 2);
- для границ 2, 3, 4, 5 и 6 – как электрическая изоляция;
- для границы 7 – как электрический потенциал, равный нулю.

Таблица 2. Параметры импульса разрядного тока [11]

Степень жесткости	Испытательное напряжение, кВ	Ток первого максимума $\pm 10\%$, А	Время нарастания, t_n , нс	Ток разряда ($\pm 30\%$) при 30 нс, А	Ток разряда ($\pm 30\%$) при 60 нс, А
1	2	7,5	от 0,7 до 1	4	2
2	4	15	от 0,7 до 1	8	4
3	6	22,5	от 0,7 до 1	12	6
4	8	30	от 0,7 до 1	16	8

При указанных значениях напряжения разряда статического электричества получены распределения температуры в системе токоведущих элементов ИМС.

В процессе построения сетки пространственной дискретизации системы токоведущих элементов ИМС, область «внутренний вывод» имеет в 3 раза большую дискретизацию, т.е. зерно сетки в 3 раза меньше, чем дискретизация сетки других областей модели. Это обусловлено тем, что данная область достаточно тонкая (25 мкм), и в тоже время имеет наибольшую длину по сравнению с остальными областями. Введение и учет данной особенности позволил более точно произвести все необходимые математические расчеты и получить максимально приближенные значения температуры.

Результаты и их обсуждение

В результате проведенного эксперимента получено распределение теплового поля в токоведущих элементах ИМС с выявлением максимального значения температуры в каждой области. Установлено, что зависимость распределения температуры от напряжения воздействующего статического электричества по методу контактного разряда имеет идентичную форму. Это позволяет сделать вывод, что при изменении напряжения ЭСР наиболее вероятные области локального нагрева остаются одинаковыми («внутренний вывод» и «металлизированная дорожка») (см. рис. 2).

Установлено, что значение градиента температуры в многослойной (пять областей) системе токоведущих элементов в результате воздействия электромагнитных импульсов длительностью 0,7...1 нс может изменяться в пределах 1...67 % для соседних слоев и сильно зависит от теплопроводности каждого элемента. Получаемое значение температуры для рассматриваемого элемента является усредненным, их целесообразно использовать для предварительного

определения средней температуры рассматриваемого элемента, а затем находить локальный перегрев в конкретном токоведущем элементе с учетом рассчитанной температуры.

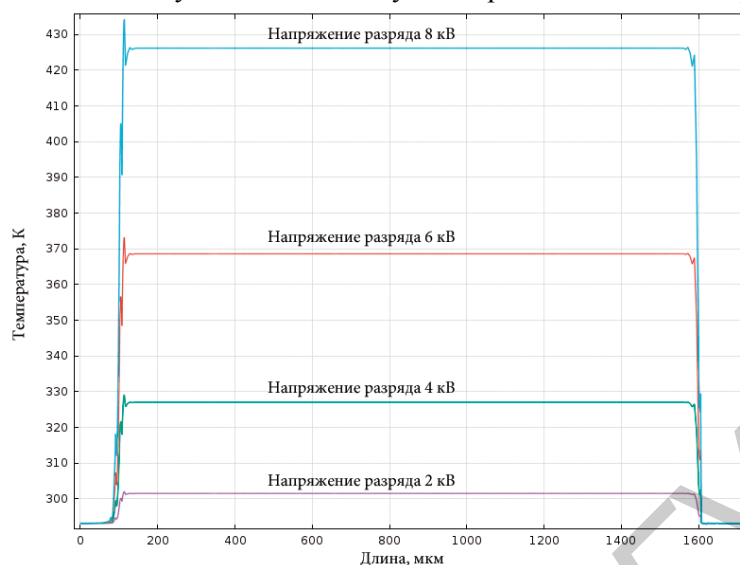


Рис. 2. Распределение температуры в системе токоведущих элементов ИМС при различных напряжениях разряда статического электричества

На основании проведенного эксперимента установлено, что при контактном воздействии разряда статического электричества напряжением от 4 до 8 кВ, максимальная температура токопроводящих областей ИМС находится в диапазоне 302...433 К. Использование в процессе моделирования температурной зависимости с учетом теплопроводности системы токопроводящих элементов ИМС позволяет получить более точные значения температуры в их объеме и форму ее распределения.

В результате проведенного эксперимента выявлено, что изменение температуры в каждой области носит линейный характер. Наибольшие перепады температуры наблюдаются между такими соседними областями, как: «наружный вывод» / «внутренний вывод» и «внутренний вывод» / «металлизированная дорожка». Перепады температуры на данных участках составляют от 10 К (при напряжении разряда 2 кВ) до 142 К (при напряжении разряда 8 кВ).

Учитывая результаты исследований, приведенных в работах [12–14], можно предположить, что резкое изменение температуры в токоведущих элементах интегральных микросхем памяти вследствие воздействия разряда статического электричества может привести не только к локальному расплавлению материала, но и к изменению инсталлированного массива данных. Анализ произошедших изменений в инсталлированном во встроенную флеш-память программном обеспечении оптимально осуществлять с помощью специализированных хеш-функций.

Заключение

В работе впервые показано, что распространение температуры в системе токоведущих элементов интегральных микросхем вследствие воздействия контактного разряда статического электричества оптимально осуществлять с помощью построения модели, в которой задаются расчетные области и их количество, исходные данные и граничные условия, а также выполняется решение уравнений тепло- и электропроводности. С помощью разработанной модели установлено, что в каждой токоведущей области интегральных микросхем зависимость формирующейся температуры от напряжения разряда описывается линейным законом.

Полученные результаты позволяют оптимизировать процесс производства современных полупроводниковых приборов и минимизировать как материальные, так и временные затраты, направленные на определение наиболее уязвимой токоведущей области за счет обнаружения локальных зон расплавления.

MODELING TEMPERATURE DISTRIBUTION IN THE DRIVING ELEMENTS INTEGRATED CIRCUITS RESULTING ELECTROSTATIC DISCHARGE

G.A. PISKUN, V.F. ALEXEEV, V.L. LANIN, V.G. LEVIN

Abstract

Investigated experimentally the principle of propagation of thermal fields in integrated circuits as a result of electrostatic discharge. A numerical model of the temperature distribution in the current-carrying elements of integrated circuits due to contact effects of static electricity, and electrical conductivity based on the Fourier analysis of the thermal conductivity is proposed. The developed model predicts the temperature dependence of the discharge voltage and identify the most vulnerable conductive region by identifying local areas of melting.

Список литературы

1. Рыжиков Ю.И. Имитационное моделирование: теория и технологии. М., 2004.
2. Абрамов И.И. // Нано- и микросистемная техника. 2006. Ч. I, № 8. С. 34–37.
3. Абрамов И.И. // Нано- и микросистемная техника. 2007. Ч. III, № 1. С. 36–37.
4. Козлов В.П. Двумерные осесимметричные нестационарные задачи теплопроводности. Минск, 1986.
5. Онегин Е.Е., Зенькович В.А., Битно Л.Г. Автоматическая сборка ИС. Минск, 1990.
6. Ланин В.Л., Достанко А.П., Телеш Е.В. Формирование токопроводящих контактных соединений в изделиях электроники. Минск, 2007.
7. Кечиев Л.Н., Пожидаев Е.Д. Защита электронных средств от воздействия статического электричества. М., 2005.
8. Heat Transfer Module User's Guide // COMSOL Software [Electronic resource]. 2012.
9. Лыков А.В. Теория теплопроводности. М., 1967.
10. Эккерт Э.Р., Дрейк Р.М. Теория тепло- и массообмена. М.-Л., 1961.
11. ГОСТ 11 073.013–2008. Микросхемы интегральные. Методы испытаний. Методы электрических испытаний. 2009.
12. Алексеев В.Ф., Силков Н.И., Пискун Г.А. и др. // Докл. БГУИР. 2011. № 5 (59). С. 5–12.
13. Пискун Г.А., Алексеев В.Ф. // Вестник РГРТУ. 2012. № 2 (40). С. 34–40.
14. Алексеев В.Ф., Пискун Г.А. // Радиоэлектроника и информатика. 2012. № 3 (58). С. 8–12.

УДК 004.056

ГЕНЕРАЦИЯ И ОБРАБОТКА ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ТРЕХМЕРНЫХ ФУНКЦИЙ В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ

В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ, С.И. ПОЛОВЕНЯ, В.В. ДУБРОВСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 14 февраля 2014

Рассмотрен новый класс хаотических генераторов, хаотический процесс в которых формируется на основе распределенных во времени отображений. Приведены алгоритмы и структурные схемы устройств формирования, информационной модуляции и обработки сигнала. Численным моделированием системы получено семейство кривых помехоустойчивости для различных условий работы генератора хаотических процессов.

Ключевые слова: хаос-процесс, нелинейная формирующая функция, помехоустойчивость.

Введение

Случайно-подобные, или хаотические, последовательности обладают множеством уникальных свойств и особенностей. Например, в отличие от всех известных на данный момент последовательностей они непериодичны, а значит, имеют сплошной спектр. Нелинейные системы, формирующие хаотические сигналы, допускают множество подходов к осуществлению информационной модуляции в отличие, например, от модуляции гармонического колебания, где управлению можно подвергать лишь три параметра: амплитуду, частоту и начальную фазу. Сложность фазовых траекторий хаотических сигналов делает передачу информации скрытной [1]. Такого рода сигналы можно использовать в качестве переносчиков информации в любых существующих системах телекоммуникаций, но выгоднее всего использовать их в системах передачи информации с повышенной защитой от несанкционированного доступа [2].

Постановка задачи

Формирователь хаоса представляет собой усилитель, охваченный обратной связью с существенно нелинейной амплитудной характеристикой. Формирователь дискретных во времени хаотических сигналов есть некоторый сигнальный процессор, в котором на основе нелинейной функции рекуррентно вычисляются отсчеты процесса. В случае составных отображений формирователь представляет собой систему связанных между собой усилителей с нелинейной обратной связью. Это существенно усложняет характер отображения и структуру фазовых траекторий.

Системы передачи информации с использованием хаос-сигналов, как правило, имеют более низкую помехоустойчивость в сравнении с классическими системами. Это есть своего рода плата за все достоинства, присущие хаос-сигналам. Тем не менее, в статье предложен эффективный подход к повышению помехоустойчивости за счет распределения отображения хаотического процесса во времени.

Особенностью предлагаемых алгоритмов генерации хаос-процессов (ХП) является то, что в них не существует строго определенной нелинейной формирующей функции (НФФ). В рассматриваемом случае один или несколько параметров НФФ изменяются хаотическим

образом на каждом такте генерации. Главная цель, достигаемая при реализации алгоритмов, – это относительно малое приращение формирующей функции при внесении значительного возмущения ее аргумента с сохранением высокой степени стохастизации колебательного процесса. В результате помехоустойчивость системы существенно возрастает, но при этом сохраняется «хаотизация», или стохастизация колебаний. Это также означает, что система обладает структурной скрытностью. Как следствие, ни методом прямого перебора, ни методом статистического анализа, невозможно «вскрыть» систему и извлечь информацию без знания: 1) структуры генератора; 2) знания точной аналитической записи нелинейных формирующих функций.

Алгоритмы формирования и обработки

Алгоритм формирования в общем виде описывается системой уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} h'_k = p_{0,k} + \alpha p_{1,k} h_{k-1} + \alpha p_{2,k} h_{k-2} + \dots \\ \dots + \alpha p_{N,k} h_{k-N} = p_{0,k} + \alpha \sum_{i=1}^N p_{i,k} h_{k-i}; \\ h_k = F(h'_k); \\ p_{0,k} = f_{p0}(p_{0,k-1}); \\ p_{1,k} = f_{p1}(p_{1,k-1}); \\ p_{2,k} = f_{p2}(p_{2,k-1}); \\ \dots \\ p_{N,k} = f_{pN}(p_{N,k-1}). \end{array} \right.$$

Для системы передачи информации (СПИ) фазовые траектории имеют два важнейших свойства: экспоненциальную расходимость фазовых траекторий и перемешивание. Указанные свойства обеспечивают высокую алгоритмическую сложность динамических процессов, описывающих данные траектории и данные динамические системы

Подбирая параметры системы, можно добиться того, что такие колебательные процессы по своим статистическим характеристикам не будут отличаться от реализаций шумового процесса. При этом имеется детерминированное уравнение или алгоритм, по которому, задав начальные условия, можно полностью рассчитать хаотический процесс и воспроизвести его как эталон любое число раз.

Алгоритм формирования и реализация хаос-генератора основаны на аналогичном подходе, осуществляемом в ПК при моделировании, т. е. используют дискретное время и квантованные по уровню величины. Источники нелинейно формируемых последовательностей (НФП) могут быть построены на дискретных логических элементах или БИС, выполняющих роль сборок дискретных элементов (программируемые логические матрицы, FPGA – field programmable gate array, CPLD – complex programmable logic devices), универсальных микропроцессорных комплектах, а также на специализированных микропроцессорных комплектах – сигнальных процессорах.

Нелинейное подмешивание информации задается следующей системой уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_{0,k} = f_{p0}(p_{0,k-1}); \quad p_{1,k} = f_{p1}(p_{1,k-1}); \\ p_{2,k} = f_{p2}(p_{2,k-1}); \quad \dots; \quad p_{N,k} = f_{pN}(p_{N,k-1}); \\ h'_k = p_{0,k} + \alpha p_{1,k} h_{k-1} + \alpha p_{2,k} h_{k-2} + \dots + \alpha p_{N,k} h_{k-N} = p_{0,k} + \alpha \sum_{i=1}^N p_{i,k} h_{k-i}; \\ h_k = (1 - \gamma) F(h'_k) + \gamma \lambda_k; \quad \lambda_k = \pm 1. \end{array} \right.$$

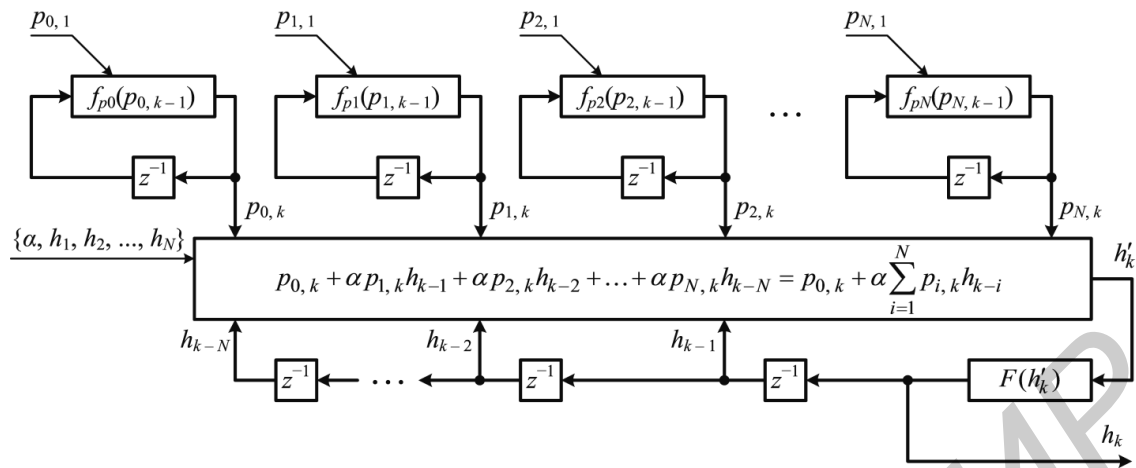


Рис. 1. Структурная схема генерации ХП

На рисунках ниже приведены некоторые результаты численного моделирования: фрагмент реализации процесса и его отображение. Исследование проводилось на 15 парах функций. Моделирование показало, что при формировании ХП на основе связанных функций отображение практически полностью размыто по пространству состояний. Этот факт подтверждает запутанность фазовых траекторий, что является положительным фактом с точки зрения структурной скрытности сигнала. В таком случае наблюдение достаточно длительной реализации хаотического сигнала делает невозможным воссоздание исходной нелинейной формирующей функции.

Аналитическая оценка качественных показателей систем формирования и обработки хаотических сигналов – задача исключительно трудоемкая и зачастую невозможная. Поэтому единственным способом проверки работоспособности предлагаемых алгоритмов и их оптимизации является численное моделирование.

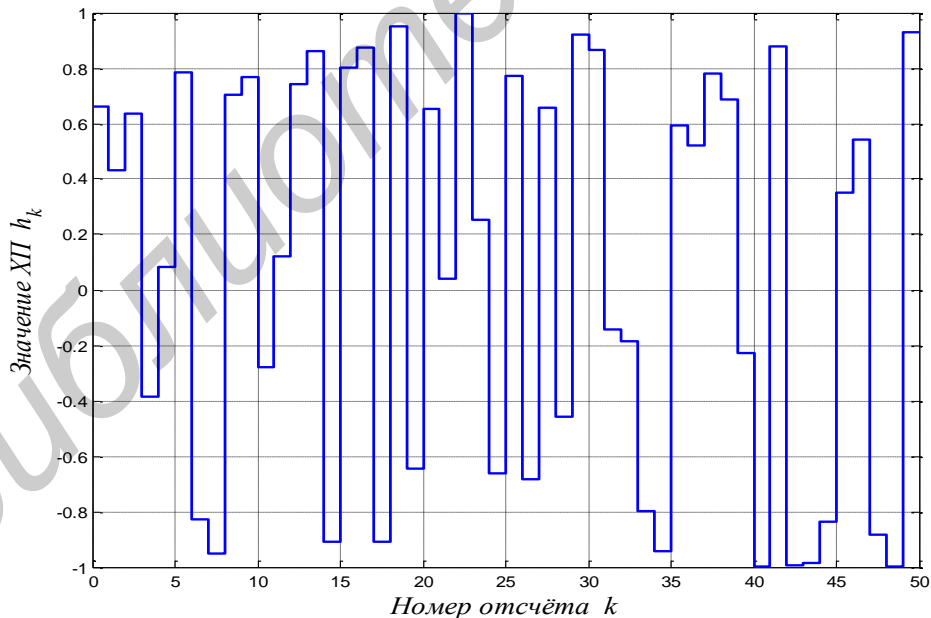


Рис. 2. Фрагмент реализации хаотического сигнала

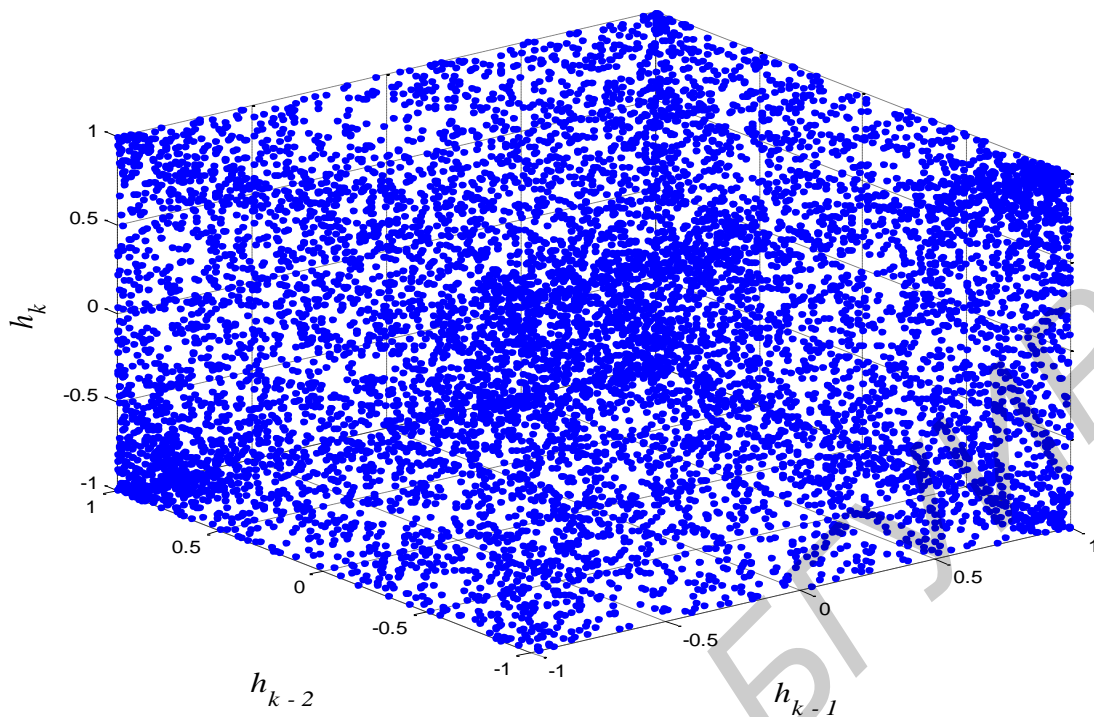


Рис. 3. Отображение хаотического сигнала

Численное моделирование и оценка помехоустойчивости

Сущность моделирования состоит в том, что к хаотическому сигналу добавлялся шум, полоса частот которого соответствовала полосе частот, занимаемых хаос-сигналом. В результате строились зависимости вероятности ошибки различения дискретного параметра от отношения сигнал/шум на входе устройства приема и обработки. Такие измерения проводились при различных параметрах НФФ, т.е. строилось семейство кривых помехоустойчивости.

Исследования проводились на статистике объемом 100 тыс. отсчетов хаотического процесса. Ниже приведены результаты исследования для формирующих функций:

$$\begin{cases} h'_k = p_{0,k} + 0,1p_{1,k}h_{k-1} + 0,1p_{2,k}h_{k-2}; \\ h_k = F(h'_k); \\ p_{0,k} = F\{80(p_{0,k-1} - 0,7)^2 - 0,8\}; \\ p_{1,k} = F\{10(p_{1,k-1} - 0,3)^2 - 0,8\}; \\ p_{2,k} = F\{20(p_{2,k-1} + 0,6)^3 + 0,6\}. \end{cases}$$

Следует отметить, что в случае нелинейного подмешивания информационный сигнал представлял собой последовательность значений $\lambda_k = \pm 1$. Это было сделано для сопоставимости результатов моделирования двух методов хаотической модуляции.

Семейство кривых помехоустойчивости при $\alpha = 1$ приведено на рис. 5 (кривая 1 снималась при $\gamma = 0,1$, кривая 2 – $\gamma = 0,2$, кривая 3 – $\gamma = 0,4$).

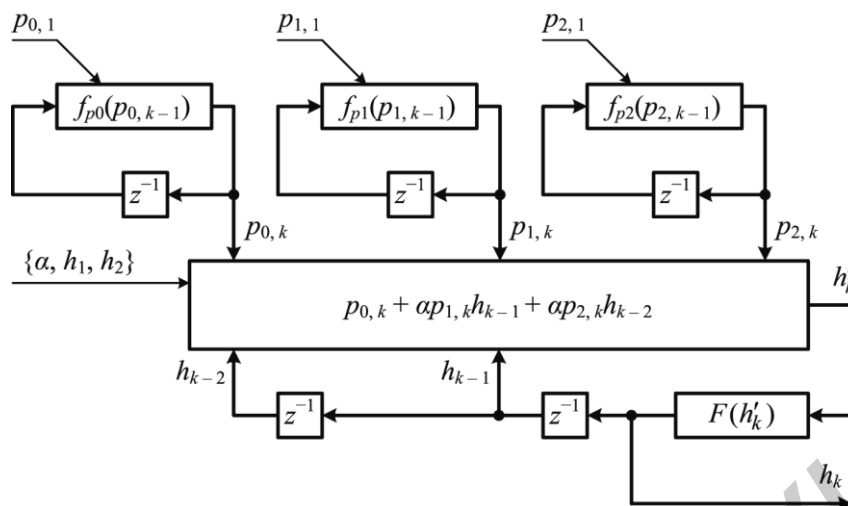


Рис. 4. Структурная схема генерации ХП

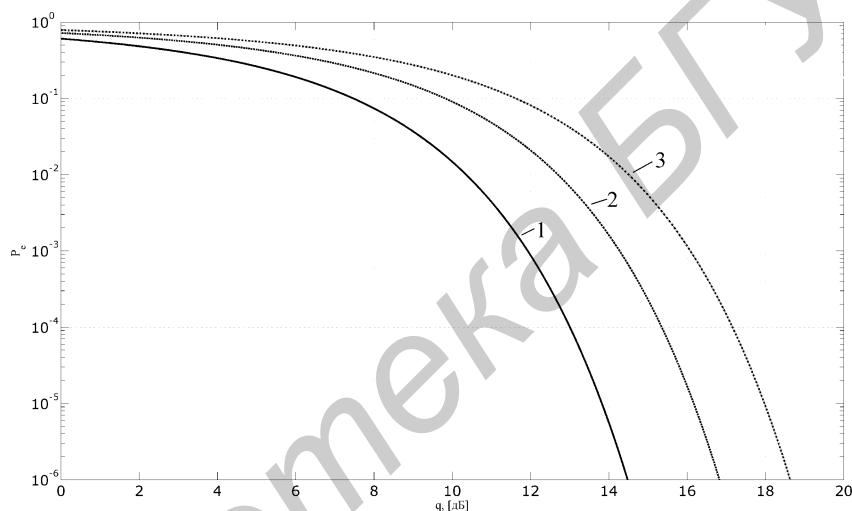


Рис. 5. Семейство кривых помехоустойчивости

Оценка степени защиты информации в системах с распределенными отображениями

В настоящее время микроконтроллеры, имеющиеся в продаже, имеют разрядность АЛУ не менее 12 бит с количеством общедоступных регистров от 16 до 256 и выше. Фактически эти регистры являются сверхоперативной памятью.

Функция $F(\dots)$ на рис. 1 в виде полинома с изменяющимися во времени коэффициентами (блок в центре схемы) определяет помехоустойчивость; вспомогательные функции, реализующие формирование последовательности коэффициентов полинома, определяют стохастизацию колебаний. На указанные функции, в силу того, что они не влияют на помехоустойчивость системы, никакие условия не налагаются, т.е. они могут быть совершенно произвольными.

Положим, что функция F однозначно определяется 10 коэффициентами. Это значит, что суммарный объем «пространства параметров» составляет 120 бит. В других работах на примере многочисленных функций показано, что хаос восстановим в течение 4–5 тактов, если ошибка в параметре нелинейной формирующей функции (НФФ) не превышает 3–5%. Это значит, что взломщик сигнальной конструкции при грубой атаке имеет возможность «ошибиться» в единственном последнем бите параметра НФФ [2]. Таким образом, объем пространства параметров, который необходимо «перебрать» для вскрытия системы, снижается до $120 - 12 = 108$ бит. Отсюда находим количество возможных вариантов: $2^{108} = 3,25 \times 10^{32}$.

Если предположить, что недоброжелатель зафиксировал весь сеанс связи и имеет

возможность перебирать 1 млрд. вариантов в секунду, то получается, что на взлом сигнально-кодовой конструкции и извлечение информации ему потребуется порядка $3,76 \times 10^{18}$ суток или $1,03 \times 10^{16}$ лет. Знание начальных условий для вспомогательных генераторов (генераторов параметров) фактически составляет ключ и в нашем примере он равен 120 битам. Эффективный объем ключа, как было показано, в реальных системах составляет порядка 100–110 бит. Алгоритм обладает исключительно высокой в сравнении с известными хаотическими системами помехоустойчивостью, составляющей величину порядка 12–18 дБ. Схема реализуема на простейших контроллерах, в т.ч. и на устаревших 8-битных, даже в отсутствие внешнего оперативного запоминающего устройства.

Заключение

Методы на основе распределенных отображений в виде кусочно-линейных плоскостей существенно более просты, нежели известные, и при этом достаточно гибки. Например, информацию в ХП можно закладывать как минимум четырьмя способами: маскировкой, нелинейным подмешиванием, манипуляцией режимами хаос-генератора, кодированием зон и областей. В настоящее время прорабатываются еще несколько уникальных подходов, касающихся повышения помехоустойчивости. В системах телекоммуникаций на основе распределенных отображений усложняется структура формирователя сигнала и его декодера.

В настоящей работе показана принципиальная возможность существенного повышения помехоустойчивости систем передачи информации на основе методов нелинейной динамики. Предложен новый алгоритм генерации хаотических последовательностей. В системе задаются распределенные во времени нелинейные формирующие функции (НФФ) в виде наклонных плоскостей в N -мерном пространстве фазовых состояний. Предложен эффективный с точки зрения объема вычислений алгоритм синтеза НФФ на основе полиномов не выше 3-ей степени.

Также показано, что передаваемое по каналу связи колебание по своим статистическим и спектрально-временным характеристикам схоже с шумом. При передаче последовательности «нулей» или «единиц» в сигнале не проявляются регулярные структуры. Определены алгоритмы информационной модуляции и достигнута помехоустойчивость системы передачи информации 15–21 дБ при вероятности ошибки 10^{-4} . Все предложенные алгоритмы хорошо адаптированы к цифровым методам формирования и обработки сигнала, в том числе в системах с невысокой разрядностью целочисленных регистров. Предложенные алгоритмы расширяют класс сигналов с хаотической модуляцией и методов их приема и обработки на фоне шумов, что обеспечивает создание помехозащищенных и скрытных телекоммуникационных систем нового типа.

GENERATION AND PROCESSING OF CHAOTIC SIGNALS BASED ON SIMPLE FUNCTIONS IN THREE DIMENSIONAL SPACE

V.A. CHERDYNTSEV, S.I. POLOVENYA, V.V. DUBROVSKY

Abstract

A new class of chaotic oscillators, chaotic process that is based on distributed in time maps is considered. The algorithms and block diagrams of devices forming, information of modulation and signal processing are given. Numerical simulation of a family of curves obtained interference immunity for various operating conditions of the generator of chaotic processes is received.

Список литературы

1. *Магницкий, Н.А., Сидоров С.В.* Новые методы хаотической динамики. М., 2004.
2. *Измайлов И.В., Коханенко А.П., Поизнер Б.Н. и др.* // Изв. вузов. Сер. Физика. 2008. Т. 51. № 9/2. С. 178–179.

УДК 621.397.46

ПАССИВНО-МАТРИЧНЫЕ МИКРОДИСПЛЕИ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩЕГО ТИПА

А.С. МОХАММЕД, Е.В. МУХА, А.А. СТЕПАНОВ, А.Г. СМИРНОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 1 апреля 2014

Описаны конструкция, технология и основные параметры пассивно-матричного микродисплея светоизлучающего типа на основе Шоттки-структуры нанопористый кремний/алюминий для персональных видеопроекционных систем с улучшенными потребительскими свойствами. Контроль их функционирования осуществлялся визуально с помощью специально разработанных методики и программно-аппаратного комплекса, включающего генератор испытательных сигналов в виде набора тестовых полей и программного обеспечения, установленного на персональном компьютере с операционной системой Windows XP.

Ключевые слова: видеопроекционное устройство, микродисплей, контроль функционирования.

Введение

В настоящее время наблюдается новый виток интереса к микродисплейной технике в связи с тем, что начиная с 2013 г. крупнейшие корпорации мира Google, Microsoft, Samsung и др., закончили разработки и начали промышленное производство различных вариантов «умных очков» и мобильных устройств телекоммуникации на их основе, главным техническим компонентом которых являются микродисплеи (см. рис. 1). Из-за того, что дистанция наблюдения составляет всего несколько сантиметров, изображение воспринимается глазом человека как «виртуальное», соответствующее полноэкранному изображению 40-дюймового экрана телевизора с расстояния нескольких метров (см. рис. 2). Как видно из рисунка, выигрыш в эффективности отображения информации достигает 300-500 раз. Несомненно, что функциональность «умных очков» определяется используемым программным обеспечением, однако их потребительские свойства зависят, в первую очередь, от параметров и характеристик применяемых в них микродисплеев.

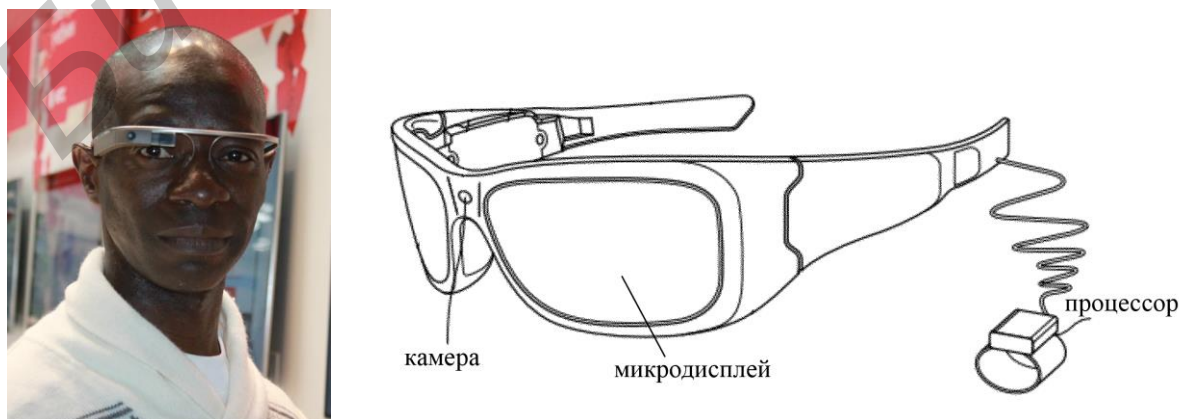


Рис. 1. «Умные» очки Google (слева) и Microsoft (справа)

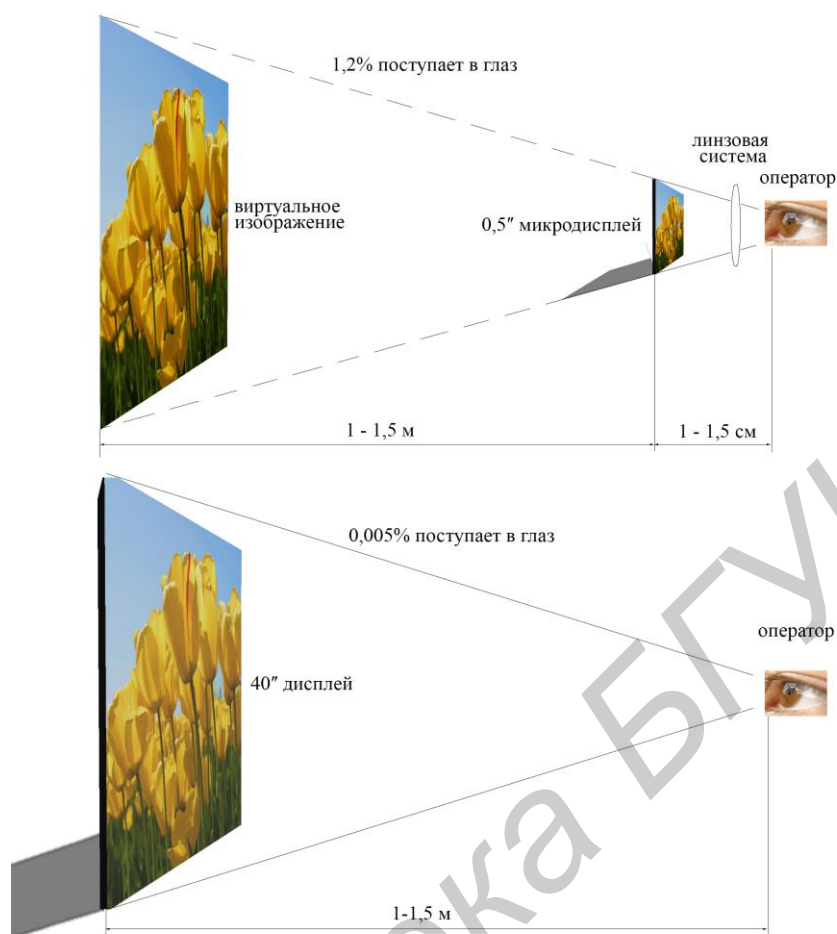


Рис. 2. Повышение эффективности отображения информации с помощью микродисплейных технологий

В данной работе приведены результаты разработки и исследования пассивно-матричных микродисплеев светоизлучающего типа на основе низковольтных электролюминесцентных Шоттки-структур нанопористый кремний/алюминий.

Электролюминесценция в кремнии с квантовой эффективностью $\sim 10^{-8}$ впервые была получена в 50-х годах прошлого века. В дальнейшем было обнаружено, что создание массива квантовых точек или нитей путем самоформирования кремниевых наноструктур в процессе электрохимической обработки в растворах плавиковой кислоты значительно повышает эффективность электролюминесценции. Обзор достижений в этой области приведен в работе [1].

К настоящему времени у обратно смещенных (лавинных) диодов на наноструктурированном кремнии достигнута внешняя квантовая эффективность 1,4 %, что открывает перспективы создания полностью кремниевых высокоскоростных оптоэлектронных систем передачи данных, высокоинформативных микродисплеев и др. Однако физические процессы, происходящие в подобных структурах, еще недостаточно изучены, оптимизация светодиодов идет путем «проб и ошибок», а полученные результаты далеко не всегда уверенно воспроизводятся.

Пассивно-матричные микродисплеи с мультиплексным управлением

Нанопористый кремний является перспективным материалом, поскольку на его основе возможно изготовление полностью интегрированных со схемами управления микродисплеев, отличающихся повышенными функциональными возможностями и надежностью, высокими эргономическими параметрами и приемлемой стоимостью [2-4]. Такие микродисплеи представляют собой матрицу Шоттки диодов алюминий/нанопористый кремний (рис. 3), эффективно излучающие в видимой области спектра при подаче обратного напряжения на уровне нескольких вольт. Основное их преимущество – минимальные размеры элементов

отображения (пикселей), высокое разрешение и быстродействие, возможность использования стандартной кремниевой КМОП-технологии при существующих проектных нормах, что обеспечивает их низкую себестоимость при практически нулевых начальных инвестициях в производственную базу.

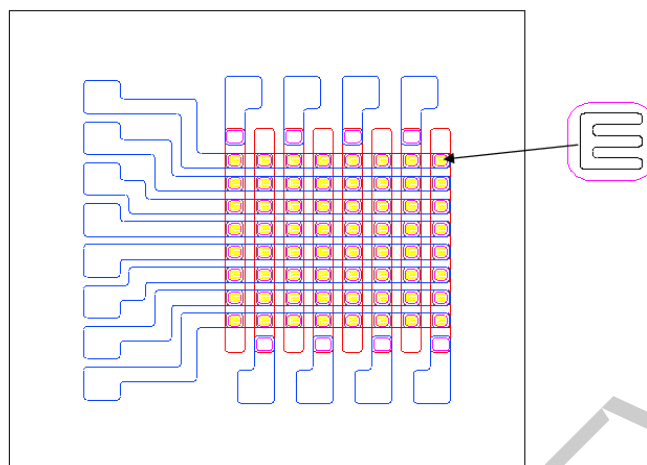


Рис. 3. Топология тестового кристалла микродисплея

Следует отметить, что светоизлучающие микродисплеи (LED, OLED) имеют ряд принципиальных преимуществ перед жидкокристаллическими LCOS микродисплеями, так как обладают существенно более высоким быстродействием по сравнению с ЖК ячейками, что позволяет создавать высокоинформативные пассивно-матричные микродисплеи с высоким качеством изображения.

Малое время отклика и работа на больших плотностях тока позволяют реализовать эффективное мультиплексирование и, в итоге, создать недорогие высокоинформативные пассивно-матричные микродисплеи. Например, при плотности рабочего тока $J = 7000 \text{ A/cm}^2$, активной площади излучающей поверхности $A^2 = 0,6 \times 0,6 \text{ см}$, напряжении смещения $V = 8 \text{ В}$, внешней энергетической эффективности $\eta = 0,3 \%$ и мощности излучения $W = 0,2 \text{ мВт}$, возможно достижение уровня мультиплексирования M , равного $M = (J \cdot V \cdot \eta \cdot A^2) / W = 302400$, что соответствует VGA формату разрешения микродисплея. Для 10 мс цикла его адресации, временной отклик каждого пикселя должен быть ~ 30 наносекунд, что легко достигается в кремниевых светоизлучающих диодах. При таком уровне мультиплексирования возможно прямое отображение видеoinформации (как в электронно-лучевых трубках) без дополнительных микросхем памяти и использования специфических драйверов.

В НИИ 4.7 БГУИР для создания высокостабильных кремниевых лавинных светодиодов традиционно используется электродная система Al-Al₂O₃ поверх нанопористого кремния. Технологически эта система формируется путем напыления алюминия и последующим анодированием через фоторезистивную маску. Основными преимуществами данной технологии являются:

- использование низкотемпературных процессов;
- вакуумная очистка слоя пористого кремния в процессе подготовки и напыления Al;
- полная изоляция слоя пористого кремния от внешних воздействий пленкой Al-Al₂O₃.

В процессе разработки и изготовления тестовых кристаллов пассивно-матричных микродисплеев на основе нанопористого кремния были решены проблемы, связанные как с особенностями светоизлучающих элементов (повышением напряжения пробоя, «мертвым» током на начальном участке ампер-яркостной характеристики, выводом излучения по периметру электрода), так и с особенностями функционирования пассивно-матричного дисплея в целом (проблема токоподвода к отдельным светодиодам по узкой длинной шине, проблемы экранирования излучения и смещения вольт-яркостных характеристик, проблема создания большого количества сильноточных ключей для управления пассивной матрицей и др.). Внешний вид тестового кристалла и активной структуры в поперечном разрезе приведены на рис. 4 и 5.

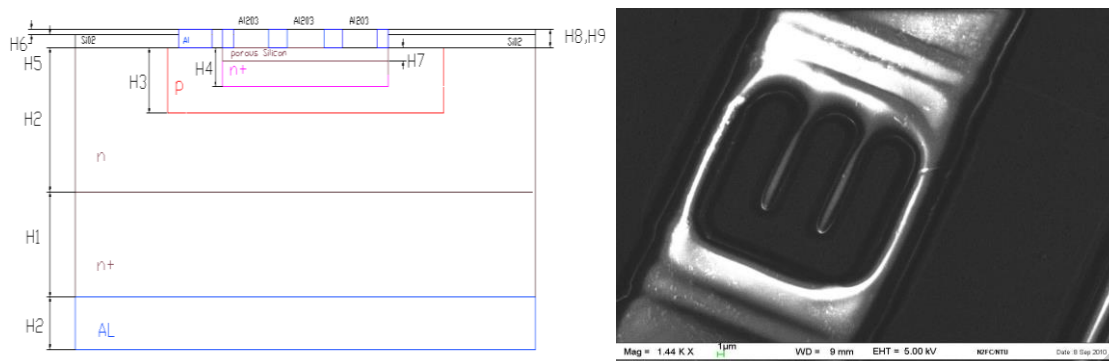


Рис. 4. Активная структура тестового кристалла микродисплея в поперечном разрезе

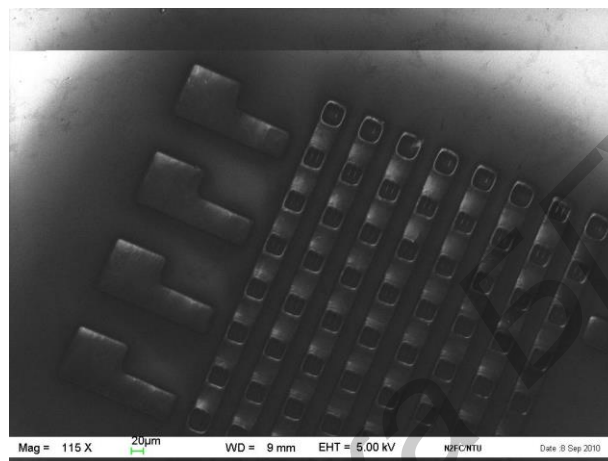


Рис. 5. Внешний вид кристалла микродисплея

Основной особенностью данной структуры является использование в качестве верхнего электрода Шоттки диода специально сформированного наноструктурированного слоя алюминия, обладающего прозрачностью на уровне 65–70 % [5,6] и малым удельным электрическим сопротивлением на уровне 100 Ом/кв., что позволило существенно повысить эффективность работы прибора.

Технология формирования слоев нанопористого кремния

Стандартным технологическим приемом формирования наноструктурированного пористого кремния как функционального слоя для светоизлучающих приборов оптоэлектроники является электрохимическое травление (анодирование) в концентрированной плавиковой кислоте [5], имеющем такие существенные недостатки, как малое время травления (несколько секунд для получения тонких нанопористых слоев), высокая токсичность для операторов и агрессивное воздействие плавиковой кислоты на металлизацию. В данной работе для формирования стабильных и воспроизводимых слоев нанопористого кремния мы впервые использовали раствор соли плавиковой кислоты состава $\text{NH}_4\text{F}:\text{H}_3\text{PO}_4:\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}:\text{H}_2\text{O}$ со сверхмалой концентрацией ионов фтора. Добавление этанола ($\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}$) в раствор позволяет эффективно смачивать поверхность кремния, в результате чего увеличивается воспроизводимость процесса, а добавление ортофосфорной кислоты (H_3PO_4) позволяет контролировать уровень ионов фтора в растворе и получать равномерные пористые слои по всей поверхности анодирования. Использование фторида аммония (NH_4F) снижает уровень токсичности до абсолютно безопасного для операторов предела, а также минимизирует агрессивное воздействие на металлизацию приборов.

Зависимость размера пор в растворе $\text{NH}_4\text{F}:\text{H}_3\text{PO}_4:\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}:\text{H}_2\text{O}$ от концентрации NH_4F при плотности тока $J = 0,1 \text{ мА/см}^2$ приведена на рис. 6. Видно, что с увеличением концентрации NH_4F с 5 до 25 масс. % размер пор уменьшается с 20 до 10 нм. При этом пористые слои имеют губчатую структуру и пористость в пределах 70–80 %.

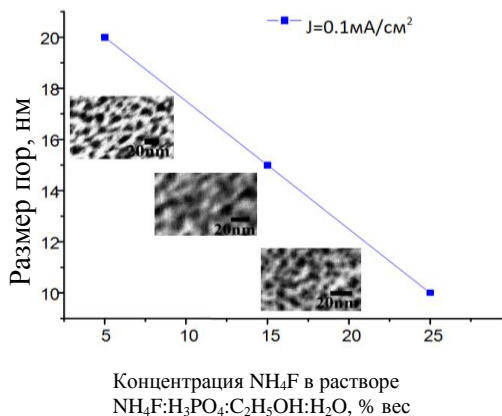


Рис. 6. Зависимость размера пор от концентрации NH_4F в растворе $\text{NH}_4\text{F}:\text{H}_3\text{PO}_4:\text{C}_2\text{H}_5\text{OH}:\text{H}_2\text{O}$

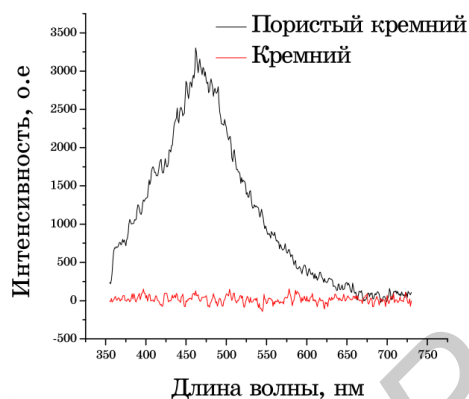


Рис. 7. Спектры фотолуминесценции нанопористого и монокристаллического кремния

Спектры фотолуминесценции нанопористого и монокристаллического кремния показаны на рис. 7. Как видно из рисунка, пик фотолуминесценции для нанопористого кремния лежит в голубой области (460 нм).

Оптимизация технологического процесса

В табл. 1 приведена последовательность оптимизированных технологических операций изготовления тестового кристалла матричного микродисплея светоизлучающего типа на основе нанопористого кремния, совместимых со стандартной КМОП-технологией.

Технологический маршрут и основные параметры структуры

Элементы структуры		Толщина, мкм	Тип проводимости	Используемый материал		Поверхностное сопротивление	Удельное сопротивление Ом·см
Наименование	Обозн.			Наименование	ГОСТ, ОСТ, ТУ		
Подложка	H1	255 ± 20	<i>n</i>	Легирующая добавка–сурьма	–	–	0,01
Эпитаксиальный слой	H2	13 ± 1,5	<i>n</i>	Легирующая добавка–фосфор	–	–	3,0 ± 0,3
База	H3	3,2 ± 0,5	<i>p</i>	флюбор	ОСТ 6-02-4-83	250 ± 50	–
Эмиттер	H4	2,0 ± 0,8	<i>n</i>	Фосфор треххлористый особой чистоты	ЕТО.035.290 ТУ	3-7	–
Окисел	H5	0,7 ± 0,07	–	Двуокись кремния	–	–	–
Защитный слой (СТФСС)	H6*	0,2 - 0,27	–	Тетраэтоксисилан ОСЧ.14-50П-1 Триметиловый эфир фосфорной кислоты	ТУ6-09-5230-85 ТУ6-09-3473-78	–	–
Анодирование кремния в <i>n</i> -карманах	H7	0,4 – 0,6	<i>n</i>	Раствор $\text{NH}_4\text{F}:\text{H}_3\text{PO}_4:\text{H}_2\text{O}$ в различных соотношениях	–	–	–
Металлизация	H8	1,0 – 1,2	–	Слитки алюминиевые цилиндрические А995 250Х400 Н Заготовка АК 1,0 270х120х238 К	ГОСТ 1943 7-81 ЯеО. 021.157ТУ	–	–
Анодирование алюминия	H9	1,0 – 1,2	–	Раствор $\text{H}_2\text{SO}_4:\text{H}_2\text{O}$ в различных соотношениях	–	–	–

Достигнуты следующие основные параметры излучающих структур:

- минимальное пространственное разрешение 12х12 мкм;
- рабочее напряжение от –5 до –8 В;
- быстродействие от 5 до 30 нс;
- плотность рабочего тока до 7000 А/см² в импульсе;

- яркость излучения не менее 20 Кд/м²;
- внешняя эффективность не менее 1 %;
- срок службы не менее 7000 час.

Таким образом, светоизлучающие пассивно-матричные микродисплеи на основе кремниевых лавинных светодиодов могут рассматриваться в качестве реальных конкурентов на рынке видеопроекционных устройств отображения информации персонального типа.

Заключение

В данной статье описаны конструкция, технология и основные параметры пассивно-матричных микродисплеев на основе обратно смещенных Шоттки диодов со структурой нанопористый кремний/алюминий. Особое внимание уделено процессу формирования нанопористых слоев кремния требуемой толщины, обладающих высокой пористостью, губчатой структурой с наноразмерными порами, что позволяет эффективно использовать их в светоизлучающих оптоэлектронных приборах различного назначения.

Уникальность параметров кремниевых светоизлучающих диодов позволяет конструировать на их основе недорогие пассивно-матричные высокоинформативные микродисплеи, которые можно использовать в видеопроекционных устройствах персонального типа нового поколения.

PASSIVE MATRIX LIGHT EMITING MICRODISPLAYS

A.S. MOHAMMED, Y.U. MUKHA, A.A. STSIAPANAU, A.G. SMIRNOV

Abstract

The construction, technology and main features of passive matrix light emitting microdisplays based on reverse biased Schottki diodes with the structure of nanoporous Silicon-Aluminium are described.

Список литературы

1. *Jaguiro P.* // Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures. 2009. № 41. P. 927–930.
2. *Hubarevich A., Mukha Y., Smirnov A. et. al.* // Quantum Electronics & Optoelectronics. 2010. Vol. 13, № 3. P. 294–297
3. *Jaguiro P., Stsiapanau A., Hubarevich A. et. al.* // Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics. 2010. Vol. 13, № 3. P. 305–308.
4. *Smirnov A., Hubarevich A., Stsiapanau A. et. al.* // Abstracts of 15th int. Conference on the Science and Technology of Emissive Displays and Lighting and 18th Advanced Display Technologies int. Symposium ADT-2010, Russia, September 2010.
5. *Смирнов А., Губаревич А., Степанов А. и др.* // Тез. докл. 2-ой междунар. научн. конф. «Наноструктурные материалы-2010». Украина, Киев, октябрь 2010 г.

УДК 621.396.96

ЭКСТРАПОЛЯЦИЯ МЕТОДОМ ПРИТЯЖЕНИЯ ПРИ ОТОЖДЕСТВЛЕНИИ ТРАЕКТОРИЙ И ОТМЕТОК В СИСТЕМЕ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

В.А. АПОРОВИЧ, Р.В. БОНДАРЕНКО

ОАО «АГАТ – системы управления» –
управляющая компания холдинга «Геоинформационные системы управления»
пр. Независимости, 117, Минск, 220114, Беларусь

Поступила в редакцию 25 ноября 2014

Приведены результаты разработки и исследования алгоритма экстраполяции методом притяжения при отождествлении траекторий и отметок в системе вторичной обработки радиолокационной информации.

Ключевые слова: обработка радиолокационной информации, групповое сопровождение, отождествление, притяжение, траектория, экстраполяция.

Введение

Одной из операций вторичной обработки радиолокационной информации (РЛИ) является сопровождение траекторий целей по новым отметкам, поступающим от радиолокационной станции (РЛС) на очередном обзоре [1]. Важнейшей частью данной операции является отождествление уже сопровождаемых траекторий и новых отметок. При отождествлении осуществляются: экстраполяция траекторий на время локации новых отметок и привязка экстраполированных отметок (ЭО) к отметкам целей (ОЦ) с учетом их взаимной близости.

В настоящее время качество отождествления при сопровождении групп целей остается неудовлетворительным, особенно когда расстояние между целями в группе соизмеримо со среднеквадратичной ошибкой (СКО) измерения их координат [2]. Особую сложность представляет сопровождение группы маневрирующих целей. Вследствие близкого взаимного расположения целей в группе и их сонаправленного движения, возможны случаи (особенно при совершении маневра группой), когда ОЦ, принятые на текущем обзоре РЛС, оказываются ближе к ЭО соседних целей, чем к собственным, что может привести к перепутыванию траекторий. Поэтому совершенствование процесса отождествления является актуальной задачей. В данной работе предложен новый алгоритм экстраполяции, позволяющий повысить качество отождествления.

Теоретический анализ

При вторичной обработке РЛИ для различных классов целей используются различные алгоритмы экстраполяции. Например, для аэродинамических целей (самолетов) на участках прямолинейного равномерного движения (без маневров) используется линейная экстраполяция. На участках маневров – линейная или квадратичная [1, 2]. Для баллистических целей часто применяется квадратичная экстраполяция [3]. Последующая привязка ЭО к ОЦ обычно производится методами линейного программирования, например, венгерским методом для задачи о назначениях [4].

Особенностью всех известных алгоритмов экстраполяции является то, что они оперируют только данными предыдущих обзоров РЛС и не учитывают взаимное «влияние» соседних траекторий и отметок.

Предлагаемый алгоритм экстраполяции основан на имитации процесса взаимного притяжения одноименно заряженных частиц и отталкивания разноименно заряженных частиц по аналогии с известным физическим явлением. Будем рассматривать систему всех траекторий как электромеханическую систему, в которой движущими элементами являются радиолокационные отметки с единичными по модулю зарядами. Крайние отметки траекторий (ОТ) с предыдущего обзора РЛС условно определим как отрицательно заряженные частицы, ОЦ определим как положительные заряды. По аналогии с физическим процессом отрицательные ОТ притягиваются к положительным ОЦ и одновременно отталкиваются друг от друга, что приводит к их условному движению по направлению к ОЦ, но препятствует пересечению их траекторий. Очевидно, что ЭО по этому методу будут находиться близко к соответствующим ОЦ вследствие их взаимного притяжения.

Алгоритм

Приведем описание предложенного алгоритма экстраполяции на основе принципа притяжения.

Исходными данными алгоритма являются координаты J отметок с текущего обзора и K отметок с предыдущего обзора, а также вектора скоростей целей:

- $c[j] = (x_c, y_c, z_c)[j]$ – вектор координат j -й отметки на текущем обзоре (ОЦ);
- $p[k] = (x_p, y_p, z_p)[k]$ – вектор координат k -й отметки на предыдущем обзоре (ОТ);
- $v[k]_0 = (v_x, v_y, v_z)[k]_0$ – вектор скорости k -й цели.

На текущем обзоре происходит пошаговое построение экстраполированных траекторий по имитации движения ОТ к ОЦ. Количество шагов T принимаем равным длительности обзора РЛС в секундах (T_0). На каждом t -м шаге рассчитываются промежуточные ЭО, которые характеризуют траекторию условного движения ОТ. В дальнейшем при расчетах промежуточные ЭО принимаем за временное положение «движущихся» ОТ, определяя их как отрицательно заряженные частицы. Временной закон условного движения ОТ описывается уравнением

$$e[k]_t = e[k]_{t-1} + v[k]_t \cdot \partial t + a[k]_t \cdot \frac{\partial t^2}{2}, \quad (1)$$

где $e[k]_t = (x_e, y_e, z_e)[k]_t$ – вектор координат k -й промежуточной ЭО на t -м шаге, причем $e[k]_0 = p[k]$, а $e[k]_T = e[k]$ – вектор координат k -й конечной ЭО; $v[k]_t = (v_x, v_y, v_z)[k]_t$ – вектор шаговой скорости k -й отметки на t -м шаге; $a[k]_t = (a_x, a_y, a_z)[k]_t$ – вектор шагового ускорения k -й отметки на t -м шаге; $\partial t = T_0/T$ – длительность шага (здесь принято $\partial t = 1$ с).

На каждом шаге корректируются направления и величины шаговых скоростей и ускорений. Для этого заново определяются силы притяжения между всеми отметками, по ним рассчитываются результирующие силы (РС) для каждой ОТ. РС задают направления условного движения ОТ, необходимые для расчета шаговых скоростей отметки.

В физике кулоновские силы обратно пропорциональны квадрату расстояния между частицами. Исследование метода притяжения показало, что наилучший результат достигается в случае, если не учитывать расстояния между отметками, а использовать только направления действия сил притяжения. В данном случае принимаем величины сил притяжения равными единицам, а векторы РС рассчитываем по правилам сложения векторов. Исходя из этого, вектор силы, притягивающей k -ю ЭО к j -й ОЦ,

$$f_{kj}^+ = \frac{c[j] - e[k]_t}{\|c[j] - e[k]_t\|}, \quad (2)$$

где $\|e[j]-e[k]_t\| = \sqrt{(x_c[j]-x_e[k]_t)^2 + (y_c[j]-y_e[k]_t)^2 + (z_c[j]-z_e[k]_t)^2}$.

Вектор силы, действующей между k -й и i -й ЭО ($1 \leq i \leq K$),

$$f_{ki}^- = \begin{cases} -\frac{e[i]_t - e[k]_t}{\|e[i]_t - e[k]_t\|}, & i \neq k \\ 0, & i = k \end{cases} \quad (3)$$

где $\|e[i]_t - e[k]_t\| = \sqrt{(x_e[i]_t - x_e[k]_t)^2 + (y_e[i]_t - y_e[k]_t)^2 + (z_e[i]_t - z_e[k]_t)^2}$.

Вектор РС для k -й ЭО вычисляется путем суммирования всех векторов сил, относящихся к ней,

$$sf[k] = \sum_{j=1}^J f_{kj}^+ + \sum_{i=1}^K f_{ki}^- \quad (4)$$

Шаговые скорости по абсолютной величине равны соответствующей начальной скорости $v[k]_0$. При расчете вектор шаговой скорости получается поворотом вектора начальной скорости по направлению РС (рис. 1)

$$v[k]_t = sf[k] \cdot \frac{\|v[k]_0\|}{\|sf[k]\|}, \quad (5)$$

где $\|v[k]_0\| = \sqrt{v_x[k]_0^2 + v_y[k]_0^2 + v_z[k]_0^2}$ – длина вектора начальной скорости k -й отметки;

$\|sf[k]\| = \sqrt{sf_x[k]^2 + sf_y[k]^2 + sf_z[k]^2}$ – длина вектора РС k -й отметки.

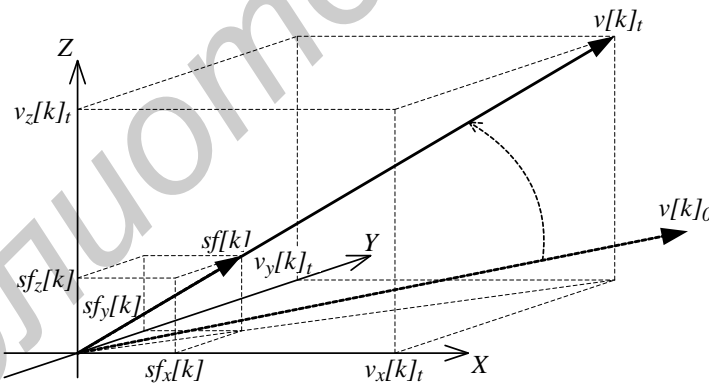


Рис. 1. Векторы РС и шаговой скорости

На рис. 1 показан процесс образования вектора шаговой скорости поворотом вектора начальной скорости в направлении РС для одной отметки. Длина вектора скорости сохраняется, меняется только направление.

Шаговые ускорения приобретаются за счет сил притяжения, действующих между каждой ЭО и всей группой ОЦ, поэтому при расчете используется расстояние от k -й ЭО до центра масс группы ОЦ. Вектор шагового ускорения для k -й ЭО

$$a[k]_t = \frac{1}{T-t+1} \cdot \left(\frac{\sum_{j=1}^J c[j]}{J} - e[k]_t \right) - v[k]_t \quad (6)$$

В физическом смысле вектор ускорения корректирует направление РС ближе к центру масс группы ОЦ. Подставляя вектора шаговых скоростей и ускорений из формул (5) и (6) соответственно в выражение (1), рассчитываются вектора координат промежуточных ЭО. В итоге происходит построение T шагов. На последнем шаге рассчитываются вектора координат конечных ЭО, которые отождествляются в дальнейшем с ОЦ. Процесс пошаговой экстраполяции методом притяжения проиллюстрирован на рисунке.

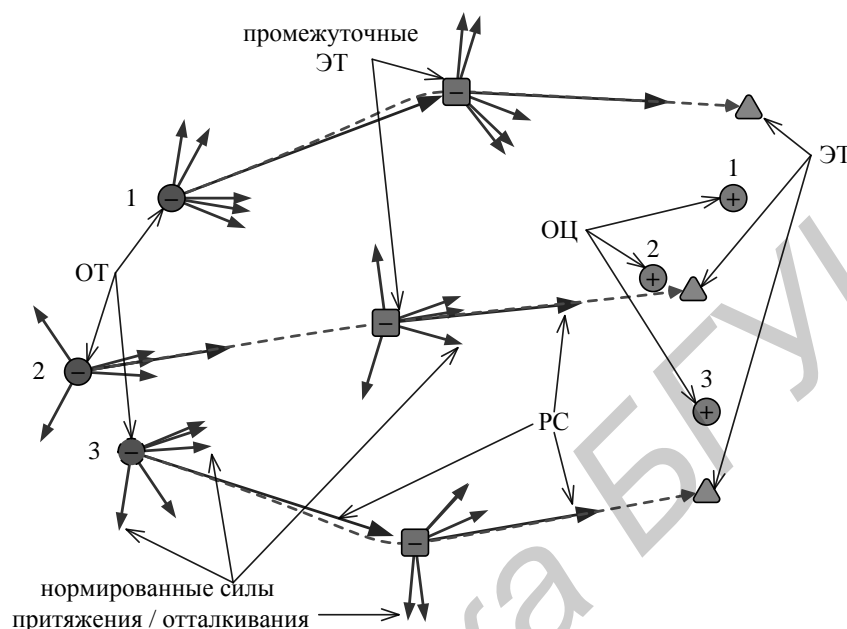


Рис. 2. Процесс пошагового построения условных траекторий

Как видно из рис. 2, ЭО от ОТ 1 оказалась вблизи ОЦ 1, ЭО от ОТ 2 оказалась вблизи ОЦ 2, аналогично ЭО от ОТ 3 оказалась вблизи ОЦ 3. Примененная методика не дала траекториям пересечься, также ЭО притянулись к ОЦ, а не «разошлись» по сторонам. Дальнейшая привязка даст правильный результат отождествления.

Моделирование

Для проверки эффективности предложенного алгоритма проведено моделирование процесса отождествления при использовании следующих методов экстраполяции:

- метод притяжения;
- линейная экстраполяция;
- квадратичная экстраполяция.

Моделировалось движение группы из K траекторий при маневре типа «змейка» с боковым сдвигом на расстояние ΔS . При $\Delta S = 0$ имитируется прямолинейное движение целей в группе. Скорость группы $V = 500$ м/с, период обзора РЛС $T = 10$ с, количество обзоров $N = 200$. Моделирование проводилось при различных дистанциях между целями ΔD , для различных СКО измерения РЛС σ , при различных вероятностях обнаружения РЛС P_d и при различных вероятностях появления ложной отметки P_f , распределенной равномерно в области помех. Вид траекторий приведен на рис. 3.

Отождествление осуществлялось в два этапа:

- экстраполяция одним из трех методов;
- привязка траекторий и отметок венгерским методом.

Эффективность отождествления оценивалась вероятностью правильного отождествления P . Данная вероятность определялась как отношение количества отождествлений одних и тех же пар «траектория – отметка» на двух обзорах подряд к общему количеству актов отождествления.

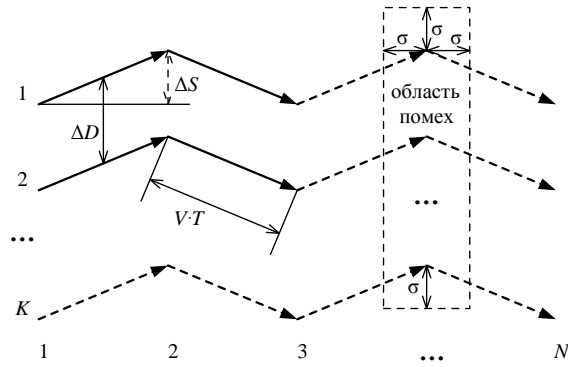


Рис. 3. Вид траекторий

Результаты

На рис. 4 приведены графики зависимостей вероятности P от различных параметров. Проведено сравнение качества отождествления в случае использования методов линейной и квадратичной экстраполяции. При сравнении использовались всевозможные комбинации условий, такие как различные СКО РЛС, количество сопровождаемых объектов, различные расстояния сдвига траекторий при совершении маневров объектами, различные расстояния между целями в группе. Также имитировались ложные отметки и пропуски отметок.

При изменении условий проведения опытов различным образом и в различных комбинациях, общее превосходство метода притяжения над другими методами экстраполяции сохраняется.

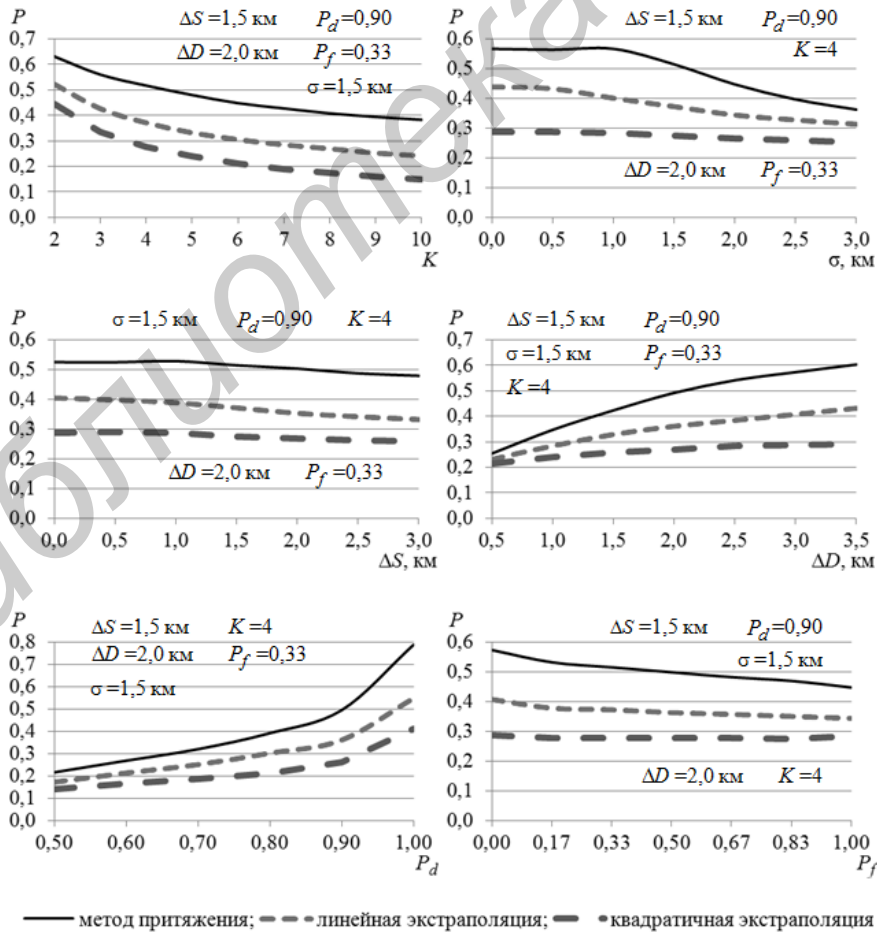


Рис. 4. Графики зависимостей вероятности правильного отождествления от различных параметров

Заключение

Предложенный алгоритм экстраполяции при отождествлении в составе вторичной обработки РЛИ основывается на принципе притяжения по аналогии с физическим явлением притяжения заряженных частиц.

Значения вероятностей правильного отождествления, рассчитанные для предложенного алгоритма, существенно превосходят значения, рассчитанные для других методов экстраполяции, что показывает высокую эффективность предложенного метода притяжения и позволяет рекомендовать новый метод для использования при вторичной обработке РЛИ.

EXTRAPOLATION BY ATTRACTION METHOD FOR IDENTIFICATION OF TRACKS AND PLOTS IN SYSTEM OF SECONDARY RADAR INFORMATION PROCESSING

U.A. APAROVICH, R.V. BONDARENKO

Abstract

One of the main problems in the secondary radar information processing (trace-while-scan) is the correct identification of sensed plots with corresponding tracks of targets being tracked by extrapolated marks. The proposed extrapolation algorithm is based on the principle of gravity by analogy with the physical phenomena of charged particles attraction. Modeling shows that probabilities of correct identification calculated according to this algorithm significantly higher than the values calculated by the methods of linear and quadratic extrapolation. It shows high efficiency of the proposed attraction method.

Список литературы

1. Кузьмин С.З. Основы теории цифровой обработки радиолокационной информации. М., 1974.
2. Blackman S., Popoli R. Design and Analysis of Modern Tracking Systems. Boston, London, 1999.
3. Minvielle P. // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2005. Vol. 20, № 8. CF 1–14.
4. Романов А.Н., Фролов Г.А. Основы автоматизации систем управления. М., 1971.

УДК 621.391.26

АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ ТРАЕКТОРИИ ДВИЖЕНИЯ ВОЗДУШНОГО ОБЪЕКТА

А.А. ДЯТКО, С.М. КОСТРОМИЦКИЙ, П.Н. ШУМСКИЙ

ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
Коммунистическая, 11, Минск, 220029, Беларусь

Поступила в редакцию 17 апреля 2014

Приведен метод вычисления координат траектории полета летательного аппарата, заданной множеством своих опорных точек и значениями радиусов окружностей, по которым летательный аппарат должен выполнять вираж в случае изменения направления своего движения. Показано, что наиболее просто необходимые вычисления выполняются в специальной системе координат, положение которой в пространстве определяется тремя опорными точками траектории.

Ключевые слова: траектория, вираж, система координат, аффинные преобразования.

Введение

При разработке, испытаниях и эксплуатационном контроле РЛС традиционно используются натурные испытания. Однако они имеют ряд недостатков: высокую стоимость, сложность получения повторяющихся условий, а также практическую неосуществимость на ранних стадиях разработки. В связи с этим все большее распространение получают полунатурные испытания. В этом случае совокупность сигналов и помех на входе РЛС моделируется с помощью имитаторов. Для формирования эхосигналов в имитаторах используются математические модели радиолокационных объектов. В частности, в качестве радиолокационного объекта может выступать летательный аппарат, который движется по заданной траектории. В этом случае, для формирования отраженных от него сигналов, необходимо иметь координаты точек этой траектории.

Постановка задачи

Пусть в декартовой системе координат (СК) XYZ заданы N точек P_1, P_2, \dots, P_N , которые определяют некоторую траекторию полета воздушного объекта без самопересечений (рис.1), под которым можно понимать, например, самолет, управляемый пилотом. В каждой заданной точке траектории известен модуль скорости объекта v_1, v_2, \dots, v_N .

Воздушный объект должен переместиться из начальной точки P_1 в конечную точку P_N , пролетая при этом через точки P_2, P_3, \dots, P_{N-1} . Будем полагать, что траектория полета воздушного объекта представляет собой набор прямолинейных отрезков, которые соединяются между собой некоторой кривой, называемой виражом [1], рис.1.

Вход и выход летательного аппарата из виража должен выполняться по касательной к траектории виража. Считаем, что вираж выполняется по окружности, радиус которой известен.

Задача заключается в том, чтобы для заданных дискретных моментов времени получить координаты точек траектории в СК XYZ .

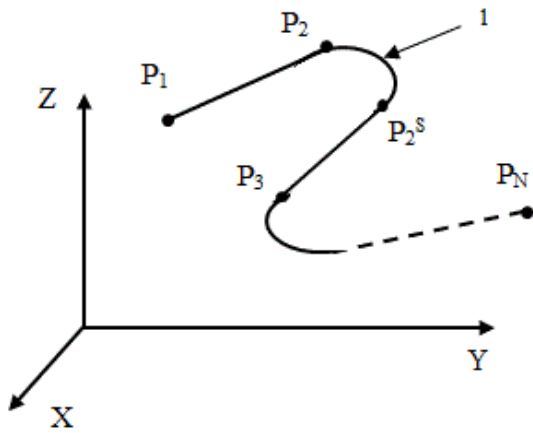


Рис. 1. Траектория движения объекта;
1 – траектория виража

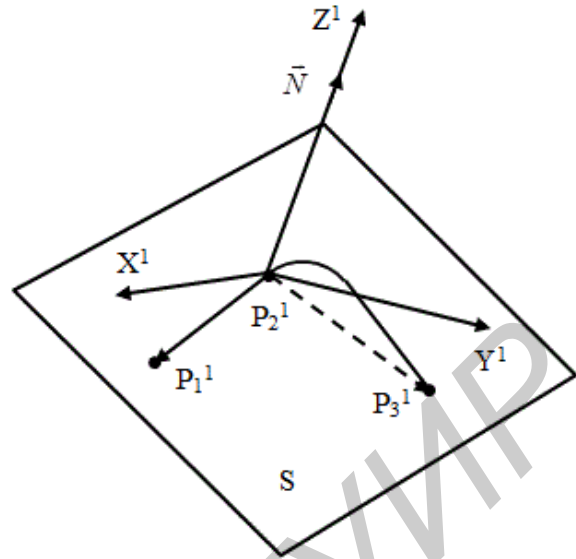


Рис. 2. Система координат $X^1Y^1Z^1$

Расчет координат точек сопряжения

Под точкой сопряжения будем понимать точку траектории летательного аппарата, в которой прямолинейный участок траектории переходит в вираж или вираж переходит в прямолинейный участок траектории. Другими словами, точка сопряжения – это точка траектории, где прямолинейный отрезок траектории касается окружности при входе (на рис. 1 это точки P_2, P_3) или выходе (на рис. 1 это точка P_2^S) из виража.

Выполним расчет координат точек сопряжения для трех последовательных точек траектории P_{k-1}, P_k, P_{k+1} . Для удобства обозначим их как P_1, P_2, P_3 . В исходной СК XYZ решение требуемой задачи требует довольно громоздких вычислений. Поэтому мы воспользуемся другой системой координат, где эти вычисления выполняются достаточно просто.

Пусть S – плоскость, которая определяется точками P_1, P_2, P_3 . Для дальнейших вычислений перейдем от системы координат XYZ к системе координат $X^1Y^1Z^1$, плоскость X^1Y^1 которой совпадает с плоскостью S (рис. 2), а начало находится в точке P_2 . При этом направление оси Z^1 будет определяться вектором \vec{N} , нормальным к плоскости S .

$$\vec{N} = \overline{P_2P_1} \times \overline{P_2P_3} = (n_x, n_y, n_z)^T, \quad (1)$$

где

$$P_1 = (x_1, y_1, z_1)^T, \quad P_2 = (x_2, y_2, z_2)^T, \quad P_3 = (x_3, y_3, z_3)^T, \quad (2)$$

$$\overline{P_2P_1} = (x_{21}, y_{21}, z_{21})^T, \quad \overline{P_2P_3} = (x_{23}, y_{23}, z_{23})^T, \quad (3)$$

$$x_{21} = x_1 - x_2, \quad y_{21} = y_1 - y_2, \quad z_{21} = z_1 - z_2, \quad (4)$$

$$x_{23} = x_3 - x_2, \quad y_{23} = y_3 - y_2, \quad z_{23} = z_3 - z_2. \quad (5)$$

С учетом (2 – 5) выражение (1) для вектора нормали может быть представлено в форме:

$$\vec{N} = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ x_{21} & y_{21} & z_{21} \\ x_{23} & y_{23} & z_{23} \end{vmatrix} = (y_{21}z_{23} - y_{23}z_{21})\vec{i} - (x_{21}z_{23} - x_{23}z_{21})\vec{j} + (x_{21}y_{23} - x_{23}y_{21})\vec{k},$$

где $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ – единичные вектора вдоль осей X, Y, Z соответственно в СК XYZ . Переход от системы координат XYZ к системе координат $X^1Y^1Z^1$ можно представить как последовательность следующих операций: поворот СК XYZ вокруг оси Z в положительном направлении (против часовой стрелки) на угол φ , поворот полученной СК вокруг оси X в положительном направлении на угол θ и смещение ее начало координат в точку P_2^0 .

Необходимые для последующих вычислений соотношения имеют следующий вид.

$\begin{pmatrix} P_i^1 \\ 1 \end{pmatrix} = M_1(P_2^0, \theta, \varphi) \begin{pmatrix} P_i \\ 1 \end{pmatrix}$, $P_i^1 = (x_i^1, y_i^1, z_i^1)^T$, $i=1, 2, 3$ – преобразование координат при переходе от СК XYZ к $X^1Y^1Z^1$, где

$$M_1(P_2^0, \theta, \varphi) = T^S(P_2^0) R_X^S(\theta) R_Z^S(\varphi), \quad (6)$$

$$\begin{pmatrix} P_2^0 \\ 1 \end{pmatrix} = R_X^S(\theta) R_Z^S(\varphi) \begin{pmatrix} P_2 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad P_2^0 = (x_2^0, y_2^0, z_2^0)^T$$

$$R_Z^S(\varphi) = \begin{pmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad R_X^S(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ 0 & -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad T^S(\Delta P) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -\Delta x \\ 0 & 1 & 0 & -\Delta y \\ 0 & 0 & 1 & -\Delta z \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} -$$

матрицы аффинных преобразования координат [2] при вращении системы координат вокруг оси Z , X и смещении начала координат на $\Delta P = (\Delta x, \Delta y, \Delta z)^T$.

$$\varphi = -\arctg\left(\frac{n_x}{n_y}\right) + \frac{\pi}{2} [2 - \operatorname{sgn}(n_x) - \operatorname{sgn}(n_x) \operatorname{sgn}(-n_y)], \quad 0 \leq \varphi < 2\pi,$$

$$\theta = \arctg\left(\frac{n'_x}{n'_z}\right) + \frac{\pi}{2} [2 - \operatorname{sgn}(n'_x) - \operatorname{sgn}(n'_x) \operatorname{sgn}(n'_z)], \quad 0 \leq \theta < 2\pi,$$

$$\text{где } (n'_x, n'_y, n'_z, 1)^T = R_Z^S(\psi) (n_x, n_y, n_x, 1)^T, \quad \operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases},$$

$$\psi = \arctg\left(\frac{n_y}{n_x}\right) + \frac{\pi}{2} [2 - \operatorname{sgn}(n_y) - \operatorname{sgn}(n_y) \operatorname{sgn}(n_x)], \quad 0 \leq \psi < 2\pi.$$

Дальнейшие вычисления выполняются в СК $X^1Y^1Z^1$. Вычислим координаты центра окружности (т. O на рис. 3) по которой выполняется вираж. Пусть (x_0^1, y_0^1) – координаты центра окружности, r_0 – радиус этой окружности (радиус виража). Тогда ее уравнение в СК $X^1Y^1Z^1$ будет иметь вид

$$(x^1 - x_0^1)^2 + (y^1 - y_0^1)^2 = r_0^2. \quad (7)$$

Так как окружность (7) проходит через начало координат (точка P_2^1) и отрезок прямой $P_1^1 P_2^1$ является касательным к окружности в точке P_2^1 ($\overline{P_2^1 O} \cdot \overline{P_1^1 P_2^1} = 0$), можно записать систему уравнений для вычисления координат центра окружности

$$\begin{cases} (x_0^1)^2 + (y_0^1)^2 = r_0^2 \\ x_0^1 x_1^1 + y_0^1 y_1^1 = 0 \end{cases}. \quad (8)$$

Для упрощения последующих вычислений переместим начало СК $X^1Y^1Z^1$ в центр окружности, по которой выполняется вираж (точка O на рис. 3). В результате получаем СК $X^2Y^2Z^2$ (рис. 4). В СК $X^2Y^2Z^2$ пересчитываем координаты точек P_1^1 , P_2^1 и P_3^1 .

$$\begin{pmatrix} P_i^2 \\ 1 \end{pmatrix} = T_{12}^S(x_0^1, y_0^1, z_0^1) \begin{pmatrix} P_i^1 \\ 1 \end{pmatrix} = T_{12}^S(R_0^1) \begin{pmatrix} P_i^1 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad i=1, 2, 3, \quad (9)$$

где $R_0^1 = (x_0^1, y_0^1, z_0^1)^T = (x_0^1, y_0^1, 0)^T$.

Пусть P_S^2 – лежащая на окружности с центром в точке O точка выхода из виража. Как будет показано ниже, это точка P_{S1}^2 или P_{S2}^2 (рис. 4). Вычислим координаты этой точки системе координат $X^2Y^2Z^2$.

Воспользовавшись условием, что точка выхода из виража лежит на окружности, определяющей вираж, и выход из виража происходит по касательной к этой окружности, можно записать систему уравнений для вычисления координат этой точки

$$\begin{cases} (x_S^2)^2 + (y_S^2)^2 = r_0^2 \\ x_S^2(x_3^2 - x_S^2) + y_S^2(y_3^2 - y_S^2) = 0 \end{cases} \quad (10)$$

Из (10) можно получить значения углов φ_{S1} и φ_{S2} (рис.4), соответствующих точкам P_{S1}^2 и P_{S2}^2 :

$$\varphi_{S1} = \alpha + \arccos p, \quad \varphi_{S2} = \alpha - \arccos p,$$

$$\text{где } p = \frac{r_0}{\sqrt{(x_3^2)^2 + (y_3^2)^2}}, \quad \alpha = \arctg\left(\frac{y_3^2}{x_3^2}\right) + \frac{\pi}{2} [2 - \text{sng}(y_3^2) - \text{sng}(y_3^2)\text{sng}(x_3^2)], \quad 0 \leq \alpha < 2\pi.$$

Поскольку значения углов φ_{S1} и φ_{S2} должны принадлежать диапазону $[0, 2\pi)$, то их значения должны вычисляться по правилу $\varphi_{Si} = \begin{cases} \varphi_{Si}, & \text{при } \varphi_{Si} \geq 0 \\ \varphi_{Si} + 2\pi, & \text{при } \varphi_{Si} < 0 \end{cases}, \quad i=1, 2.$

Соответствующие декартовы координаты определяются в соответствии с выражениями

$$\begin{aligned} x_{Si}^2 &= r_0 \cos \varphi_{Si}, \\ y_{Si}^2 &= r_0 \sin \varphi_{Si}, \end{aligned} \quad i=1, 2.$$

Дальнейшая задача заключается в выборе нужной точки выхода из виража P_{S1}^2 или P_{S2}^2 (рис. 4). Опуская промежуточные выкладки, приведем условие выбора нужной точки:

$$P_S^2 = \begin{cases} P_{S1}^2, & \text{при } \cos \phi_1 > 0 \\ P_{S2}^2, & \text{при } \cos \phi_2 > 0 \end{cases} \quad (11)$$

$$\text{где } \cos \phi_1 = \frac{(x_3^2 - x_{S1}^2)(x_{B1}^2 - x_{S1}^2) + (y_3^2 - y_{S1}^2)(y_{B1}^2 - y_{S1}^2)}{\sqrt{(x_3^2 - x_{S1}^2)^2 + (y_3^2 - y_{S1}^2)^2} \sqrt{(x_{B1}^2 - x_{S1}^2)^2 + (y_{B1}^2 - y_{S1}^2)^2}},$$

$$\cos \phi_2 = \frac{(x_3^2 - x_{S2}^2)(x_{B2}^2 - x_{S2}^2) + (y_3^2 - y_{S2}^2)(y_{B2}^2 - y_{S2}^2)}{\sqrt{(x_3^2 - x_{S2}^2)^2 + (y_3^2 - y_{S2}^2)^2} \sqrt{(x_{B2}^2 - x_{S2}^2)^2 + (y_{B2}^2 - y_{S2}^2)^2}},$$

$$\begin{cases} x_{B1} = r_0 \cos(\varphi_{S1} + \delta) \\ y_{B1} = r_0 \sin(\varphi_{S1} + \delta) \end{cases}, \quad \begin{cases} x_{B2} = r_0 \cos(\varphi_{S2} + \delta) \\ y_{B2} = r_0 \sin(\varphi_{S2} + \delta) \end{cases}, \quad \delta = \begin{cases} -\Delta\varphi, & \text{при } \cos \beta_1 > 0 \\ \Delta\varphi, & \text{при } \cos \beta_2 > 0 \end{cases},$$

$$\cos \beta_1 = \frac{(x_2^2 - x_1^2)(x_{A1}^2 - x_2^2) + (y_2^2 - y_1^2)(y_{A1}^2 - y_2^2)}{\sqrt{(x_2^2 - x_1^2)^2 + (y_2^2 - y_1^2)^2} \sqrt{(x_{A1}^2 - x_2^2)^2 + (y_{A1}^2 - y_2^2)^2}},$$

$$\cos \beta_2 = \frac{(x_2^2 - x_1^2)(x_{A2} - x_2^2) + (y_2^2 - y_1^2)(y_{A2} - y_2^2)}{\sqrt{(x_2^2 - x_1^2)^2 + (y_2^2 - y_1^2)^2} \sqrt{(x_{A2} - x_2^2)^2 + (y_{A2} - y_2^2)^2}}.$$

$$\begin{cases} x_{A1} = r_0 \cos(\varphi_2 - \Delta\varphi) \\ y_{A1} = r_0 \sin(\varphi_2 - \Delta\varphi) \end{cases}, \begin{cases} x_{A2} = r_0 \cos(\varphi_2 + \Delta\varphi) \\ y_{A2} = r_0 \sin(\varphi_2 + \Delta\varphi) \end{cases},$$

$$\varphi_2 = \arctg\left(\frac{y_2^2}{x_2^2}\right) + \frac{\pi}{2} \left[2 - \text{sng}(y_2^2) - \text{sng}(y_2^2) \text{sng}(x_2^2) \right], \quad 0 \leq \varphi_2 < 2\pi,$$

$\Delta\varphi$ – некоторое малое значение угла. При этом предполагается, что условия (11) одновременно выполняться не могут.

Расчет координат траектории виража

Определим длину дуги виража $L = r_0 |\varphi_s - \varphi_2| = r_0 |\Delta\Phi|$ и угловое перемещение $\Delta\phi = \frac{v_2 \Delta t}{r_0} \text{sng}(\Delta\Phi)$ летательного аппарата за время Δt , соответствующее интервалу дискретизации координат траектории во времени, v_2 – скорость летательного аппарата во время выполнения виража, $\Delta\Phi = \varphi_s - \varphi_2$. Из условия $\Delta L = v_2 \Delta t = r_0 |\Delta\phi|$ определим угловое перемещение $\Delta\phi$ летательного аппарата за время Δt : $\Delta\phi = \frac{v_2 \Delta t}{r_0} \text{sng}(\Delta\Phi)$. Вычислим число точек

$$\text{отсчета координат траектории на вираже } N_F = \frac{\Delta\Phi}{\Delta\phi} + 1.$$

При расчете координат следует учесть, что первая точка траектории виража совпадает с конечной точкой предшествующего виражу прямолинейного участка траектории. Последняя точка траектории виража (точка выхода из виража P_s^2 в СК $X^2 Y^2 Z^2$) является одновременно первой точкой следующего за виражом прямолинейного участка траектории.

Таким образом, в СК $X^2 Y^2 Z^2$ координаты точек траектории виража при его прохождении с постоянной скоростью v_2 и через временной интервал Δt можно представить в

$$\text{виде } F_i^2 = (x_{Fi}^2, y_{Fi}^2, z_{Fi}^2)^T, \quad i = 0, 1, \dots, N_F - 2, \quad \text{где } \begin{cases} x_{Fi}^2 = r_0 \cos[\varphi_2 + (i+1)\Delta\phi], \\ y_{Fi}^2 = r_0 \sin[\varphi_2 + (i+1)\Delta\phi], \quad i = 0, 1, \dots, N_F - 2. \\ z_{Fi}^2 = 0 \end{cases}$$

Пересчитаем полученное множество координат траектории виража в исходную систему координат XYZ . Воспользовавшись (6) и (9), получаем

$$\begin{pmatrix} P_i^2 \\ 1 \end{pmatrix} = T_{12}^S(R_0^1) \begin{pmatrix} P_i^1 \\ 1 \end{pmatrix} = T_{12}^S(R_0^1) M_1(P_2^0, \theta, \varphi) \begin{pmatrix} P_i \\ 1 \end{pmatrix} = M_2(R_0^1, P_2^0, \theta, \varphi) \begin{pmatrix} P_i \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$$\text{где } M_2(R_0^1, P_2^0, \theta, \varphi) = T_{12}^S(R_0^1) M_1(P_2^0, \theta, \varphi) = T_{12}^S(R_0^1) T^S(P_2^0) R_X^S(\theta) R_Z^S(\varphi).$$

$$\text{Из (12) находим, что } \begin{pmatrix} P_i \\ 1 \end{pmatrix} = M_2^{-1}(R_0^1, P_2^0, \theta, \varphi) \begin{pmatrix} P_i^2 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad \text{где [2]}$$

$$M_2^{-1}(R_0^1, P_2^0, \theta, \varphi) = [T_{12}^S(R_0^1) T^S(P_2^0) R_X^S(\theta) R_Z^S(\varphi)]^{-1} = R_Z^S(-\varphi) R_X^S(-\theta) T^S(-P_2^0) T_{12}^S(-R_0^1).$$

Представим все множество рассчитанных координат траектории виража в СК $X^2 Y^2 Z^2$ в виде матрицы $Q^2 = \begin{pmatrix} F_0^2 & F_1^2 & \dots & F_{N_F-2}^2 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{pmatrix}$.

Тогда в СК XYZ координаты траектории виража примут вид

$$Q = M_2^{-1}(R_0^1, P_2^0, \theta, \varphi)Q^2, \text{ где } Q = \begin{pmatrix} Q_0 & Q_1 & \dots & Q_{N_{F-2}} \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{pmatrix}, Q_i = (x_i, y_i, z_i)^T, i = 0, 2, \dots, N_{F-2}.$$

Вычисление координат прямолинейных участков траектории трудностей не вызывает и может быть выполнено непосредственно в СК *XYZ*. Но при этом должен быть задан закон движения летательного аппарата на этих участках.

Заключение

Разработан метод вычисления множества координат траектории виража летательного аппарата через заданные промежутки времени. Показано, что наиболее просто необходимые вычисления выполняются в специальной системе координат, положение которой в пространстве определяется тремя опорными точками траектории летательного аппарата. Приведены необходимые преобразования для перехода из исходной системы координат к расчетной и обратно.

ALGORITHM OF MODELING THE TRAJECTORY OF AN AERIAL OBJECT

A.A. DYATKO, S.M. KOSTROMITSKI, P.N. SHUMSKI

Abstract

The method of coordinates calculation of a flight trajectory of the aircraft, adjusted by the reference points and values of radiuses of circles on which the bend in case of change of a direction of the movement should carry out the aircraft is resulted. It is shown that it's easier to carry out necessary calculations in special system of the co-ordinates which position in space is defined by three reference points of a trajectory.

Список литературы

1. *Остославский И.В.* Динамика полета. М., 1969.
2. *Порев В.Н.* Компьютерная графика. СПб, 2002.

УДК 004.353.25-026.66:666.9

РАДИОЭКРАНИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНОВ НА ОСНОВЕ ВЛАГОСОДЕРЖАЩЕГО КЕРАМЗИТА

С.Э. САВАНОВИЧ, В.Б. СОКОЛОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 15 апреля 2014

Приведены результаты исследований влияния концентраций водных растворов хлорида натрия на радиоэкранирующие характеристики влагосодержащего керамзита в диапазоне частот 0,7...17 ГГц.

Ключевые слова: электромагнитное излучение, экран, керамзит, концентрация водного раствора, коэффициент отражения электромагнитного излучения, коэффициент передачи электромагнитного излучения.

Введение

В современном обществе наряду с интенсивно развивающейся техникой и внедрением информационных технологий практически во все сферы жизнедеятельности человека остро стоит вопрос снижения уровня электромагнитных излучений (ЭМИ) средств вычислительной техники (СВТ) для решения задач электромагнитной совместимости, защиты информации и биологических объектов. Одним из физически обоснованных и надежных способов защиты является экранирование, как отдельных СВТ, так и помещений в целом, где они размещены.

Для создания конструкций экранов ЭМИ широко применяются металлы и их сплавы, а также влагосодержащие материалы [1]. Наиболее перспективными для исследования представляются влагосодержащие материалы, характеризующиеся широким рабочим диапазоном частот и высокой эффективностью, однако такие конструкции обладают большим весом. Радиоэкранирующие свойства конструкций экранов ЭМИ на основе влагосодержащих материалов определяются конструктивным исполнением и влагосодержанием, примесями и их концентрациями в водном растворе, структурой и свойствами матрицы. Для минимизации массы конструкций экранов электромагнитного излучения перспективно использование пористых материалов, например керамзита, характеризующегося высокой удельной пористостью, что позволяет инкорпорировать в поры такого материала влагосодержащий наполнитель и управляемо изменять его коэффициенты отражения и передачи за счет варьирования влагосодержания такого материала и концентрации раствора.

Целью данной работы является исследование влияния концентраций водных растворов хлорида натрия (NaCl) на радиоэкранирующие свойства конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, в поры которого инкорпорирован водный раствор хлорида натрия с концентрацией соли 5, 10 и 20 % в диапазоне частот 0,7...17 ГГц.

Экспериментальная часть

Для исследования были изготовлены конструкции экранов ЭМИ в виде твердотельных модулей (размер 470×360 мм) с плоской формой поверхности, внутренний объем которых заполнялся керамзитом с размерами фракций 10...20 мм (толщина слоя керамзита составляла 30 мм).

Перед заполнением модулей керамзит пропитывался при температуре 18...20 °С в течение трех суток водой и водным раствором хлорида натрия с концентрациями соли 5, 10 и 20 %. Исследования проводились при полном насыщении заполнителя конструкции экрана водой и водным раствором хлорида натрия. Содержание воды и водного раствора NaCl в исследуемых конструкциях экрана ЭМИ оценивалось гравиметрически с использованием весов SC – 1213. Относительная погрешность измерений составляла ± 2 %. Влагосодержание керамзита, пропитанного водой, варьировалось в пределах 14...15 %, керамзита, пропитанного водными растворами NaCl с концентрациями соли 5, 10 и 20 % в пределах 21...22 %, 22...23 % и 24...25 % соответственно [2].

Для измерения коэффициентов передачи и отражения исследуемых конструкций экранов ЭМИ использовался панорамный измеритель коэффициентов передачи и отражения SNA 0,01–18 с рупорными антеннами П6–23 М, измерения выполнялись в диапазоне частот 0,7...17 ГГц [3].

Результаты и их обсуждение

На основе анализа полученных результатов установлено, что в диапазоне частот 0,7...3 ГГц значения коэффициента отражения для исследуемых конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор NaCl с концентрациями соли 5, 10 и 20 %, не имеют существенных отличий. Показано, что инкорпорирование в поры керамзита водного раствора NaCl с концентрациями соли 5, 10 и 20 % позволяет получить значения коэффициента отражения в пределах $-2...-17$ дБ, $-2...-16$ дБ, $-0,1...-15$ дБ соответственно, а инкорпорирование воды $-2...-25$ дБ (рис. 1).

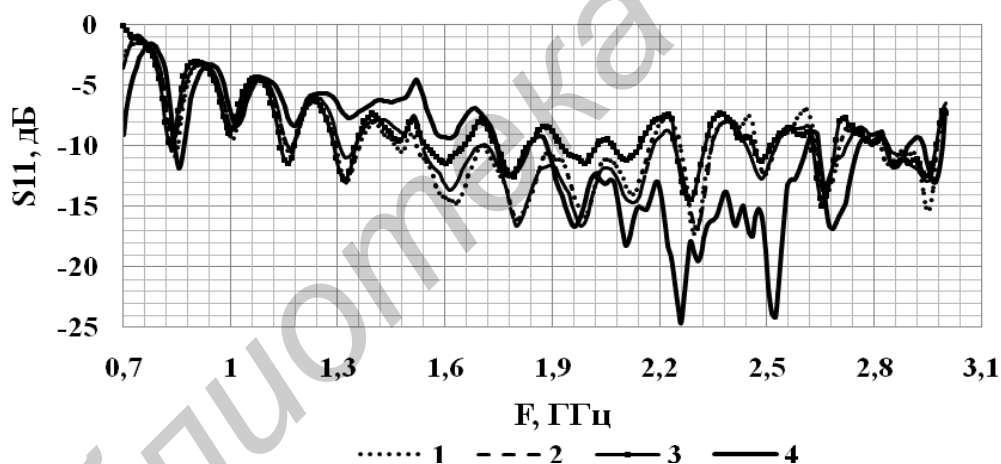


Рис. 1. Частотные зависимости коэффициента отражения в диапазоне частот 0,7 ... 3 ГГц конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия с концентрациями соли: 1 – 5 %; 2 – 10 %, 3 – 20 % и воду – 4

Установлено, что в диапазоне частот 3...17 ГГц для конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия, повышение концентрации соли в водном растворе позволяет увеличить значения коэффициента отражения. Показано, что при инкорпорировании в поры керамзита водного раствора NaCl с концентрациями соли 5, 10 и 20 % значения коэффициента отражения варьируются в пределах $-3...-20$ дБ, $-1...-16$ дБ, $-0,1...-13$ дБ соответственно, а при инкорпорировании воды в пределах $-3...-18$ дБ (рис. 2).

Показано, что инкорпорирование в поры керамзита водного раствора NaCl с концентрациями соли 5, 10 и 20 % позволяет получить значения коэффициента передачи в пределах $-6...-0,1$ дБ, $-10...-0,1$ дБ, $-4...-14$ дБ соответственно, а инкорпорирование воды в пределах $-2...-0,1$ дБ (рис. 3).

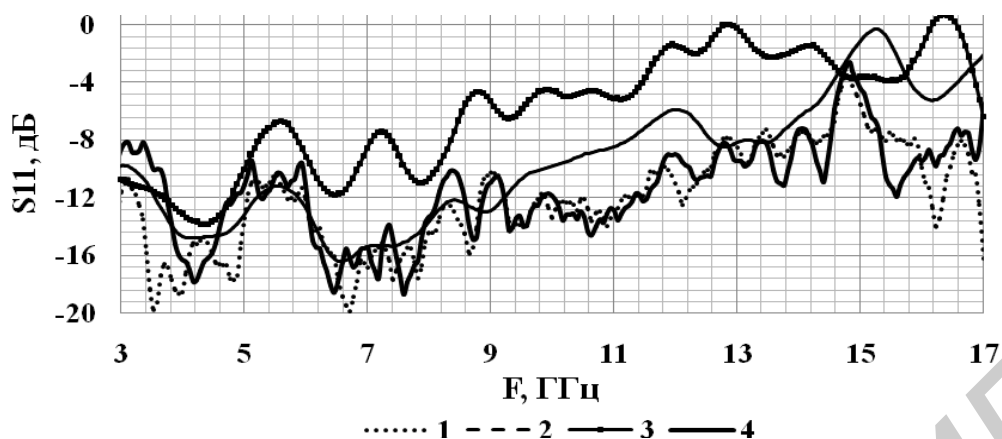


Рис. 2. Частотные зависимости коэффициента отражения в диапазоне частот 3...17 ГГц конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия с концентрациями соли: 1 – 5 %; 2 – 10 %, 3 – 20 % и воду – 4

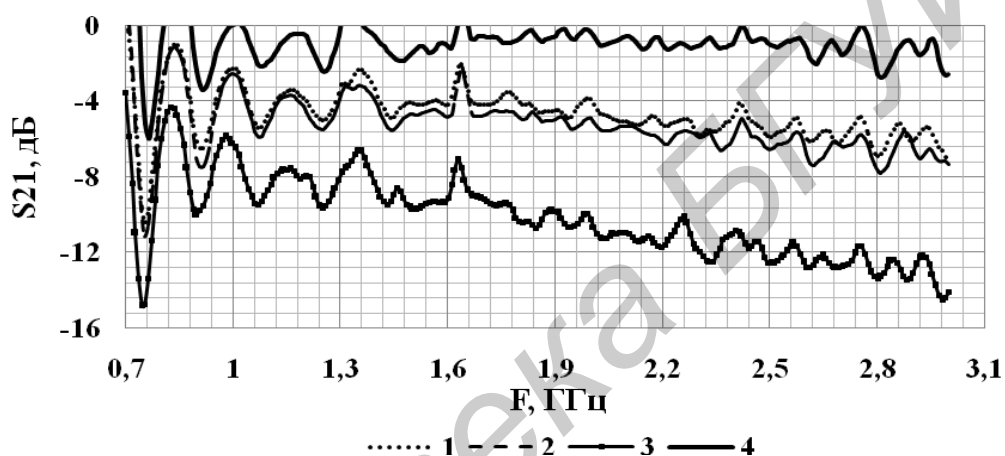


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента передачи в диапазоне частот 0,7 ... 3 ГГц конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия с концентрациями соли: 1 – 5 %; 2 – 10 %, 3 – 20 % и воду – 4

Показано, что в диапазоне частот 3 ... 17 ГГц для исследуемых конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор NaCl, значения коэффициента передачи с повышением концентрации соли в водном растворе снижаются, и при инкорпорировании в поры керамзита водного раствора NaCl с концентрациями соли 5, 10 и 20 % варьируются в пределах $-6...-28$ дБ, $-7...-28$ дБ, $-12...-28$ дБ, а при инкорпорировании воды в пределах $-1...-26$ дБ (рис. 4).

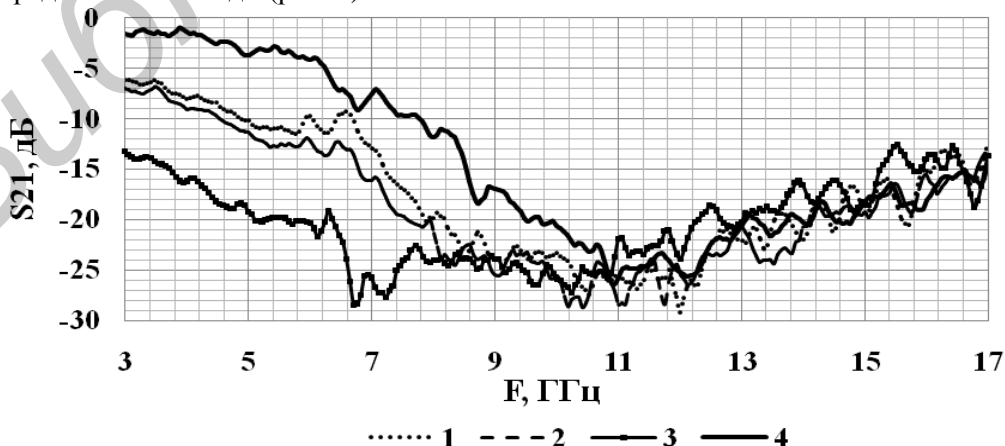


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициента передачи в диапазоне частот 3 ... 17 ГГц конструкций экрана ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия с концентрациями соли: 1 – 5 %; 2 – 10 %, 3 – 20 % и воду – 4

Установлено, что различие в значениях коэффициента передачи для конструкций экранов ЭМИ, содержащих 20%-й водный раствор хлорида натрия и воду в диапазоне частот 3...11 ГГц составляет 10 дБ. В диапазоне частот 11...17 ГГц значения коэффициента передачи для исследуемых конструкций экранов ЭМИ не имеют существенных отличий.

В случае размещения конструкций экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия, на металлической подложке, размер которой составляет 500 x 500 мм при толщине 2 мм, значения коэффициента отражения в диапазоне частот 3...17 ГГц при инкорпорировании в поры керамзита водного раствора хлорида натрия с концентрациями соли 5, 10 и 20 % варьируются в пределах – 1...–28 дБ, 0,1...–24 дБ, –1...–17 дБ соответственно, а при инкорпорировании воды в пределах – 0,1...– 18 дБ.

По результатам исследований установлено, что эффективное снижение уровней электромагнитного излучения в диапазоне частот 0,7...17 ГГц обеспечивает конструкция экрана ЭМИ, заполненная керамзитом, содержащим водный раствор хлорида натрия с 20 % концентрацией соли: наименьшее значение коэффициента отражения составляет –15 дБ, наименьшее значение коэффициента передачи составляет –28 дБ (рис. 1–4).

Заключение

Установлено, что в конструкциях экранов ЭМИ, выполненных на основе керамзита с размерами фракций 10 – 20 мм, содержащего водный раствор NaCl, увеличение концентрации соли в водном растворе позволяет обеспечить высокую эффективность ослабления ЭМИ в СВЧ диапазоне, применение таких конструкций экранов ЭМИ перспективно для подавления нежелательных электромагнитных излучений средств обработки информации.

Показано, что в конструкциях экранов электромагнитного излучения, выполненных на основе керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия, оптимальной концентрацией соли в водном растворе, с точки зрения экранирования ЭМИ, является 20%-я концентрация, обеспечивающая снижение коэффициента отражения до –15 дБ, коэффициента передачи до –28 дБ, что обусловлено увеличением проводимости водных растворов электролитов.

Применение в конструкциях экранов ЭМИ керамзита с размерами фракций 10–20 мм, содержащего воду, позволяет обеспечить массу конструкции в пределах 3,3...3,4 кг, применение керамзита, содержащего водный раствор хлорида натрия с концентрациями соли 5, 10 и 20 % обеспечивает массу конструкции в пределах 3,5...3,6 кг [4].

RADIOSHIELDING PROPERTIES OF THE ELECTROMAGNETIC SHIELD BASED ON MOISTURE CONTAINING EXPANDED CLAY

S.E. SAVANOVICH, V.B. SOKOLOV

Abstract

Results on the effect of concentrations of aqueous solutions of sodium chloride on the radio shielding characteristics moisture containing expanded clay in the frequency range 0.7...17 GHz are investigated.

Список литературы

1. *Лыньков Л.М., Богуш А., Борботько Т.В. и др. // Докл. БГУИР. 2004. №3 (7). С. 152–157.*
2. *Лыньков Л.М., Борботько Т.В., Н.В. Колбун и др. // Матер. II Белор.-росс. научн.-техн. конф. «Технические средства защиты информации». Нарочь, 17–21 мая 2004. С. 48–50.*
3. *Неамах М.Р. Бойправ О.В., Борботько Т.В. и др. Радиоэкранирующие модульные конструкции на основе порошкообразных материалов. Минск, 2013.*
4. *Борботько Т.В., Терех И.С. Власова Г.А. и др. // Матер. II Белорусско-российской научн.-техн. конф. «Технические средства защиты информации». Нарочь, 17–21 мая 2004. С. 47.*

УДК 629.7+531.383

ОЦЕНКА НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА В УСЛОВИЯХ МНОГОРЕЖИМНОСТИ

А.С. БЕНКАФО, А.А. ЛОБАТЫЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 12 марта 2014

На основе теории систем случайной структуры рассматривается задача комплексирования инерциальной навигационной системы и спутниковой навигационной системы с идентификацией режимов работы и оптимальной оценкой выходных сигналов измерителей.

Ключевые слова: навигационная система, режим, фильтр, идентификация.

Постановка задачи

Все более широкое распространение получают компактные навигационные системы, предназначенные для определения относительного положения объекта в пространстве и его ориентации. Такие системы называются комплексами ориентации и навигации (КОН) и устанавливаются на подвижных объектах (ПО), к которым относят летательные аппараты, корабли, автомобили и т.п.

Основой КОН являются высокоточные инерциальные навигационные системы (ИНС), обычно бесплатформенного типа (БИНС) и спутниковые навигационные системы (СНС). При этом БИНС и СНС работают одновременно, дополняя друг друга. Принцип работы БИНС основан на вычислении линейного и углового положения объекта путем интегрирования преобразованных в нужную систему координат линейных и угловых ускорений ПО, которые измеряются установленными на борту ПО акселерометрами и гироскопами.

В основе работы СНС лежит использование информации, полученной от специальных навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ), составляющих одну из глобальных навигационных систем. В настоящее время такие системы в различной степени развития имеют США, Россия, Европейский союз, Китай. Наиболее совершенными из них являются американская система GPS (Global Positioning System) и российская ГЛОНАСС (Глобальная навигационная спутниковая система).

Принципы функционирования систем GPS и ГЛОНАСС схожи. Эти системы являются среднеорбитальными дальномерно-доплеровскими системами пассивного типа. Пассивный способ организации системы, когда пользователи не посылают сигналов на наблюдаемые спутники, позволяет обслуживать неограниченное число потребителей навигационной информации. Вычисление координат в такой системе осуществляется на основе измеренных дальностей до спутников и радиальных скоростей по измерениям доплеровских сдвигов несущих частот, которые используются для вычисления как скоростей, так и координат потребителей. Заметим, что существующий уровень развития СНС не позволяет использовать их как отдельное (единственное) средство навигации применительно к получившим широкое распространение беспилотным летательным аппаратам (БЛА) [1].

При полной автономности и не подверженности внешним помехам основным недостатком ИНС является неограниченный во времени рост ошибок навигационных параметров. В противоположность ИНС ошибки СНС не имеют тенденции к росту, но в то же время СНС (GPS и ГЛОНАСС) подвержены помехам и нестабильностью работы,

обусловленными ошибками средств наземного комплекса навигации, влиянием атмосферы на прохождение радиосигналов, неточностью задания начальных условий движения НИСЗ. Кроме того, надежность СНС определяется штатной работой спутников, которая характеризуется принимаемыми с НИСЗ параметрами, от которых зависит исправность его отдельных подсистем. Так как такая информация закладывается на НИСЗ с наземных пунктов не чаще одного раза в 12 часов, то необходимо получать оперативную информацию о состоянии НИСЗ, что, как правило, проблематично [2].

В этих условиях представляется целесообразным иметь алгоритмы, позволяющие обеспечить работу системы управления ПО в нештатных режимах при нестабильной работе СНС. Следовательно, для обеспечения требуемой эффективности применения ПО необходимо комплексирование ИНС и СНС.

Принципы комплексирования ИНС и СНС

ИНС и СНС хорошо дополняют друг друга благодаря различной природе и различным принципам формирования навигационного алгоритмического обеспечения. Их совместное использование позволяет, с одной стороны, ограничить рост погрешностей ИНС и, с другой стороны, снизить шумовую составляющую ошибок СНС, повысить темп выдачи информации бортовым потребителям ПО, существенно поднять уровень помехозащищенности.

Существуют различные схемы комплексирования ИНС и СНС: отдельная, слабосвязанная, жестко связанная, глубоко интегрированная [1, 2]. В отдельной схеме комплексирования ИНС и СНС работают независимо друг от друга. При этом по данным СНС периодически проводится перезапуск алгоритма ИНС с новыми начальными условиями по координатам и скорости, данные от которых поступают от СНС. Все остальные схемы комплексирования основаны на использовании так называемого интегрального фильтра Калмана, который получает информацию о координатах и скорости от ИНС и СНС, вычисляет их оценки (производит фильтрацию сигналов), компенсируя при этом ошибки как ИНС, так и СНС [3]. Обобщенная схема комплексирования ИНС и СНС представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема комплексирования ИНС и СНС

Изменение режимов работы системы ИНС-СНС (переключение) происходит в случайные моменты времени. В то же время каждый из возможных режимов (выход из строя НИСЗ или шумовая помеха) может быть априорно описан соответствующей математической моделью. В таком случае обработка принятых сигналов и извлечение из них полезной информации должна производиться с учетом статистических характеристик самих сигналов, сопровождающих их помех и законов подключения каналов к источникам информации. Необходимо иметь алгоритмы оптимальной обработки, обеспечивающие реализацию потенциальных возможностей выделения полезной информации, решая связанные между собой две задачи: определять режим работы системы и выделять полезную информацию. Следовательно, в системе комплексирования ИНС-СНС необходимо кроме фильтра, выделяющего полезную информацию из всей совокупности входных сигналов, иметь идентификатор, с помощью которого определяется тип (номер) режима, в котором работает

система. Так как структура и параметры фильтра существенно зависят от режима работы системы, то работой фильтра должен управлять идентификатор. В то же время идентификатор должен использовать информацию с выхода фильтра, так как его работа (идентификация режима) основана на различии в характере выделяемой информации.

На рис. 2 представлена схема математической модели последовательного изменения режимов ИНС-СНС.

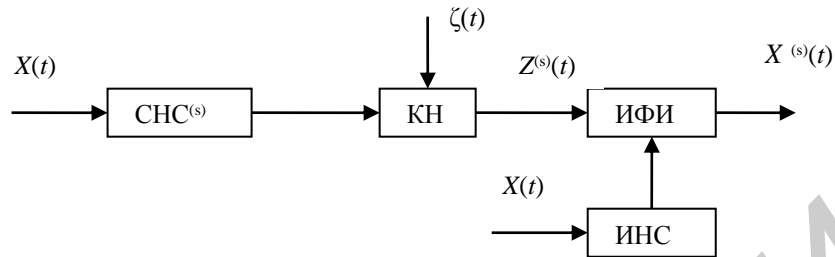


Рис. 2. Схема изменения режимов ИНС-СНС

На рис. 2 обозначено: КН – канал наблюдения, ИФИ – интегральный фильтр-идентификатор, $\zeta(t)$ – шумы наземных систем СНС, s – номер режима работы системы.

Каждый из s -х режимов работы системы ИНС-СНС характеризуется совокупностью процессов, составляющих вектор входной информации $X^{(s)}(t)$. При этом режимы работы системы могут изменяться последовательно случайным образом. На вход фильтра поступает информация с канала наблюдения. Если принять канал наблюдения нелинейным, безынерционным, то уравнение для наблюдаемого процесса имеет вид

$$Z^{(s)}(t) = C^{(s)}(X^{(s)}, t) + \zeta(t), \quad (s = \overline{1, ns}), \quad (1)$$

где $Z^{(s)}(t)$ – m -мерный вектор, $C^{(s)}(X^{(s)}, t)$ – нелинейная векторная функция, $\zeta(t)$ – m -мерный белый гауссовый шум с матрицей интенсивностей $Q(t)$. При небелом шуме $\zeta(t)$ или инерционном измерителе модель измерителя сводится к виду (1) путем расширения вектора состояния. Считая измеритель линейным, выражение (1) имеет вид

$$Z^{(s)}(t) = C^{(s)} X^{(s)}(t) + \zeta(t), \quad (s = \overline{1, ns}). \quad (2)$$

В этом случае $C^{(s)}$ – матрица коэффициентов. В общем случае с учетом того, что случайные помехи и неопределенности ИНС могут описываться с помощью формирующих фильтров, представляющих собой результат пропускания белого шума через соответствующее динамическое звено, эволюция вектора навигационных параметров $X(t)$ на выходе ИНС характеризуется нелинейным стохастическим векторно-матричным уравнением вида

$$\dot{X}(t) = D(t)\varphi(X, t) + W(X, t)U(t) + H(X, t)\xi(t), \quad X(t_0) = X_0, \quad (3)$$

где $X(t)$ – n -мерный случайный вектор (матрица-столбец); $D(t)$ – матрица порядка $n \times n$ детерминированных параметров с компонентами d_{kr} ; $\varphi(x, t)$ – векторная; $W(x, t)$, $H(x, t)$ – матричные нелинейные функции; $U(t)$ – r -мерная ($r \leq n$) векторная функция управления; $\xi(t)$ – n -мерный вектор центрированного гауссова белого шума с положительно-определенной матрицей интенсивностей $G(t)$ и матрицей корреляционных функций $K_\xi(t, t') = G(t)\delta(t - t')$, $\delta(\dots)$ – дельта-функция Дирака.

При измерении режима (структуры) может изменяться порядок уравнений системы (3), следовательно, и порядок вектора $X^{(s)}(t)$. Целесообразно полагать порядок вектора $X^{(s)}(t)$ равным максимальному значению n .

Таким образом, имеем задачу оценки (фильтрации) процесса $X(t)$ при наблюдении (измерении) вектора $Z^{(s)}(t)$, описываемого уравнением (1) или (2). Индекс s дискретно изменяется во времени и представляет собой реализацию дискретной случайной последовательности $S(t)$, которая указывает номер режима, может зависеть от номера вектора

$X^{(s)}(t)$ и характеризоваться функциями поглощения $v_{sr}(x,t)$ и восстановления $u_{rs}(x,t)$ реализаций процесса $X^{(s)}(t)$. В начальный момент $t = t_0$ известны (заданы) законы распределения $X^{(s)}(t_0)$ и $S(t_0)$.

Полной вероятностной характеристикой вектора $[X(t), S(t)]^T$ в момент времени t при наличии измерений вектора $Z^{(s)}(t)$ в интервале $[t_0, t]$ является апостериорная функция плотности вероятности $\hat{f}^{(s)}(x,t)$, для которой справедливо обобщенное (для систем случайной структуры) уравнение Стратоновича [4]

$$\frac{\partial \hat{f}^{(s)}(x,t)}{\partial t} = -\text{div} \hat{\pi}^{(s)}(x,t) - \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{ns} [\hat{v}_{sr}(x,t) - u_{rs}(x,t)] - \\ - \frac{1}{2} \left[\rho(x,z,t) - \sum_{k=1}^{ns} \int_{-\infty}^{\infty} \rho(x,z,t) \hat{f}^{(k)}(x,t) dx \right] \cdot \hat{f}^{(s)}(x,t) \quad (4)$$

при начальных условиях $\hat{f}^{(s)}(x,t_0) = f(x,t_0)$; $\hat{\pi}^{(s)}(x,t)$ – вектор апостериорной плотности потока вероятности s -й структуры с компонентами по фазовым координатам, вычисляемым по формуле

$$\hat{\pi}_k^{(s)}(x,t) = A_k^{(s)} x(t) \hat{f}_k^{(s)}(x,t) - \frac{1}{2} \sum_{v=1}^{ns} B_{kv}^{(s)}(x,t) \hat{f}_k^{(s)}(x,t), \quad (k = \overline{1, ns}),$$

где $A_k^{(s)}$ и $B_{kv}^{(s)}$ – компоненты вектора сноса и матрицы диффузии; $\rho(x,z,t)$ – функция невязки, которая при допущении о нормальности процесса $\zeta(t)$ в общем случае определяется выражением [4]

$$\rho(x,z,t) = \sum_{p,v=1}^m \rho_{pv}(x,z,t), \quad \rho_{pv}(x,z,t) = \frac{\bar{Q}_{p,v}(t)}{|Q(t)|} [z_p - C_p(t)x][z_p - C_p(t)x], \quad \text{где } \bar{Q}_{p,v}(t) -$$

алгебраическое дополнение элемента $Q_{pv}(t)$ в определителе $|Q(t)|$ матрицы $Q(t)$ белых шумов $\zeta(t)$ измерителя.

В выражении (4) v_{sr} – оценка интенсивности перехода реализаций процесса $X(t)$ из области s в область r (интенсивность поглощения реализаций структуры s), $u_{rs}(x,t)$ – оценка интенсивности возврата реализаций процесса $X(t)$ из области r в область s (интенсивность восстановления реализаций структуры s). Проинтегрировав уравнение (4) по x в бесконечных пределах, получается дифференциальное уравнение для апостериорной вероятности состояния $P_s(s = \overline{1, ns})$ (s -го режима).

При гауссовой аппроксимации функции $\hat{f}^{(s)}(x,t)$ векторно-матричное уравнение для апостериорных математических ожиданий $\hat{X}^{(s)}(t)$ (оценок вектора $X(t)$) и апостериорных корреляционных моментов $\hat{R}^{(s)}(t)$ получаются в соответствии с известными положениями теории вероятностей умножением уравнения (4) соответственно на $X^{(s)}(t)$ или $(X^{(s)}(t) - \hat{X}^{(s)}(t))^2$ и интегрированием в бесконечных пределах [4].

Алгоритм оптимальной фильтрации и идентификации

На практике основные измерения и обработка информации в системе ИНС-СНС производятся в дискретной форме. Следовательно, математические модели процесса $X_k = X(t_k)$ и измерителя $Z_k = Z(t_k)$ при этом имеют вид разностных уравнений. Пусть функционирование стохастической системы ИНС-СНС описывается векторно-матричным уравнением вида

$$X_k = A_{k-1,k} X_{k-1} + L_{k-1,k} U_{k-1} + H_{k-1,k} \xi_{k-1}, \quad (5)$$

где X_k – n -мерный вектор состояния системы на k -м шаге; $A_{k-1,k}$, $L_{k-1,k}$, $H_{k-1,k}$ – матрицы перехода размерности $n \times n$; U_{k-1} – n -мерный вектор управления на $(k-1)$ -м шаге; ζ_{k-1} – вектор дискретного гауссова белого шума интенсивности G_ξ .

Измерения также производятся в дискретные моменты времени, а работа измерителя описывается уравнением:

$$Z_k^{(s)} = C_k^{(s)} X_k + K_k^{(s)} U_k + \zeta_k, \quad (6)$$

где $Z_k^{(s)}$ – m -мерный вектор измерений на k -м шаге; $C_k^{(l)}$, $K_k^{(l)}$ – матрицы коэффициентов на k -м шаге; ζ_k – дискретный белый шум измерений интенсивности G_ξ , $s = \overline{1, ns}$ – номер режима (структуры) системы, ns – число возможных структур системы.

Алгоритм оценивания фазовых координат (вектора X_k) для линейных моделей (5)–(6) процесса и измерителя s -го режима представляет собой известные выражения для фильтра Калмана [2, 5]:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{X}_k^{(s)} &= A_{k-1,k}^{(s)} X_{k-1}^{(s)} + L_{k-1,k}^{(s)} U_{k-1}, \\ \hat{X}_k^{(s)} &= \tilde{X}_k^{(s)} + B_k^{(s)} [Z_k - C_k^{(s)} \tilde{X}_k^{(s)} - K_k^{(s)} U_k], \\ B_k^{(s)} &= \tilde{R}_k^{(s)} C_k^{(s)T} [C_k^{(s)} \tilde{R}_k^{(s)} C_k^{(s)T} + Q_k]^{-1}, \\ \tilde{R}_k^{(s)} &= A_{k-1,k}^{(s)} R_{k-1}^{(s)} A_{k-1,k}^{(s)T} + H_{k-1,k}^{(s)} G_k^{(s)} H_{k-1,k}^{(s)T}, \\ R_k^{(s)} &= (E - B_k^{(s)} C_k^{(s)}) \tilde{R}_{k-1}^{(s)}, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $\tilde{X}_k^{(s)}$, $\hat{X}_k^{(s)}$ – априорная и апостериорная оценки вектора состояния на k -м шаге; $\tilde{R}_k^{(s)}$, $R_k^{(s)}$ – априорная и апостериорная ковариационные матрицы ошибок оценивания; E – единичная матрица.

Для определения вероятности s -го режима в дискретной задаче удобно использовать байесовский алгоритм определения апостериорной вероятности состояния системы [5] при допущении о том, что на интервале дискретизации смена режима практически невозможна (маловероятна) и априорная вероятность на k -м шаге равна апостериорной вероятности на предыдущем шаге.

$$\hat{P}_k^{(s)} = \frac{\tilde{P}_k^{(s)} |\tilde{D}_k^{(s)}|^{-\frac{1}{2}} \exp[-\tilde{h}^{(s)}(Z_k, \tilde{X}_k^{(s)}, \tilde{R}_k^{(s)})]}{\sum_{i=1}^{nl-1} P_k^{(i)} |\tilde{D}_k^{(i)}|^{-\frac{1}{2}} \exp[-\tilde{h}^{(i)}(Z_k, \tilde{X}_k^{(i)}, R_k^{(i)})]}, \quad (8)$$

где $\tilde{P}_k^{(s)} = \hat{P}_{k-1}^{(s)}$,

$$\tilde{D}_k^{(s)} = C_k^{(s)} \tilde{R}_k^{(s)} C_k^{(s)T} + Q_k^{(s)},$$

$$\tilde{h}^{(s)}(Z_k, \tilde{X}_k^{(s)}, \tilde{R}_k^{(s)}) = \frac{1}{2} (Z_k - C_k^{(s)} \tilde{X}_k^{(s)} - K_k^{(s)} U_k)^T (\tilde{D}_k^{(s)})^{-1} (Z_k - C_k^{(s)} \tilde{X}_k^{(s)} - K_k^{(s)} U_k).$$

$\tilde{P}_k^{(s)}$ и $\hat{P}_{k-1}^{(s)}$ – априорная и апостериорная вероятности s -го режима на k -м шаге. Вероятность s -го режима определяется из условия нормировки

$$\hat{P}^{(s)} = 1 - \sum_{l=1}^{nl-1} \hat{P}^{(l)}. \quad (9)$$

Таким образом, согласно критерию Байеса проверяемая система имеет режим K , чья апостериорная вероятность превышает апостериорные вероятности остальных режимов: $\hat{s} = K$ при $\hat{P}^{(k)} = \max\{P_1, \dots, P_{ns}\}$, $s, \hat{s} = \overline{1, ns}$.

Решая совместно уравнения (7)–(9), можно определить, в каком режиме находится система и оценить вектор ее фазовых координат (провести фильтрацию сигналов, необходимых для определения навигационных параметров объекта).

Пример

Пусть вычисление с помощью ИНС одной из координат ПО описывается выражением (5), а ее измерение посредством СНС описывается выражением (6). При этом возможны два режима работы СНС, смена которых происходит для ПО случайным образом. В первом режиме ($s=1$) параметры системы (5), (6) следующие: $A^{(1)} = -0,01$, $L^{(1)} = -5$, $U^{(1)} = 1$, $G^{(1)} = 1,5$, $C^{(1)} = 1$, $H^{(1)} = 1$, $Q^{(1)} = 0,4$. Во втором режиме ($s = 2$): $A^{(2)} = 0,02$, $L^{(2)} = -3$, $U^{(2)} = 1$, $G^{(2)} = 1,5$, $C^{(2)} = 1$, $H^{(2)} = 1$, $Q^{(2)} = 0,9$.

На рис. 3 представлены графики изменения сигналов на выходе СНС для первого режима $Z_k^{(1)} = z1_k$ и для второго режима $Z_k^{(2)} = z2_k$ системы ИНС-СНС. Моделирование производилось в среде Mathcad.

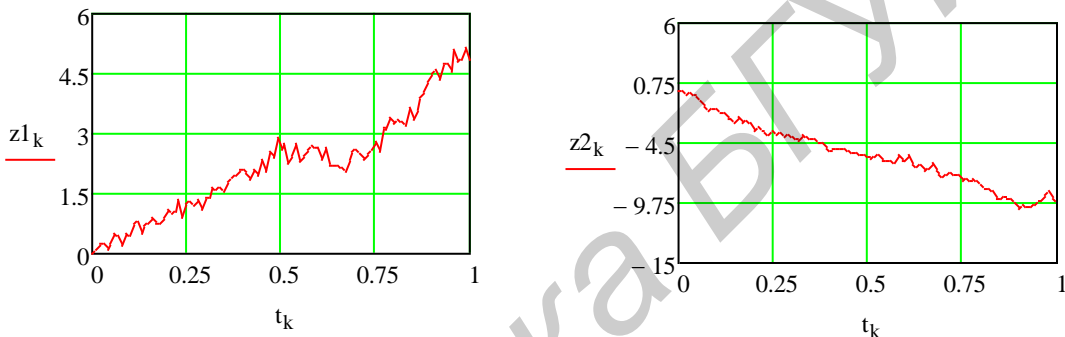


Рис. 3. Процессы $Z_k^{(1)}$ и $Z_k^{(2)}$ на выходе СНС

На рис. 4 приведены временные зависимости апостериорных вероятностей каждого из возможных режимов системы $\hat{P}^{(1)} = P1_k$ и $\hat{P}^{(2)} = P2_k$. В алгоритме распознавания априорные вероятности структур задавались равными $P_1 = P_2 = 0,5$.

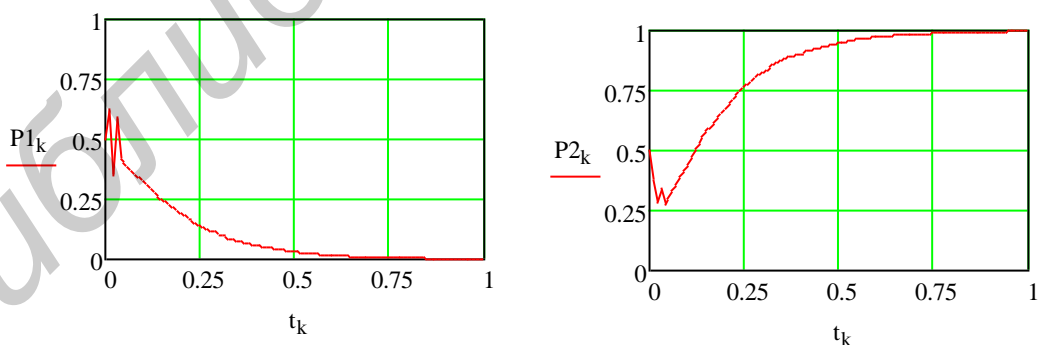


Рис. 4. Вероятности возможных режимов системы ИНС-СНС

Выводы

Анализ результатов моделирования показал, что предлагаемые алгоритмы фильтрации и идентификации режимов позволяют с высокой степенью достоверности определить режим (структуру), в котором находится система ИНС-СНС. Время, необходимое для оценки структуры системы в данном примере составило менее одной секунды. При этом количество режимов, идентифицируемых с помощью рассматриваемого алгоритма, практически не

ограничено и зависит от адекватности математических моделей системы, находящейся в том или ином режиме работы.

Применение в комплексе ориентации и навигации подвижного объекта алгоритмов идентификации режима в дополнение к калмановским алгоритмам фильтрации ошибок ИНС и СНС позволяет повысить устойчивость КОИ к внезапным изменениям режимов работы, что повысит эффективность применения ПО, к которым относят все более широко применяемые дорогостоящие беспилотные авиационные комплексы.

EVALUATION OF MOVING OBJECTS' NAVIGATION PARAMETERS UNDER MULTIMODE

A.S. BENKAFO, A.A. LOBATY

Abstract

On the basis of the theory of systems of random structure, the problem of interconnecting the inertial navigation system and satellite navigation system with identification modes and optimal estimator outputs meters is investigated.

Список литературы

1. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / Под ред. М.Н. Красильщикова и Г.Г. Серебрякова. М., 2005.
2. Ориентация и навигация подвижных объектов: современные информационные технологии / Под ред. Б.С. Алешина, К.К. Веремеенко, А.И. Черноморского. М., 2006.
3. *Бенкафо А.С., Лобатый А.А.* // Докл. БГУИР. 2013. № 5 (75). С. 67–71.
4. *Казаков И.Е., Артемьев В.М.* Оптимизация динамических систем случайной структуры. М., 1980.
5. *Бухалев В.А.* Распознавание, оценивание, и управление в системах со случайной скачкообразной структурой. М., 1996.

УДК 519.876

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ УЩЕРБОВ В ЗАДАЧАХ КОЛИЧЕСТВЕННОГО АНАЛИЗА ЖИВУЧЕСТИ КРИТИЧЕСКИ ВАЖНЫХ ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ

Н.М. БОБОВИЧ, В.В. МАЛИКОВ

*Академия Министерства внутренних дел Республики Беларусь,
пр. Машерова, 6, Минск, 220005, Беларусь*

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 6 декабря 2013

Рассмотрены методы количественного анализа живучести критически важных объектов информатизации, базирующиеся на оценке ущербов при воздействии дестабилизирующих факторов. Показана взаимосвязь материального, функционального и структурного ущербов. Предложено осуществлять оценку функционального ущерба КВОИ на основе метода анализа случайных структур (систем) по производительности.

Ключевые слова: критически важный объект информатизации, живучесть, ущерб, производительность, структура, оператор сопряжения, однородная структура с заменяемостью.

Введение

Критически важные объекты информатизации (КВОИ) представляют собой сложные системы, которые осуществляют (обеспечивают) выполнение ответственных функций, нарушение (прекращение) выполнения которых может привести к значительным негативным последствиям для национальной безопасности в политической, экономической, социальной, информационной, экологической, иных сферах [1, 2].

Отнесение объекта информатизации к КВОИ осуществляется на основании критерия важности объекта информатизации, который выполняет функции информационной системы или обеспечивает предоставление значительного объема информационных услуг, в случае если последствия от нарушения (прекращения) функционирования объекта информатизации соответствуют показателям уровня ущерба в политической, экономической, социальной, информационной, иных сферах в соответствии с перечнем [3].

Постановка задачи

Основным штатным режимом функционирования КВОИ является выполнение функций в условиях воздействия внутренних и внешних дестабилизирующих факторов (структурных и параметрических воздействий), к которым относятся: сбои, отказы, ошибки в программном обеспечении, заклинивания, зависания, конфликты, тупиковые ситуации, вирусы, атаки хакеров, «спам», нарушения в работе механизмов синхронизации, архитектурное несовершенство, аварийные отключения электропитания, электромагнитные наводки техногенного и природного характера, «человеческий фактор» и др.).

Способность критически важных объектов информатизации (КВОИ) выполнять возлагаемые на них задачи в условиях целенаправленных и нецеленаправленных дестабилизирующих воздействий определяется их живучестью.

Основой исследования живучести сложных систем является прогноз их возможных состояний при дестабилизирующих воздействиях и анализ возможных путей управления факторами, формирующими эти состояния. Для оценки возможных состояний сложных функционирующих систем чаще всего используются две взаимосвязанные характеристики: материальный и функциональный ущерб.

Материальный ущерб характеризует потери структурных элементов КВОИ (люди, технические и программные средства) и является случайной величиной. Под функциональным ущербом будем понимать величину снижения способности к функционированию отдельных элементов, подсистем и КВОИ в целом. Функциональный ущерб определяется двумя факторами: взаимосвязью между элементами системы, т.е. ее структурой, и распределением потерь между структурными элементами. Поскольку потери элементов есть величина случайная, то и зависящий от этих потерь функциональный ущерб также является случайной величиной. Следовательно, характеристиками функционального ущерба, как и в случае материальных потерь (материального ущерба), являются функции распределения и числовые характеристики величины снижения максимальной производительности КВОИ.

Разница между относительной величиной материального ущерба и относительной величиной функционального ущерба обусловлена функциональной структурой КВОИ и выходом из строя его элементов при наличии потерь. Эта разница называется структурным ущербом. Оценка материального ущерба КВОИ при случайном выходе из строя его составных элементов может быть осуществлена методами классической теории вероятностей. Ниже рассматривается один из возможных подходов к оценке возможных ущербов КВОИ для количественного анализа его живучести, основанный на использовании методов и моделей теории вероятностей.

Результаты и обсуждение

В результате воздействия дестабилизирующих факторов элементы КВОИ могут оказаться в любом из k расчетных фиксированных состояний. Вероятности состояний, которые характеризуют исправное (работоспособное) состояние и уровень ущерба по принятым показателям [3] определяются по следующим формулам:

$p_3 = P_3 - P_4$ – катастрофический уровень ущерба (гибель людей или многочисленные повреждения с угрозой для жизни; срыв основных процессов, срыв задач управления – прекращение функционирования объекта);

$p_2 = P_2 - P_3$ – высокий уровень ущерба (повреждения с угрозой для жизни, вызывающие необходимость госпитализации; ухудшение управляемости объекта, снижение качества обслуживания, не совместимое с установленными требованиями качества);

$p_1 = P_1 - P_2$ – умеренный уровень ущерба (серьезные повреждения, требующие госпитализации или многократного обращения за медицинской помощью; снижение эффективности выполнения процессов, функций, задач; невыполнение одной или нескольких функций);

$p_0 = 1 - P_1$ – исправное (работоспособное) состояние.

Полагая $p_0 \equiv 1$ и $p_4 \equiv 0$, вероятности состояний могут быть записаны в обобщенном виде через индекс принятого показателя ущерба:

$$p_k = P_k - P_{k+1} \quad (k = 0, 1, 2, 3). \quad (1)$$

Для вычисления средних статистических потерь групповых однородных элементов воспользуемся двумя важными следствиями из теоремы о числовых характеристиках.

Если для n объектов известны их вероятности выхода из строя p_1, p_2, \dots, p_n , то средняя статистическая величина потерь определяется суммированием вероятностей выхода из строя:

$$M[N] = p_1 + p_2 + \dots + p_n = \sum_{j=1}^n p_j, \quad (2)$$

где N – число элементов в группе ($J = \overline{1, N}$).

Формула для случая, когда элементы группы находятся в одинаковых условиях, т.е. вероятности выхода из строя одинаковы $p_1 = p_2 = \dots = p_n = p$, преобразуется в произведение:
 $M[N] = Np$

Дисперсия величины потерь определяется по формуле:

$$D[N] = \sum_{j=1}^N p_j (1 - p_j) + 2 \sum_{j < i} (p_{ji} - p_i p_j), \quad (3)$$

где p_{ji} – вероятность совместного выхода из строя двух элементов.

При вычислении средних статистических потерь неоднородных групповых элементов необходимо вычислить потери отдельно по каждой входящей в них однородной группе:

$$M[N_1] = \sum_{j=1}^{N_1} p_{1j},$$

$$M[N_2] = \sum_{j=1}^{N_2} p_{2j},$$

...

$$M[N_m] = \sum_{j=1}^{N_m} p_{mj},$$

где p_{ij} ($i = \overline{1, m}$) – вероятность выхода из строя j -того элемента i -той группы.

Структура потерь элементов по показателю полученного ущерба определяется через вероятности состояний:

$$M[n_k] = \sum_{j=1}^N p_{kj} \quad (k = 0, 1, 2, 3), \quad (4)$$

где n_k – ущерб с заданной индексом k степенью тяжести.

Следует отметить, что расчет потерь по указанным формулам дает среднюю статистическую оценку, которая не обязательно будет целой величиной. В связи с этим не рекомендуется отбрасывать дробные части в результатах расчета, т.к. при расчетах по большому числу элементов ошибка будет накапливаться.

По результатам расчетов вероятностей состояний отдельных элементов может быть образована матрица, характеризующая состояние КВОИ в целом. В случае, когда элементы групп однотипных элементов находятся в одинаковых условиях размещения, матрица состояния КВОИ из m групп имеет вид:

$$S = \begin{bmatrix} p_0^{(1)} & p_1^{(1)} & \dots & p_k^{(1)} \\ p_0^{(2)} & p_1^{(2)} & \dots & p_k^{(2)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_0^{(m)} & p_1^{(m)} & \dots & p_k^{(m)} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $p_k^{(m)}$ – вероятность k -того состояния m -той группы однотипных элементов; $\sum_{k=0}^3 p_k^{(m)} = 1$.

Если элементы группы однотипных элементов находятся в различных (неодинаковых) условиях, то из вероятностей состояний элементов этой группы составляется отдельная матрица:

$$S^{(i)} = \begin{bmatrix} p_{10}^{(i)} & p_{11}^{(i)} & \dots & p_{1k}^{(i)} \\ p_{20}^{(i)} & p_{21}^{(i)} & \dots & p_{2k}^{(i)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{r0}^{(i)} & p_{r1}^{(i)} & \dots & p_{rk}^{(i)} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где r – индекс, характеризующий условия размещения, $p_{rk}^{(i)}$ – вероятность того, что N_r^i элементов i -й группы окажутся в состоянии k ($N^{(i)} = \sum_{k=0}^4 \sum_{r=1}^R N_{rk}^{(i)}$ – общее число элементов в i -й группе).

Потери или материальный ущерб по аналогии с матрицей состояний (6) также представим в виде матрицы. Для системы с группами, элементы которых размещены в одинаковых условиях, эта матрица имеет вид:

$$U_m = \begin{bmatrix} N_0^{(1)} N_1^{(1)} \dots N_k^{(1)} \\ N_0^{(2)} N_1^{(2)} \dots N_k^{(2)} \\ \dots \dots \dots \\ N_0^{(m)} N_1^{(m)} \dots N_k^{(m)} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $N_k^{(i)} (i=1, m)$ – количество элементов i -й группы, находящихся в k -м состоянии ($k = 0, 1, 2, 3, 4$); $N^{(i)} = \sum_{k=0}^3 N_k^{(i)}$ – число элементов в i -й группе.

В случае, когда в одной или нескольких группах элементы размещаются не в одинаковых условиях, составляется матрица:

$$U_m^{(i)} = \begin{bmatrix} N_{10}^{(i)} N_{11}^{(i)} \dots N_{1k}^{(i)} \\ N_{20}^{(i)} N_{21}^{(i)} \dots N_{2k}^{(i)} \\ \dots \dots \dots \\ N_{r0}^{(i)} N_{r1}^{(i)} \dots N_{rk}^{(i)} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где $N_{rk}^{(i)} (i=1, m)$ – число элементов в условиях размещения r , находящихся в состоянии k .

Матрица (6) позволяет определить средние статистические потери в группе, состоящей из однородных элементов. При этом достаточно просуммировать вероятности состояний, образующих k -й столбец матрицы: $M[N^{(i)}] = \sum_{r=1}^R p_{rk}^{(i)}$, где \tilde{k} – индекс выхода из строя,

соответствующий выходу из строя элементов i -й группы

Число сохранившихся работоспособных элементов в составе КВОИ и в отдельной i -той группе определяется с помощью матриц (7) и (8). Для этого производится суммирование в столбцах этих матриц, соответствующих степеням поражения, при которых элементы системы или элементы внутри i -й группы считаются сохранившимися (работоспособными).

Функциональный ущерб КВОИ достаточно полно характеризуется:

– максимально возможным результатом функционирования по основному назначению элемента, подсистемы и КВОИ на единичном отрезке времени – максимальная производительность $I(t)$;

– максимальным результатом функционирования КВОИ на любом заданном отрезке времени, который определяется через максимальную производительность выражением:

$$W(t_1, t_2) = \int_{t_1}^{t_2} I(t) dt$$

В дальнейшем под функциональным ущербом КВОИ будем понимать величину снижения максимальной производительности ΔI :

$$M[\Delta I] = I_0 - M[\tilde{I}], \quad (9)$$

где ΔI – величина снижения максимальной производительности КВОИ; I_0 – значение максимальной производительности КВОИ в исходном состоянии; \tilde{I} – сохраняемая производительность.

Термин производительность используется в общепринятом для промышленных и транспортных предприятий смысле (пропускная способность и т.п.).

Структурный ущерб, который обусловлен функциональной структурой КВОИ и ее разрушениями при наличии потерь определяется как разница между относительной величиной материального ущерба и относительной величиной функционального ущерба:

$$s = \frac{M[N]}{N_0} - \frac{M[\Delta I]}{I_0}, \quad (10)$$

где I_0, N_0 – значения максимальной производительности КВОИ и общего числа его элементов в исходном состоянии.

Функциональный ущерб и оценка состояния сложных функционально связанных объектов могут быть определены с помощью различных методов, среди которых наиболее приемлемым является метод анализа случайных структур по производительности [4, 5]. Суть данного метода состоит в определении производительности (пропускной способности) исследуемой системы путем анализа ее структуры и устойчивости структурных элементов к воздействию дестабилизирующих факторов. При этом на первом этапе определяется алгоритм расчета производительности исходной (неслучайной) структуры. Второй этап состоит в преобразовании полученного алгоритма в алгоритм расчета статистических характеристик производительности при заданных случайных воздействиях дестабилизирующих факторов на структуру системы. Для приведения производительности элементов к производительности исследуемой системы процесс ее функционирования представляется в виде совокупности технологических операций, выполняемых или обеспечиваемых элементами системы.

Приведенная производительность определяется величиной обратной временным затратам на выполнение элементом одного полного цикла возложенных на него операций Δt_{ij} , умноженной на абсолютный показатель трудоемкости β_i : $I_{ij} = \frac{\beta_i}{\Delta t_{ij}}$.

В дальнейшем под структурой системы будем понимать совокупность ее элементов, объединенных между собой операторами сопряжения или аналитическими алгоритмами, позволяющими ввести элемент в систему.

Элементарными операторами сопряжения являются алгоритмы вычисления производительностей элементарных звеньев (суммирование)

$$I_i = \sum_{j=1}^{N_i} I_{ij} \quad (11)$$

и элементарных цепей (выбор минимума)

$$I = \min_{(i)} \{I_i\} (i = \overline{1, n}). \quad (12)$$

Операторы сопряжения для функциональных связей, отличных от последовательно-параллельных (11, 12), существенно зависят от управления структурой подсистемы, которое определяет распределение элементов между выполняемыми в подсистеме технологическими операциями. Поэтому эквивалентное преобразование таких функциональных связей к их последовательно-параллельным аналогам осуществляется при оптимальном распределении ресурса элементов подсистемы по критерию максимума производительности на ее выходе.

Достаточно адекватной моделью структуры отдельных подсистем и КВОИ в целом, элементы которых связаны между собой функциональными связями отличными от последовательно-параллельных, является однородная структура с заменяемостью [6].

Однородная структура с заменяемостью представляет собой структуру, в которой любой элемент может функционировать с отличной от нуля производительностью не более чем двух элементарных звеньях. При этом относительные трудоемкости операций в этих звеньях

отвечают условию: $\beta_{lr}^{(k)}\beta_{rl}^{(k)} = 1$, где $\beta_{lr}^{(k)} = \frac{I_r^{(k)}}{I_l^{(k)}}$, $\beta_{rl}^{(k)} = \frac{I_l^{(k)}}{I_r^{(k)}}$ – соответственно относительные

трудоемкости операций r относительно операций l и операций l относительно операций r .

Физически это условие означает, что перемещение элементов между подсистемами не увеличивает их совместной производительности, т.е. система в исходном состоянии оптимальна по распределению элементов между подсистемами.

Любая система со случайно фиксированной структурой может быть сбалансирована, если ресурс заменяемости позволяет сбалансировать ее по производительности всех элементарных звеньев. Производительность сбалансированной структуры для однородной структуры определяется величиной $I_{\max\max} = \frac{\sum \beta_{ir} I_i}{\sum \beta_{ir}}$, где r – фиксированный индекс

произвольно выбранного элемента подсистемы.

Если по ресурсу заменяемости структура не может быть сбалансирована, ее производительность будет определяться одним из звеньев, для которого ресурс заменяемости не компенсирует дефицита собственной производительности.

Полный оператор сопряжения однородной структуры имеет вид:

$$I = \min_{(i)} \left[\min_{(j)} \left\{ \sum_{(j)} I_{ij} + I_{ji} \beta_{ji} \right\}, \frac{\sum_{(i)} \beta_{ir} I_i}{\sum_{(i)} \beta_{ir}} \right].$$

Алгоритмы вычисления производительности отдельных подсистем ($l = \overline{1, L}$) через производительности их структурных элементов, можно обобщить на КВОИ в целом. Для этого достаточно его подсистемы объединить между собой соответствующими последовательно-параллельными связями.

Заключение

Таким образом, использование метода анализа случайных структур по производительности для оценки ущербов КВОИ позволяет при относительной простоте расчетных алгоритмов и их незначительном усложнении с увеличением размерности исследуемого объекта обеспечить достаточно высокую точность получаемых результатов без существенных упрощений структуры КВОИ. К достоинствам метода также следует отнести возможность включения в расчетные алгоритмы человека (пользователя, обслуживающий персонал) как элемента системы, необходимого для ее функционирования. При этом возможна количественная оценки ущерба КВОИ как с использованием аналитических методов, так и методов статистического моделирования [7].

METHODS FOR DAMAGES ASSESSMENT IN QUANTITATIVE ANALYSIS TASKS OF CRITICAL INFORMATIZATION OBJECTS SURVIVABILITY

N.M. BOBOVICH, V.V. MALIKOV

Abstract

Methods of the quantitative analysis tasks of critical informatization objects survivability which are based on an assessment of damages at influence of destabilizing factors are considered. The interrelation of material, functional and structural damages is shown. The assessment of functional damage of KIOI is offered to be carried out on the basis of a method of the analysis of casual structures (systems) on productivity.

Список литературы

1. Об утверждении Концепции национальной безопасности Республики Беларусь: Указ Президента Республики Беларусь от 9 ноября 2010 г. № 575 // pravo.levonevsky.org [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pravo.levonevsky.org/bazaby11/republic04/text220.htm>. – Дата доступа: 20.09.2013.
2. О некоторых мерах по обеспечению безопасности критически важных объектов информатизации: Указ Президента Республики Беларусь от 25 октября 2011 г. № 486 // levonevski.net [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.levonevski.net/pravo/norm2013/num06/d06545.html> – Дата доступа: 25.09.2013.
3. О некоторых вопросах безопасной эксплуатации и надежного функционирования критически важных объектов информатизации: Постановление Совета Министров Республики Беларусь от 30 марта 2012 г. № 293 // levonevski.net [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: <http://www.levonevski.net/pravo/norm2013/num05/d05400.html> – Дата доступа: 25.08.2013
4. *Ничипоренко В.И.* Структурный анализ систем. М., 1977.
5. *Бобович Н.М.* Влияние структуры ведомственной АИС на ее живучесть // Тез. докл. науч.- практ. конф. «Теоретические и прикладные аспекты информационной безопасности в Республике Беларусь». Минск, 21 июня 2012 г. С. 100–101.
6. *Росенко А.П.* Теоретические основы анализа и оценки влияния внутренних угроз на безопасность конфиденциальной информации. М., 2008.
7. *Маликов В.В.* Повышение эффективности информационных и инженерно-технических систем защиты критически важных объектов: Дис. ... канд. техн. наук. Минск, 2010.

Библиотека БГУИР

УДК 621.396.96

СОПОСТАВИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АНСЦЕНТНОГО И РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРОВ КАЛМАНА ПРИ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКЕ ИНФОРМАЦИИ В СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

А.Н. МОРОЗ, П.А. ХМАРСКИЙ, С.А. ШАБАН, О.В. СИДОРОВИЧ

Военная академия Республики Беларусь
Минск, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 19 ноября 2013

Рассмотрены особенности построения расширенного и ансцентного фильтров Калмана при вторичной обработке информации в спутниковых радионавигационных системах. Для рассматриваемых алгоритмов фильтрации проведен сравнительный анализ качества навигационно-временных определений параметров траекторий воздушного объекта.

Ключевые слова: спутниковая радионавигационная система, сопровождение, фильтрация, расширенный фильтр Калмана, ансцентный фильтр Калмана.

Введение

Спутниковые радионавигационные системы (СРНС) стали неотъемлемой частью человеческой деятельности. Комплексная обработка информации, поступающей от приемника сигналов СРНС, позволяет определить основные навигационные параметры движущегося объекта с максимально возможной точностью. При этом точность зависит от качества навигационных измерителей (датчиков навигационной информации) и алгоритмов фильтрации навигационных сигналов [1, 2]. Наиболее распространенным таким алгоритмом является расширенный фильтр Калмана (РФК) [2–4]. Однако, как известно, РФК при решении нелинейных задач обладает ограниченными возможностями. Это объясняется использованием в РФК метода линеаризации, предполагающего замену нелинейных функции экстраполяции и пересчета на линейные в некоторой дельта-окрестности [4, 5]. Отсюда следует, что соответствующая точность РФК будет всегда ниже оптимальной. В этой связи возникает необходимость рассмотрения альтернативных алгоритмов фильтрации, позволяющих приблизиться к оптимальной оценке. Одним из таких алгоритмов является ансцентный фильтр Калмана (АФК) [6, 7]. Целями статьи являются: выявление особенностей построения АФК и РФК при фильтрации информации в СРНС; установление возможности повышения точности навигационно-временных определений подвижного объекта при использовании СРНС с АФК, по сравнению с РФК.

Постановка задачи

Начальные условия. В качестве системы координат (СК), в которой происходит функционирование источников координатно-временной информации, будем использовать геоцентрическую подвижную СК $OXYZ$ [1]. Ее центр O совпадает с центром масс Земли, ось OZ направлена вдоль оси вращения Земли в сторону Северного полюса, ось OX лежит в плоскости экватора и проходит через Гринвичский меридиан, OY дополняет СК до правой. В отечественной литературе данная СК получила название ПЗ-90, а в зарубежной – WGS-84 [1]. В качестве воздушного носителя приемника сигналов СРНС рассматривается аэродинамический летательный аппарат (ЛА), летящий с постоянным ускорением. Будем считать, что одновременно имеются данные от 4 спутников (канала приемника сигналов СРНС). Наблюдения приемника СРНС можно представить в виде [1]:

$$\mathbf{y}_{\text{СРНС}i,k} = \begin{bmatrix} D_{i,k} + D'_k \\ V_{i,k} + V'_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{\text{ПД}i,k} \\ n_{\text{ПС}i,k} \end{bmatrix},$$

где i – номер канала приемника сигналов СРНС ($i=1, \dots, N$);

$D_{i,k} = \sqrt{(X_{i,k} - X_k)^2 + (Y_{i,k} - Y_k)^2 + (Z_{i,k} - Z_k)^2}$ – истинное значение дальности до спутника, соответствующее i -му каналу;

$V_{i,k} = \frac{(X_{i,k} - X_k)(V_{xi,k} - V_{x,k}) + (Y_{i,k} - Y_k)(V_{yi,k} - V_{y,k}) + (Z_{i,k} - Z_k)(V_{zi,k} - V_{z,k})}{\sqrt{(X_{i,k} - X_k)^2 + (Y_{i,k} - Y_k)^2 + (Z_{i,k} - Z_k)^2}}$ – истинное значение

радиальной скорости спутника относительно ЛА; D'_k – систематическая ошибка измерения дальности, вызванная рассогласованием часов спутника и ЛА; V'_k – систематическая ошибка скорости, вызванная уходом частоты задающего генератора в приемнике СРНС; k – номер шага измерения; $n_{\text{ПД}i,k}$, $n_{\text{ПС}i,k}$ – взаимно независимые дискретные белые гауссовские шумы (ДБГШ) с дисперсиями $\sigma_{\text{ПД}}^2$ и $\sigma_{\text{ПС}}^2$ соответственно; $\{X_k, Y_k, Z_k, V_{x,k}, V_{y,k}, V_{z,k}\}$ – координаты и компоненты вектора скорости ЛА в СК ПЗ-90; $\{X_{i,k}, Y_{i,k}, Z_{i,k}, V_{xi,k}, V_{yi,k}, V_{zi,k}\}$ – эфемериды спутника, отслеживаемого i -м каналом в той же СК.

Оцениваемый вектор состояния в СК ПЗ-90 состоит из следующих параметров:

$\lambda_k = \|X_k \ Y_k \ Z_k \ D'_k \ V_{x,k} \ V_{y,k} \ V_{z,k} \ V'_k \ A_{x,k} \ A_{y,k} \ A_{z,k}\|^T$, где $A_{x,k}, A_{y,k}, A_{z,k}$ – компоненты вектора ускорения ЛА.

В качестве модели динамики ЛА будем использовать модель Зингера [1, 3]: $\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k-1} + T_d \mathbf{V}_{k-1}$, $\mathbf{V}_k = \mathbf{V}_{k-1} + T_d \mathbf{A}_{k-1}$, $\mathbf{A}_k = \mathbf{A}_{k-1} e^{-\alpha T_d} + \sigma_a \sqrt{1 - e^{-2\alpha T_d}} \mathbf{n}_{a,k-1}$, где $\mathbf{X}_k = \|X_k \ Y_k \ Z_k\|^T$; $\mathbf{V}_k = \|V_{x,k} \ V_{y,k} \ V_{z,k}\|^T$; $\mathbf{A}_k = \|A_{x,k} \ A_{y,k} \ A_{z,k}\|^T$; T_d – интервал дискретизации; σ_a – средноквадратическое отклонение (СКО) случайного маневра ЛА; α – ширина спектра флуктуаций ускорения; $\mathbf{n}_{a,k-1}$ – вектор независимых ДБГШ с нулевыми математическими ожиданиями и единичными дисперсиями.

Модель ухода часов воздушного носителя примем равной [1]: $D'_k = D'_{k-1} + T_d V'_{k-1}$; $V'_k = V'_{k-1} e^{-\eta T_d} + \sigma_v \sqrt{1 - e^{-2\eta T_d}} n_{v',k-1}$, где σ_v – СКО случайного ухода частоты задающего генератора, пересчитанное к радиальной скорости; η – ширина спектра флуктуаций частоты задающего генератора; $n_{v',k-1}$ – ДБГШ с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией.

Вектор наблюдаемых параметров будет равен: $\mathbf{y}_k = \|\mathbf{y}_{\text{СРНС}1,(k)}^T \ \mathbf{y}_{\text{СРНС}2,(k)}^T \ \mathbf{y}_{\text{СРНС}3,(k)}^T \ \mathbf{y}_{\text{СРНС}4,(k)}^T\|^T$. Вектор-функция наблюдения равна:

$\mathbf{S}(\lambda_k) = \|D_{1,k} + D'_k; \ V_{1,k} + V'_k; \ \dots \ D_{4,k} + D'_k; \ V_{4,k} + V'_k\|^T$. Ошибки наблюдения

некоррелированы и характеризуются корреляционной матрицей ошибок измерения:

$$\mathbf{D}_n = \begin{bmatrix} \sigma_{\text{ПД}1}^2 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\text{ПС}1}^2 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_{\text{ПД}4}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \sigma_{\text{ПС}4}^2 \end{bmatrix}.$$

Задачи: 1) рассмотреть особенности расчетов и построений РФК и АФК при вторичной обработке информации в СРНС; 2) методами математического моделирования провести сопоставление суммарных ошибок измерения координат и параметров движения ЛА для двух рассматриваемых алгоритмов фильтрации.

Алгоритм работы расширенного фильтра Калмана при вторичной обработке информации в спутниковых навигационных системах

Представим динамику изменения вектора состояния λ_k ЛА в дискретном виде [1–3]:

$$\lambda_k = F_{k-1} \lambda_{k-1} + G_{k-1} \omega_{k-1},$$

где λ_k – вектор состояния; F_{k-1} – неслучайная динамическая матрица пересчета приращения вектора состояния; G_{k-1} – матрица спектральных плотностей порождающего шума; ω_{k-1} – порождающий векторный белый шум с матрицей дисперсий D_{ω} .

Следуя [1], введем вектор $v_k = \left\| \begin{matrix} X_k^T & D' & V_k^T & V' \end{matrix} \right\|^T$, от компонентов которого явно зависит сигнальная функция $S(\lambda_k)$. Данный вектор связан с вектором состояния λ_k соотношением $v_k = c \lambda_k$. Матрица c будет иметь размерность 8×11 с единичными элементами на главной диагонали, а все остальные элементы будут нулевыми.

Уравнения расширенного фильтра Калмана [2–4]:

$$\hat{\lambda}_k = \tilde{\lambda}_k + D_{\lambda,k} c^T \left(\frac{\partial S_k(\tilde{v}_k)}{\partial v} \right)^T D_n^{-1} (y_k - S_k(\tilde{v}_k)), \quad \tilde{\lambda}_k = F_{k-1} \lambda_{k-1}, \quad \tilde{D}_{\lambda,k} = F_{k-1} D_{\lambda,k-1} F_{k-1}^T + M_{k-1},$$

$$D_{\lambda,k}^{-1} = \tilde{D}_{\lambda,k}^{-1} + \left(\frac{\partial S_k(c \tilde{\lambda}_k)}{\partial \lambda} \right)^T D_n^{-1} \frac{\partial S_k(c \tilde{\lambda}_k)}{\partial \lambda},$$

где $\hat{\lambda}_k$ – фильтрованный вектор состояния; $\tilde{\lambda}_k$ – экстраполированный вектор состояния; $D_{\lambda,k}$ – корреляционная матрица (КМ) ошибок фильтрации; $\tilde{D}_{\lambda,k}$ – КМ ошибок экстраполяции; $M_{k-1} = G_{k-1} D_{\omega,k-1} G_{k-1}^T$ – КМ случайного дискретного маневра.

Особенностями рассматриваемой модификации РФК будут являться:

1) неслучайная динамическая матрица пересчета приращения вектора состояния:

$$F_{k-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & T_d & 0 & 0 & 0 & T_d^2/2 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & T_d & 0 & 0 & 0 & T_d^2/2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & T_d & 0 & 0 & 0 & T_d^2/2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & T_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & T_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & T_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & T_d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \exp(-\eta T_d) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \exp(-\alpha T_d) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \exp(-\alpha T_d) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \exp(-\alpha T_d) \end{pmatrix},$$

2) КМ случайного дискретного маневра:

$$\mathbf{M}_{k-1} = \begin{pmatrix} m_{11} & 0 & 0 & 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & m_{13} & 0 & 0 \\ 0 & m_{11} & 0 & 0 & 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & m_{13} & 0 \\ 0 & 0 & m_{11} & 0 & 0 & 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & m_{13} \\ 0 & 0 & 0 & mv_{11} & 0 & 0 & 0 & mv_{12} & 0 & 0 & 0 \\ m_{12} & 0 & 0 & 0 & m_{22} & 0 & 0 & 0 & m_{23} & 0 & 0 \\ 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & m_{22} & 0 & 0 & 0 & m_{23} & 0 \\ 0 & 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & m_{22} & 0 & 0 & 0 & m_{23} \\ 0 & 0 & 0 & mv_{12} & 0 & 0 & 0 & mv_{22} & 0 & 0 & 0 \\ m_{13} & 0 & 0 & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & m_{33} & 0 & 0 \\ 0 & m_{13} & 0 & 0 & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & m_{33} & 0 \\ 0 & 0 & m_{13} & 0 & 0 & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & m_{33} \end{pmatrix},$$

где

$$m_{11} = \frac{\left(1 - \exp(-2\alpha T_d) + 2\alpha T_d + \frac{2\alpha^3 T_d^3}{3} - 2\alpha^2 T_d^2 - 4\alpha T_d \exp(-\alpha T_d)\right) \sigma_a^2}{2\alpha^5};$$

$$m_{12} = \frac{(1 + \exp(-2\alpha T_d) - 2\exp(-\alpha T_d) + 2\alpha T_d \exp(-\alpha T_d) - 2\alpha T_d + \alpha^2 T_d^2) \sigma_a^2}{2\alpha^4};$$

$$m_{13} = \frac{(1 - \exp(-2\alpha T_d) - 2\alpha T_d \exp(-\alpha T_d)) \sigma_a^2}{2\alpha^3};$$

$$m_{22} = \frac{(-3 + 4\exp(-\alpha T_d) - \exp(-2\alpha T_d) + 2\alpha T_d) \sigma_a^2}{2\alpha^3};$$

$$m_{23} = \frac{(1 + \exp(-2\alpha T_d) - 2\exp(-\alpha T_d)) \sigma_a^2}{2\alpha^2}; \quad m_{33} = \frac{(1 - \exp(-2\alpha T_d)) \sigma_a^2}{2\alpha};$$

$$mv_{11} = \frac{(-3 + 4\exp(-\eta T_d) - \exp(-2\eta T_d) + 2\eta T_d) \sigma_{v'}^2}{2\eta^3};$$

$$mv_{12} = \frac{(1 + \exp(-2\eta T_d) - 2\exp(-\eta T_d)) \sigma_{v'}^2}{2\eta^2}; \quad mv_{22} = \frac{(1 - \exp(-2\eta T_d)) \sigma_{v'}^2}{2\eta}.$$

Алгоритм работы ансцентного фильтра Калмана при вторичной обработке информации в спутниковых навигационных системах

Алгоритм работы АФК для удобства практической реализации разбивают на два основных этапа [6, 7] – этап экстраполяции, этап фильтрации.

Этап экстраполяции. Формируется набор $2n+1$ сигма-точек (n – размерность вектора состояния) из фильтрованного вектора состояния $\hat{\lambda}_k$ и матрицы ошибок фильтрации $\mathbf{D}_{\lambda,k}$ на предыдущем наблюдении ($(k-1)$ -м шаге):

$$\mathbf{A}_{k-1}^0 = \hat{\lambda}_{k-1}; \quad \mathbf{A}_{k-1}^i = \hat{\lambda}_{k-1} + \left(\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{D}_{\lambda,k-1}}\right)_i, \quad i = 1 \dots n; \quad \mathbf{A}_{k-1}^i = \hat{\lambda}_{k-1} - \left(\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{D}_{\lambda,k-1}}\right)_i, \quad i = n+1, \dots, 2n,$$

где $\left(\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{D}_{\lambda,k-1}}\right)_i$ – i -й столбец (или строка) взвешенной матрицы $\sqrt{(n+\kappa)\mathbf{D}_{\lambda,k-1}}$;

κ – масштабируемый коэффициент, выбираемый из эвристического правила: $\kappa+n = 3$.

При нахождении корня квадратного из КМ ошибок фильтрации используют устойчивые и эффективные методы, наиболее распространенным из них является метод Холецкого [6].

Далее каждая точка экстраполируется при помощи выражения: $\mathbf{A}_k^i = \mathbf{F}_{k-1} \mathbf{A}_{k-1}^i$, $i = 0 \dots 2n$. По экстраполированным точкам определяются параметры экстраполированной плотности вероятности – $\tilde{\lambda}_k$ и $\tilde{\mathbf{D}}_{\lambda,k}$:

$$\tilde{\lambda}_k = \sum_{i=0}^{2n} W_i \mathbf{A}_k^i, \quad \tilde{\mathbf{D}}_{\lambda,k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i (\mathbf{A}_{k+1}^i - \tilde{\lambda}_k)(\mathbf{A}_{k+1}^i - \tilde{\lambda}_k)^T + \mathbf{G} \mathbf{D}_\omega \mathbf{G}^T, \quad W_0 = \frac{\kappa}{n + \kappa}, \quad W_i = \frac{1}{2(n + \kappa)}.$$

Этап фильтрации. Полученные сигма-точки преобразуются с помощью вектор-функции наблюдения $\mathbf{S}_k(\bullet)$: $\Theta_k^i = \mathbf{S}_k(\mathbf{A}_k^i)$, $i = 0 \dots 2n$. По совокупности полученных точек определяются параметры преобразованной плотности вероятности – математическое ожидание (МО) $\tilde{\mathbf{y}}_k$, КМ $\mathbf{D}_{yy,k}$ и $\mathbf{D}_{\lambda y,k}$:

$$\tilde{\mathbf{y}}_k = \sum_{i=0}^{2n} W_i \Theta_k^i, \quad \mathbf{D}_{yy,k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i (\Theta_k^i - \tilde{\mathbf{y}}_k)(\Theta_k^i - \tilde{\mathbf{y}}_k)^T,$$

$$\mathbf{D}_{\lambda y,k} = \sum_{i=0}^{2n} W_i (\mathbf{A}_k^i - \tilde{\lambda}_k)(\Theta_k^i - \tilde{\mathbf{y}}_k)^T, \quad W_0 = \frac{\kappa}{n + \kappa}, \quad W_i = \frac{1}{2(n + \kappa)}.$$

Матрица коэффициентов фильтрации \mathbf{K}_k , МО фильтрованного вектора состояния $\hat{\lambda}_k$ и КМ ошибок фильтрации $\mathbf{D}_{\lambda,k}$ на k -м шаге будут равны:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{D}_{\lambda y(k)} (\mathbf{D}_{yy(k)} + \mathbf{D}_n)^{-1}, \quad \hat{\lambda}_k = \tilde{\lambda}_k + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \tilde{\mathbf{y}}_k), \quad \mathbf{D}_{\lambda,k} = \tilde{\mathbf{D}}_{\lambda,k} - \mathbf{K}_k (\mathbf{D}_{yy,k} + \mathbf{D}_n) \mathbf{K}_k^T.$$

Отсутствие необходимости вычисления частных производных от нелинейной функции $\mathbf{S}(\lambda_k)$ приводит к тому, что АФК проще в отладке и реализации чем РФК. Вычислительные затраты при этом РФК и АФК сопоставимы [6].

Результаты математического моделирования

Для установления возможности повышения точности навигационно-временных определений подвижного объекта при использовании СРНС с АФК, по сравнению с РФК было проведено математическое моделирование.

Задающее воздействие было представлено в виде сочетания детерминированной полиномиальной модели (регулярной составляющей) 2-го порядка и случайной составляющей в виде коррелированного гауссовского шума. Траектория движения спутников описывалась уравнениями невозмущенного траекторного движения [4]. Параметры моделирования представлены в таблице.

Параметры моделирования

Характеристика образца	Значение
Интервал дискретизации T_d , с	0,01
Число спутников, используемых для решения навигационной задачи	4
Средний квадрат ошибки измерения псевдодальности $\sigma_{ПД,i}$, м	100
Средний квадрат ошибки измерения псевдоскорости $\sigma_{ПС,i}$, м/с	15
Средний квадрат ухода частоты задающего генератора, пересчитанный в радиальную скорость $\sigma_{V'}$, м/с	3
Ширина спектра флуктуаций ускорения α , с ⁻¹	0,2
Ширина спектра флуктуаций частоты задающего генератора η , с ⁻¹	0,1
Начальная скорость ЛА V , м/с	100
Ускорение ЛА A , м/с ²	5

В качестве показателей точности использовалось значение сферической ошибки измерения местоположения: $\varepsilon_{сф,k} = \sqrt{(X_k - \hat{X}_k)^2 + (Y_k - \hat{Y}_k)^2 + (Z_k - \hat{Z}_k)^2}$, где $\{\hat{X}_k, \hat{Y}_k, \hat{Z}_k\}$ – фильтрованные значения компонент вектора состояния.

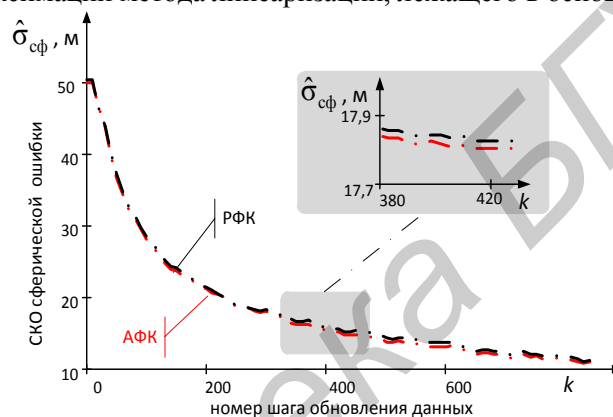
Сравнительный анализ АФК и РФК проводился методом статистических испытаний. Для определения математического ожидания и СКО сферической ошибки измерения

местоположения $\hat{m}_{\text{сф}}$, $\hat{D}_{\text{сф}}$ использовались формулы: $\hat{m}_{\text{сф}}(k) = \frac{\sum_{i=1}^N \varepsilon_{\text{сф} k, i}}{N}$;

$\hat{\sigma}_{\text{сф}}(k) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \left(\sum_{i=1}^N (\varepsilon_{\text{сф} k, i} - \hat{m}_{\text{сф} k, i})^2 \right)}$, где N – количество опытов; $\varepsilon_{\text{сф} k, i}$ – значения сферической ошибки для фиксированных моментов времени k .

В ходе моделирования проведено 10000 опытов. Полученные в ходе модельных экспериментов значения СКО сферических ошибок измерения местоположения ЛА $\hat{\sigma}_{\text{сф}}$ изображены на рисунке.

Анализ данных рисунка показывает, что использование АФК не позволяет достичь значительного выигрыша в точности по сравнению с РФК. Отсутствие выигрыша объясняется тем, что ошибки аппроксимации метода линеаризации, лежащего в основе РФК, несущественны.



Результаты сопоставительного моделирования.

Заключение

В статье рассмотрены особенности построения РФК и АФК при вторичной обработке информации в СРНС.

В результате анализа результатов моделирования установлено:

1. Использование АФК для решения задач фильтрации в СРНС является целесообразным.
2. Для заданных условий моделирования использование АФК не позволило значительно повысить точность измерения по сравнению с РФК. Это объясняется тем, что ошибки аппроксимации метода линеаризации, лежащего в основе РФК, несущественны.
3. При сопоставимых вычислительных затратах АФК проще в отладке и реализации чем РФК.

THE COMPARATIVE ANALYSIS OF UNSCENTED AND EXTENDED KALMAN FILTERS FOR GLOBAL POSITIONING SYSTEMS RECEIVER DATA PROCESSING

A.N. MOROZ, P.A. KHMARSKI, S.A. SHABAN, O.V. SIDOROVICH

Abstract

The features of extended and unscented Kalman filters for global positioning systems receiver data processing are considered. The estimation performance of extended and unscented Kalman filters is compared.

Список литературы

1. *Бакитько Р.В., Болденков Е.И., Булавский Н.Т. и др.* ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. Издание 4-ое, перераб. и доп. / Под общ. ред. А.И. Перова и В.Н. Харисова М., 2005.
2. *Степанов О.А.* Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации. Часть 1. Введение в теорию оценивания. СПб, 2009.
3. *Бар-Шалом Я., Ли Х.Р.* Траекторная обработка. Принципы, способы и алгоритмы: в 2 ч. Пер. с англ. М., 2011.
4. *Перов А. И.* Статистическая теория радиотехнических систем. М., 2003.
5. *Хмарский П.А., Солонар А.С.* // Докл. БГУИР. 2012. № 7. С 47–53.
6. *Julier S., Uhlmann J.* // IEEE Trans. on Automatic Control. 2000. Vol. 45. №3. P. 477–482.
7. *Хмарский П.А., Солонар А.С.* // Докл. БГУИР. 2013. № 2. С. 79–86.

УДК 656.2-50: 519.8

БЫСТРЫЙ ПОИСК КРАТЧАЙШИХ ПУТЕЙ НА ГРАФАХ С ПРЕДОПРЕДЕЛЕННЫМИ РЕШЕНИЯМИ

М.П. РЕВОТЮК, М.К. КАРОЛИ, Н.В. ХАДЖИНОВА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 31 марта 2014

Предлагаются приемы ускорения многократного поиска кратчайших путей на графах, когда порядок порождаемых деревьев путей существенно меньше порядка графа. Однократная инициализация переменных состояния и выделение предопределенных решений снижает сложность поиска путей до линейной зависимости от объема сканируемого пространства.

Ключевые слова: транспортные сети, кратчайшие пути, вычислительная сложность.

Постановка задачи

Известно, что при поиске кратчайших путей на нагруженном ориентированном графе $G(N, A)$, где N – множество вершин, A – множество дуг с весовой функцией $W: A \rightarrow \mathbb{R}^+$, время построения дерева путей одним из лучших для подобной задачи алгоритмом Дейкстры растет в первом приближении по закону $x \cdot \log_2 x$ с увеличением расстояния x от корня дерева. Особенность алгоритма Дейкстры – однократный просмотр дуг формируемого дерева. Это отражается появлением в асимптотиках вычислительной сложности различных реализаций процедур поиска количества дуг. Например, реализация алгоритма Дейкстры с отображением очередей анализируемых вершин на кучи Фибоначчи характеризуется сложностью $O(m + n \cdot \log_2 n)$, где $m = |A|$, $n = |N|$. Отображение очереди вершин на вектор размером L позволяет снизить сложность до величины $O(m + n \cdot L)$, где L – максимальная длина дуги графа [1, 2].

Существует ряд приемов ускорения процесса поиска кратчайших путей, использующих идею сокращения количества анализируемых дуг графа: целенаправленный поиск; встречный поиск; многоуровневый подход; ограничение локальных областей поиска [2, 3]. Реализация перечисленных приемов предполагает предварительное формирование вспомогательного графа, отображающего вершины исходного графа и дерева кратчайших путей. Затем построение дерева путей идет по волновой схеме однократного просмотра дуг, реализуемой алгоритмом Дейкстры. Результат отображается на исходный граф за время $O(m)$.

Наличие в асимптотиках вычислительной сложности параметра n отражает необходимость выполнения перед построением дерева действий, сложность которых $O(n)$. Это снижает эффективность алгоритма Дейкстры в задачах определения множества кратчайших путей. Пример подобной задачи – расчет подматриц кратчайших расстояний: необходимо построить кратчайшие пути от заданного множества исходных вершин $S \in N$ до всех вершин из множества $F \in N$. Практически всегда в таких задачах выполняется условие $|F| < n$.

Расчет подматриц можно проводить прямолинейным использованием алгоритма Флойда, но при этом для любых значений $|S|$ и $|F|$ вычислительные затраты имеют оценку $O(n^3)$, а потребность в памяти – $O(n^2)$ [1]. Для разреженных графов реальных транспортных сетей в

таких случаях лучшим оказывается алгоритм Дейкстры, где при потребности в памяти $O(n+m)$ оценка вычислительных затрат – не хуже $|S|O(n^2)$. Далее предлагаются приемы улучшения таких оценок, основанные на исключении излишних операций при построении множества деревьев кратчайших путей для всех элементов $S \in N$.

Ревизия алгоритма построения деревьев кратчайших путей

Известно, что вполне достаточным для реализации алгоритма Дейкстры представлением разреженного нагруженного графа $G(N,A)$ является структура смежности *FSF* (*Forward Star Form*) [1]. В этом случае для каждой вершины x эффективно представлено множество непосредственно достижимых смежных вершин x' , $x' = \{k \mid w(x,k) \geq 0\}$, где $w(x,k)$ – вес дуги $x \rightarrow k$, $x, k \in N$. Объем памяти для хранения структуры смежности – $O(n+m)$.

Пространство состояний поиска решения алгоритмом Дейкстры включает: D – массив расстояний от корня дерева, $D = \{D(i), i \in N\}$; P – массив номеров предшествующих вершин, $P = \{P(i), i \in N\}$; Q – очередь вершин, $Q = \{Q_i, i \in N\}$, элементы которой упорядочены по текущему значению расстояния от корня дерева [1, 2].

Анализ алгоритма Дейкстры показывает, что количество изменяющихся элементов пространства состояний поиска соответствует порядку итерационно создаваемого дерева кратчайших путей. Однако этот факт при кодировании алгоритма обычно не учитывается, неявно полагая степень исхода вершин графа соизмеримой со значением $n-1$.

Процесс построения дерева кратчайших путей имеет волновой характер до исчерпания возможности его развития из исходной вершины (рис. 1).

```

procedure SPT( $r$ ); // Построение дерева кратчайших путей
begin
  foreach  $i \in N$  do  $D(i) \leftarrow \infty$ ,  $P(i) \leftarrow i$ ;
   $D(r) \leftarrow 0$ ;  $Q \leftarrow \{r\}$ ;
  repeat
     $i \leftarrow Q_1$ ,  $Q \leftarrow Q \setminus \{i\}$ ;
    foreach  $j \in i'$  begin
      if  $D(j) > D(i) + w(i, j)$  then begin
        if  $D(j) < \infty$  then  $Q \leftarrow Q \setminus \{j\}$ ;
         $D(j) \leftarrow D(i) + w(i, j)$ ,  $P(j) \leftarrow i$ ;  $Q \leftarrow Q \cup \{j\}$ ;
      end;
    end;
  until  $Q = \emptyset$ ;
end;

```

Рис. 1. Традиционная версия реализации алгоритма Дейкстры

На итерациях построения дерева последовательно выполняются операции:
 – выборка вершины из очереди вершин с минимальным расстоянием от корня дерева;
 – развитие дерева из выбранной вершины, когда для всех ее выходных дуг выполняется процедура релаксации с включением новых вершин в очередь.

Вершина графа может находиться в следующих последовательно фиксируемых состояниях: не рассматривалась, рассматривается и рассмотрена. Признак состояния явно обычно не используется, а его отображение проводится неявно на элементах $D = \{D(i), i \in N\}$.

Все вершины графа перед построением дерева помечаются парами начальных значений $D(i) \leftarrow \infty$, $P(i) \leftarrow i$, $i \in N$. Принадлежность произвольной вершины $x \in N$ дереву путей на любом этапе его построения определяется истинностью выражения $(D(x) = \infty) \vee (P(x) = x)$. На практике именно вершины дерева путей значимы для задач управления транспортом.

Построенное дерево путей – связный граф по определению. Если s – исходная вершина, а t – лист дерева путей, $s, t \in N$, то после завершения поиска кратчайший путь можно восстановить обратным движением из вершины t : $t, P(t), P(P(t)), \dots, P(\dots P(P(t))), \dots, s$.

Отображение состояния вершин на множествах D и P вынуждает каждый раз перед построением дерева устанавливать начальные значения для всех элементов. Вычислительная сложность такой операции – $O(n)$. Очевидно, что в случае построения кратчайших путей на больших графах количество вершин дерева может оказаться существенно меньше значения n .

Учитывая последовательный характер изменения состояния вершин дерева в соответствии со значением расстояния от его корня, очевидна идея включения такой последовательности в качестве этапа построения множества деревьев. Для ее реализации необходимо обеспечить условие распознавания исходного состояния вершин новых деревьев. Это легко достигается дополнением признака состояния вершин дерева номером такого дерева.

Возможная реализация обсуждаемой идеи (см. рис. 2) базируется на дополнении пространства состояния глобальной переменной e с целью идентификации вершин разных деревьев. Это позволяет выполнить инициализацию массивов P один раз (функция $SPI()$).

```

procedure SPI(); // Инициализация переменных состояния
begin
   $e \leftarrow 0$ ;
  foreach  $i \in N$  do  $P(i) \leftarrow e$ ;
end;

procedure SPM( $r, t$ ); // Поиск кратчайшего пути  $r \rightarrow t$ 
begin
   $D(r) \leftarrow 0$ ;  $Q \leftarrow \{r\}$ ;  $P(r) \leftarrow r + e$ ;
  repeat
     $i \leftarrow Q_1$ ,  $Q \leftarrow Q \setminus \{i\}$ ;
    if  $i = t$  then goto finish;
    foreach  $j \in i'$  begin
      if  $(P(j) \leq e) \vee ((D(j) > D(i) + w(i, j)) \wedge (Q \leftarrow Q \setminus \{j\}))$  then begin
         $D(j) = D(i) + w(i, j)$ ,  $P(j) = i + e$ ;  $Q \leftarrow Q \cup \{j\}$ ;
      end;
    end;
  until  $Q = \emptyset$ ;
  finish:  $e \leftarrow e + n$ ;
end;

```

Рис. 2. Предлагаемая версия реализации алгоритма Дijkstra

Переменная e содержит начало интервала номеров очередного дерева (функция $SPM(r, t)$). Построение дерева приводит к изменению элементов массива P , соответствующих подвергшимся анализу вершинам графа. Предикат $(P(j) \leq e)$ определяет множество не рассмотренных вершин и соответствует состоянию $(D(j) = \infty)$, $j \in N$. Однако использование такого предиката позволяет исключить повторную установку начального состояния множеств D и P . Вычислительная сложность построения дерева путей функцией $SPM(r, t)$ зависит лишь от количества фактически рассматриваемых дуг.

Идея однократной инициализации массивов D и P может быть использована для отказа от очистки очереди Q . Для этого достаточно операцию $Q \leftarrow \{r\}$ в момент фиксации корня дерева в вершине r выполнить с проверкой условия $(r \leq e)$. Список элементов очереди не обязательно проецировать на интервал $\overline{1, n}$, если порядок дерева существенно меньше n .

Элементарные предопределенные решения

Можно заметить, что каждая вершина дуг окончательного дерева кратчайших путей как минимум один раз будет представлена в очереди вершин. Однако некоторые из вершин дерева в очереди побывают строго один раз. Очевидно, что операции с очередью (включение и исключение) для таких вершин можно не выполнять. Это ускорит процесс поиска решения. Для реализации подобного предложения достаточно на графе предварительно для каждой вершины выделить и пометить входные дуги минимальной длины [4]:

$$T_j = \left\{ (i, j) : i = \arg \min_{i, j} \{w(i, j) : (i, j) \in A\} \right\}, j \in N. \quad (1)$$

В случае ветвления дерева через любую дугу из множества (1) значение расстояния до ее конечной вершины не изменится. Формальным обоснованием этого является то, что любая часть кратчайшего пути является кратчайшим путем. Классические реализации алгоритма Дейкстры (рис. 1) такой факт явно не используют.

Рассмотрим возможности использования (1). Пусть на нагруженном ориентированном графе $G(N, A)$ последней достигнута вершина i дерева кратчайших путей. Если анализируется альтернатива развития дерева по дуге $i \rightarrow j$, которая является кратчайшей из входных дуг в вершину j , то такая дуга может быть досрочно включена в дерево без помещения в очередь. Однако продолжение развития дерева из вершины i по дуге $j \rightarrow k$, которая является кратчайшей из входных дуг в вершину k , окажется преждевременным, если справедливо $w(i, j) + w(j, k) > \min\{w(l, k), (l, k) \in A \wedge (l \neq j)\}$. Здесь $w(i, j)$ – вес дуги $i \rightarrow j, i, j \in N$.

На реальном графе иногда можно выделить более сложный вариант предопределенных решений, когда $w(i, j) + w(j, k) \leq \min\{w(l, k), (l, k) \in A \wedge (l \neq j)\}$. В таком случае количество шагов продолжения развития дерева из вершины i досрочно может быть увеличено до двух.

Отсюда по индукции следует, что для любой вершины $i \in N$ можно указать путь $i \rightarrow j_1 \rightarrow j_2 \rightarrow \dots \rightarrow j_m \rightarrow k$, составленный из кратчайших входных дуг промежуточных вершин j_1, j_2, \dots, j_m , для которых $w(i, j_1) + w(j_1, j_2) + \dots + w(j_m, k) \leq \min\{w(l, k), (l, k) \in A \wedge (l \neq j_m)\}$.

Алгоритм выделения множества (1) имеет линейную вычислительную сложность:

$$D(i) \leftarrow -\infty, i \in N; D(i) \leftarrow \min(D(i), w(i, j)), (i, j) \in A; T_j = (D(i) = w(i, j)), (i, j) \in A.$$

Предопределенные решения легко фиксируются на структуре смежности графа. Они инвариантны к параметрам решаемых задач многократного поиска путей. Сокращение времени поиска кратчайших путей при использовании предопределенных решений в первом приближении обратно пропорционально средней полустепени захода вершин графа. Для разреженных графов такая величина может оказаться достаточно существенной.

Организация встречного поиска

В случае поиска пути между двумя заданными вершинами графа целесообразно организовать процесс поиска путем построения двух встречно растущих деревьев. В результате объем анализируемых данных сокращается в два раза [1]. Дерево из конечной вершины должно строиться на графе с обратным направлением дуг, поэтому представление модели сети задается расширенным графом – объединением исходного графа и его инверсии.

Встречный поиск принципиально можно реализовать любой процедурой построения дерева на расширенном графе. Для этого есть достаточно веские причины:

- лучшая среди известных схема отображения очереди вершин на вектор размером L наиболее эффективно работает с большими очередями;
- оптимальный размер деревьев поиска соответствует одинаковому расстоянию от корней дерева в точке остановки [2].

С целью определения расширенного графа, пригодного для организации процесса ветвления на общей очереди, обозначим исходный граф через $G^+ = G(N^+, A^+)$, а граф с инвертированием направления дуг – $G^* = G(N^*, A^*)$.

Между вершинами таких графов должно быть взаимно однозначное соответствие. Предлагается для его задания использовать симметричную функцию отображения номеров вершин $N^+ \leftrightarrow N^*$ в виде

$$conj(x) = x^* \cdot (x \in G^+) + x^+ \cdot (x \in G^*), x \in N^+ \cup N^*. \quad (2)$$

Пусть номера вершин графа G^+ заданы последовательностью $\overline{0, n-1}$, а номера вершин графа G^* – последовательностью $\overline{2n-1, n}$. Легко проверить, что в таком случае линейная функция

$$\text{conj}(x) = 2n - 1 - x, \quad x \in N^+ \cup N^* \quad (3)$$

реализует прямое и обратное отображение номеров вершин $N^+ \leftrightarrow N^*$. Это позволяет использовать (3) в качестве адресной функции, так как объединение множеств таких номеров соответствует неразрывной последовательности $\overline{0, 2n-1}$.

В результате множество номеров вершин и дуг графа G^* определяется так:

$$N^* = \{x^* = \text{conj}(x^+), x^+ \in N^+\}, \quad A^* = \{(\text{conj}(y^+), \text{conj}(x^+)), (x^+, y^+) \in A^+\}. \quad (4)$$

Пусть s и t – начальная и конечная вершины искомого кратчайшего пути на исходном графе G^+ . Так как, согласно (4), $N^+ \cap N^* = \emptyset$, то встречный поиск можно проводить синхронным движением волны от корней деревьев на несвязном графе $G^+ \cup G^*$. Для этого достаточно начать процесс ветвления из вершин $s \in G^+$ и $t^* = \text{conj}(t)$, $t^* \in G^*$. Последнее соответствует формальному объединению графов фиктивной дугой $s \rightarrow t^*$, для которой $w(s, t^*) = \infty$. В отличие от известного приема поочередного развития деревьев [1], синхронное движение оказывается оптимальным.

Улучшение правила остановки встречного поиска

Организация встречного поиска требует определения правила остановки. Известно, что остановка должна соответствовать моменту фиксации постоянной пометки вершины дерева, когда сопряженная вершина уже является постоянно помеченной [5].

Если для некоторого дерева кратчайших путей максимальное расстояние от постоянно помеченных вершин до корня есть d , то признаком постоянной пометки вершины x является условие $D(x) \leq d$. В рассматриваемом случае для обоих деревьев значение d одинаково.

Отсюда следует, что правило остановки можно определить на значениях текущих расстояний – $D(\text{conj}(i)) \leq D(i)$, где i – вершина графа G^+ или графа G^* , получающая постоянную пометку. Однако проблема состоит в дискретном характере процедуры выбора помечаемых вершин, когда условие $D(\text{conj}(i)) \leq D(i)$ приходится проверять каждый раз после коррекции значений расстояний до временно помеченных вершин.

Обозначим множества листьев встречно растущих деревьев кратчайших путей через $T_x^+ = \{i | x \leq D(i) < \infty, i \in N^+\}$ и $T_x^* = \{i | x \leq D(i) < \infty, i \in N^*\}$, где $x = \min\{D(k), k \in N^+ \cup N^*\}$. Очевидно, что на любом этапе процесса развития деревьев остановка может произойти в любой из вершин множества $K(x) = \{i | i \in \{\text{conj}(i), i \in T_x^+ \} \cap T_x^*\}$. Нетрудно заметить, что такое множество включено в очередь вершин, формируемую алгоритмом Дейкстры. Условие построения $K(x)$ может включать предикат $(P(x) \geq e)$ вместо $(D(x) < \infty)$, что исключает необходимость повторной инициализации переменных состояния. Последнее предлагается использовать для построения корректной и экономной процедуры остановки.

Действительно, перед началом поиска множество $K(0) = \emptyset$. Первый элемент в него будет включен лишь после выявления условия $(i = \text{conj}(i)) \wedge (x \leq D(i) < \infty) \wedge (x \leq D(\text{conj}(i)) < \infty)$. Практически проверка такого условия требует лишь включения дополнительной проверки условия $D(\text{conj}(i)) \leq \infty$ в алгоритм включения вершины в очередь.

На последующих итерациях включения элементов в очередь определим значение $d_{\min} = \min_k \{D(k) + D(\text{conj}(k)), k \in K(x)\}$. Значение $D(k)$ только возрастает, а из множества временно помеченных вершин исключаются элементы, для которых $(D(k) < x)$. Это условие соответствует моменту установки постоянной пометки вершины, одна из которых соответствует условию $d_{\min} \equiv \min_k \{D(k) + D(\text{conj}(k)), k \in K(x)\}$. Так как для любого значения x новые элементы множества K будут по определению иметь расстояние до корней, не меньшее x , то условием остановки в момент постоянной пометки вершины k будет

$$d_{\min} \equiv D(k) + D(\text{conj}(k)), k \in K(x).$$

Таким образом, использование встречного движения от корней деревьев не требует хранения специальных пометок, а момент остановки совпадает с моментами окончательной пометки вершин дерева путей.

После остановки в вершине x остается достроить путь до конечной вершины в исходном графе. Так как остановка может быть обнаружена в любом из встречно растущих деревьев, а результат поиска необходимо получить лишь для дерева из исходной вершины, то для перехода в такое дерево требуется функция $\text{orig}(x) = x \cdot (x \in G^+) + \text{conj}(x) \cdot (x \in G^*)$, $x \in N^+ \cup N^*$. Для случая нумерации вершин расширенного графа по правилу (4) $\text{orig}(x) = \text{conj}(x)$, $x \in N^+ \cup N^*$.

Отметим, что правило остановки встречного поиска не использует информацию о предопределенных решениях (3). Однако в любое из встречно растущих деревьев конечная вершина может включаться в момент, когда справедливо $K(x) = \emptyset$, $x > 0$. Очевидно, что в момент включения кратчайший путь уже известен, поэтому процесс поиска следует остановить. В таких случаях работа по анализу другого графа оказывается бесполезной.

Проецирование кратчайших путей на дуги графа

Эффективный прием фильтрации просматриваемых дуг графа – каждой дуге поставить в соответствие список вершин, кратчайшие пути к которым включают такую дугу [2]. Построение подобных списков возможно после предварительного построения всех деревьев кратчайших путей. Очевидный недостаток ассоциации вершин кратчайших путей с дугами графа (с их конечными вершинами) – потребность в памяти объемом $O(mn)$. Однако ассоциации кратчайших путей с подмножествами вершин снижает потребность в памяти [2,3].

Предлагается учесть ассоциации дуг с оптимальными решениями характеристическими множествами признаков вхождения вершин в заранее выделенные любым способом подмножества вершин [4]. Исходный граф будет представлен объединением подграфов, формально включающих вершины одного подмножества. Обозначим $B = \{B(i), i \in N\}$ – множество двоичных векторов классификации вершин графа. Принадлежность вершины i подмножеству k пусть отражается выражением $B(i) = 2^k$.

Алгоритм учета ассоциации дуг следующий. Первоначально каждой дуге графа следует назначить нулевой вектор характеристического множества признаков вхождения ее конечной вершины в кратчайшие пути: $S(I(i, j)) = 0$, $(i, j) \in M$. Здесь $I(i, j) = (k | (i, j) \in M) \wedge (k \in \overline{1, m})$ – индекс дуги в линейном массиве списка дуг, являющегося частью структуры смежности графа.

Далее для каждой вершины i , $i \in N$, необходимо построить дерево кратчайших путей до всех остальных вершин, но при этом операцию $P(j) \leftarrow i$ следует дополнить сохранением индекса $R_j \leftarrow I(i, j)$, $j \in \overline{1, n}$, указывающего позицию дуги $i \rightarrow j$ в списке дуг.

После этого узлы и листья деревьев кратчайших путей могут эффективно отображаться на дуги графа: $S(k) \leftarrow S(k) \vee B(P(j))$, $(R_j = k) \wedge (P(j) \neq j)$, $j \in N$. В функции $SPM(r, t)$ (рис. 2) условие фильтрации дуг $(P(j) \leq e) \vee ((D_j > D_i + w(i, j)) \wedge (Q \leftarrow Q \setminus \{j\}))$ должно иметь вид $((S(I(i, j)) \wedge B(t)) \neq 0) \wedge ((P(j) \leq e) \vee ((D_j > D_i + w(i, j)) \wedge (Q \leftarrow Q \setminus \{j\})))$.

В настоящее время процессоры обладают возможностью параллельного выполнения операций над битами в машинных словах размером 16, 32 или 64 разряда. Характеристический вектор реально всегда отображается на массив смежных машинных слов. Операция конъюнкции в выражении $((S(I(i, j)) \wedge B(t)) \neq 0)$ проверяет совпадение единственного разряда на всех итерациях построения дерева путей к целевой вершине t . В таком случае нет необходимости проверки всех разрядов характеристического вектора. Достаточно проверять подмножество $\lfloor \log_2 B(t)/w \rfloor$ вектора $S(I(i, j))$, где w – разрядность процессора.

Экспериментальная оценка времени решения задач

В таблице приведены результаты оценки среднего времени решения задач расчета подматриц кратчайших расстояний предлагаемыми процедурами для графа реальной сети автомобильных дорог с параметрами $n \cong 10^6$, $m \cong 5 \cdot 10^6$. Размеры случайных подматриц – $|S|=500 \dots 900$, $|F|=100$. Множества вершин подграфов для проецирования кратчайших путей соответствовали равным по размеру интервалам последовательных номеров вершин исходного графа.

Оценки времени расчета подматриц кратчайших расстояний

Размерность задачи ($ S $)	Среднее время решения, мсек (Celeron 1,7 ГГц, 512 Мбайт)						
	Классическая схема Дijkstra	Предлагаемая схема с различным числом подграфов					
		1	8	16	32	64	128
500	10,823	8,003	1,038	0,719	0,524	0,512	0,503
600	12,234	9,514	1,312	0,828	0,640	0,604	0,602
700	14,534	11,005	1,513	0,947	0,769	0,678	0,688
800	17,002	12,811	1,716	1,102	0,924	0,860	0,772
900	20,712	15,012	2,117	1,417	1,187	1,009	0,901

Результаты эксперимента подтверждают сокращение времени расчета подматриц после учета predetermined решений и увеличения количества подграфов для проецирования предварительно найденных оптимальных решений. Эффект насыщения объясняется сильной разреженностью графа транспортной сети.

Заключение

Таким образом, построенные процедуры поиска используют для представления модели сети память в два раза большего объема. Предложенный прием нумерации запросов на поиск кратчайших путей позволяет исключить холостые шаги инициализации переменных состояния поиска. В результате вычислительная сложность задачи для наиболее эффективных адресных схем организации очередей линейно зависит от количества дуг дерева кратчайших путей. Пометка входных дуг минимальной длины сокращает количество шагов изменения состояния очереди обратно пропорционально степени захода вершин. Снизить такую степень позволяет проецирование результатов предварительной оптимизации путей на дуги графа.

QUICK SEARCH OF THE SHORTEST PATHS ON THE GRAPH WITH A PREDETERMINED DECISION

M.P. REVOTJUK, M.K. QARALEH, N.V. KHAJYNOVA

Abstract

On the classical problem of searching the shortest paths in graphs considered the possibility of accelerating the search procedure by incorporating a priori information about the search space. Global initialization of state variables predefined search and selection solutions can improve performance of multiple procedures to find paths to a linear dependence on the volume of the scanned area.

Список литературы

1. *N. Deo, Chi-yin Pang* // Networks. 1984. Vol. 14. P. 275–323.
2. *Fredman M.L., Tarjan R.E.* //J. ACM. 1987. Vol. 34(3). P. 596–615.
3. *Demetrescu C., Italiano G.F.* //ACM Transactions on Algorithms. 2006. № 2 (4). P. 578–601.
4. *Ревотюк М.П., Застенчик Н.И., Шеико Е.В.* // Изв. БИА. 2004. № 1 (17)/2. С. 112–114.

УДК 681.515

СИНТЕЗ ЦИФРОВОГО РЕГУЛЯТОРА, ВКЛЮЧЕННОГО ПАРАЛЛЕЛЬНО ЕДИНИЧНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

А.Г. СТРИЖНЕВ*, М.К. ХАДЖИНОВ, А.Н. РУСАКОВИЧ

НПО «ОКБ ТСП»Независимости, 115, Минск, 220114, Беларусь**Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 1 апреля 2014*

Представлен аналитический способ синтеза цифровых регуляторов, включенных параллельно объектам управления, замкнутых единичными обратными связями. Использование данного способа рассчитано на применение современных компьютерных технологий, отличается простотой реализации и хорошим качеством работы.

Ключевые слова: система автоматического управления, обратная связь, цифровой регулятор.

Введение

В процессе разработки и создания систем автоматического управления (САУ) одной из основных задач является расчет корректирующих устройств (регуляторов), которые придадут системе требуемые динамические свойства. Корректирующие устройства обычно подключаются последовательно или параллельно звеньям объекта управления (ОУ) [1].

При последовательном включении корректирующих устройств изменение характеристик любого из звеньев ОУ сильно влияет на свойства всей системы. Поэтому для расчета последовательных корректирующих устройств необходимы полные и точные сведения обо всех звеньях контура управления, а главное об изменении их параметров в процессе эксплуатации. Изменение параметров звеньев ОУ обычно принято компенсировать путем их охвата параллельными корректирующими обратными связями (ОС). При этом в системе, кроме главной единичной обратной связи, присутствуют дополнительные ОС, а сама система представляет собой многоконтурную систему подчиненного регулирования. Дополнительные корректирующие ОС обычно применяют для уменьшения инерционности наиболее важных звеньев ОУ, что благоприятно сказывается на показателях качества (быстродействию и устойчивости) всей системы в целом.

Выделение инерционных звеньев ОУ, а тем более охват их корректирующими ОС, не всегда технически реализуем. Более целесообразным примером параллельной коррекции является использование квазимодальных и линейно-квадратичных регуляторов, располагаемых в цепи обратной связи [2]. Следует заметить, что практически такое же качество управления может быть получено с помощью гибкой обратной связи, проектирование которой решается в рамках ограничений на частоту среза контура управления объекта, содержащего жесткую обратную связь. В дальнейшем будет осуществлен синтез именно таких корректирующих устройств и осуществлена их цифровая реализация.

Расчет гибкой обратной связи для объекта управления, замкнутого единичной обратной связью

Чтобы осуществить расчет гибкой обратной связи для ОУ, замкнутого единичной обратной связью, необходимо повысить быстродействие прямой цепи системы, скорректировать вид переходного процесса и реализовать регулятор в цифровом виде.

Повышение быстродействия прямой цепи замкнутой системы. Повысить быстродействие САУ проще всего с помощью дополнительного усилителя, включенного в прямую цепь системы. Тогда структурная схема САУ примет вид, как на рис. 1.

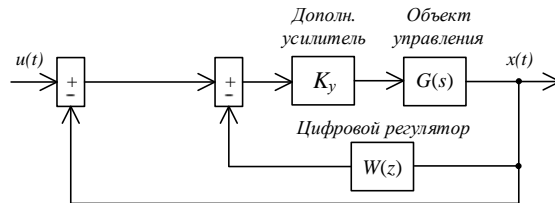


Рис. 1. Структурная схема САУ с дополнительным усилителем и ЦР в обратной цепи

Данная система содержит два вложенных контура, и, по аналогии с системой подчиненного регулирования, вложенным следует считать контур с цифровым регулятором, полоса пропускания которого будет выше контура с единичной обратной связью. Положим, что система (рис. 1) содержит линейный стационарный ОУ, математическая модель которого описывается передаточной функцией в виде произведения передаточных функций элементарных динамических звеньев [3]:

$$G(s) = \prod_{i=0}^a K_i s^{\pm \nu} \prod_{\gamma=0}^b \frac{1}{1 \pm T_\gamma s} \prod_{k=0}^c \frac{1}{1 \pm 2\xi_k T_k s + T_k^2 s^2} \prod_{m=0}^d (1 \pm T_m s) \prod_{n=0}^e (1 \pm 2\xi_n T_n s + T_n^2 s^2), \quad (1)$$

где K_i – коэффициенты усиления усилительных звеньев; T – постоянные времени элементарных звеньев; ξ – показатели колебательности звеньев второго порядка; ν – количество интегрирующих ($-\nu$) или идеальных дифференцирующих ($+\nu$) звеньев (при $\nu \neq 0$).

Амплитудные и фазовые характеристики ОУ с передаточной функцией (1) определяются выражениями:

$$N(\omega) = \prod_{l=1}^f N_l(\omega); \quad \varphi(\omega) = \sum_{l=1}^f \varphi_l(\omega), \quad (2)$$

где f – количество элементарных звеньев; $N_l(\omega)$, $\varphi_l(\omega)$ – амплитудные и фазовые характеристики элементарных звеньев.

Передаточные функции, амплитудные и фазовые частотные характеристики элементарных звеньев [3] приведены в табл. 1. Для обеспечения требуемого быстродействия необходимо с помощью дополнительного усилителя вывести систему на границу устойчивости при условии сохранения минимального запаса по фазе $\Delta\varphi_{\min} = 0 - 5^\circ$. Запас по фазе $\Delta\varphi_{\min} = 180^\circ - \varphi(\omega)$ характеризует близость системы к границе устойчивости и определяется по фазовой характеристике (2), составленной с помощью табл. 1.

По известным параметрам ОУ (1) находят критическое значение частоты $\omega_{кр}$, на которой обеспечивается требуемый запас по фазе $\Delta\varphi_{\min}$. Для точных вычислений $\Delta\varphi_{\min}$ можно использовать функцию *root* программы Mathcad, которая базируется на методе секущих для поиска решений. При использовании данной функции применительно к колебательным звеньям нужно ввести ограничения на область допустимых решений в виде $(0, \omega - TOL]$, где TOL – допустимая погрешность вычислений. Для примерных вычислений запаса устойчивости можно использовать приближенное разложение функции $\text{arctg}(x)$ в ряд Тейлора, ограничиваясь его первыми тремя членами [4]:

$$\text{arctg}(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5}, \quad \text{при } |x| \leq 1; \quad \text{arctg}(x) = \pm \frac{\pi}{2} - \frac{1}{x} + \frac{1}{3x^3} - \frac{1}{5x^5}, \quad \text{при } |x| > 1.$$

Таблица 1. Частотные характеристики элементарных звеньев САУ

Тип звена	Передаточная функция	Амплитудная и фазовая характеристики
Усилительное	k	$N(\omega) = k, \varphi(\omega) = 0$
Интегрирующее	$\frac{1}{s}$	$N(\omega) = \frac{1}{\omega}, \varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}$
Апериодическое	$\frac{1}{1+Ts}$	$N(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1+T^2\omega^2}}, \varphi(\omega) = -\text{arctg}T\omega$
Колебательное	$\frac{1}{1+2\xi Ts+T^2s^2}$	$N(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1-T^2\omega^2)^2+4\xi^2T^2\omega^2}}, \varphi(\omega) = \begin{cases} -\text{arctg} \frac{2\xi T\omega}{1-T^2\omega^2} & \text{при } \omega \leq \frac{1}{T} \\ -\pi - \text{arctg} \frac{2\xi T\omega}{1-T^2\omega^2} & \text{при } \omega > \frac{1}{T} \end{cases}$
Дифференцирующее	s	$N(\omega) = \omega, \varphi(\omega) = \frac{\pi}{2}$
Форсирующее первого порядка	$1+Ts$	$N(\omega) = \sqrt{1+T^2\omega^2}, \varphi(\omega) = \text{arctg}T\omega$
Форсирующее второго порядка	$1+2\xi Ts+T^2s^2$	$N(\omega) = \sqrt{(1-T^2\omega^2)^2+4\xi^2T^2\omega^2}, \varphi(\omega) = \begin{cases} \text{arctg} \frac{2\xi T\omega}{1-T^2\omega^2} & \text{при } \omega \leq \frac{1}{T} \\ \pi + \text{arctg} \frac{2\xi T\omega}{1-T^2\omega^2} & \text{при } \omega > \frac{1}{T} \end{cases}$
Запаздывающее	$e^{-\tau s}$	$N(\omega) = 1, \varphi(\omega) = -\tau\omega$

Далее необходимо с помощью табл. 1 определить значение амплитудно-частотной характеристики (2) на частоте $\omega = \omega_{кр}$. Для примерных вычислений можно использовать известную методику [5], с помощью которой определяют асимптотическое значение амплитудно-частотной характеристики объекта $N(\omega_{кр})$.

Для выведения системы на границу устойчивости необходимо установить значение коэффициента усиления дополнительного усилителя $K_y = 1/N(\omega_{кр})$.

Коррекция вида переходного процесса замкнутой системы. Для коррекции вида переходного процесса замкнутой системы нужно определить структуру передаточной функции корректирующей обратной связи и рассчитать ее параметры. Данная задача обычно решается графически с помощью ЛАЧХ [6], проще это можно сделать аналитически.

Аналитический способ основан на том, что передаточная функция корректирующей обратной связи может быть представлена в обобщенном виде: $Q(s) = Q_a(s)Q_d(s)Q_f(s)$, где $Q_a(s)$ – передаточная функция апериодического звена; $Q_d(s)$ – передаточная функция дифференцирующего звена; $Q_f(s)$ – передаточная функция форсирующего звена. Передаточные функции указанных звеньев и их параметры приведены в табл. 2.

Таблица 2. Передаточные функции звеньев корректирующей обратной связи

Звено	Передаточная функция и ее параметры
Апериодическое	$Q_a(s) = 1, \text{ при } n < 1; Q_a(s) = \frac{\omega_a}{s + \omega_a}, \text{ при } n = 1; Q_a(s) = \prod_0^{n-1} \frac{\omega_a}{s + \omega_a}, \text{ при } n \geq 2$ где $\omega_a = \begin{cases} (6...8)\omega_c, & \text{при } n \leq 2; \\ 4(n-2)(n-1)\omega_c, & \text{при } n > 2. \end{cases}$ – частота сопряжения апериодического звена; ω_c – частота среза объекта управления; n – разность порядков числителя и знаменателя передаточной функции (1), содержащих звенья с собственными частотами не выше ω_c .
Дифференцирующее	$Q_d(s) = s/\omega_d$, где $\omega_d = (0,7...1,3) \cdot \omega_c, \text{ при } n \leq 2; \omega_d = \omega_c/2(n-2), \text{ при } n > 2$ – частота сопряжения дифференцирующего звена.
Форсирующее	$Q_f(s) = 1, \text{ при } n \leq 2; Q_f(s) = \prod_0^{n-2} \frac{s + \omega_f}{\omega_f}, \text{ при } n > 2$, где $\omega_f = (0,7...1)\omega_c$ – частота сопряжения форсирующего звена.

Частоту среза ω_c объекта управления можно определить по амплитудной характеристике (2), составленной с помощью табл. 1, на которой обеспечивается значение $N(\omega)=1$. Для точного вычисления частоты среза также можно использовать функцию *root* программы Mathcad. Для примерного определения частоты среза можно использовать методику [5], применение которой имеет большее совпадение с реальной частотой среза, если ОУ не содержит колебательные звенья.

Реализация цифрового регулятора. Для реализации цифрового регулятора (ЦР) можно использовать различные методы дискретизации передаточных функций звеньев гибкой обратной связи. Наиболее просто [7] можно осуществить дискретизацию передаточных функций непрерывных звеньев по методу трапеций путем замены оператора s на его дискретное изображение $s \approx \frac{2z-1}{hz+1}$. Более точно передаточную функцию ЦР можно определить программным методом, используя функцию *c2d* пакета MATLAB, с параметром *method = 'tustin'* [8]. В любом случае при получении дискретной передаточной функции регулятора возникает проблема выбора шага квантования h , при выборе шага квантования которого требуется учитывать ряд противоречивых требований и следовать рекомендациям [9]. Практически установлено, что эффект квантования по времени мало отражается на динамике цифровой САУ, если выбирать шаг квантования h из соотношения $T_{95}/45 < h < T_{95}/15$, где T_{95} – время достижения выходным сигналом системы уровня 95 % от установившегося значения при подаче на вход ступенчатого сигнала. Обычно выполняется условие $T_{95} \approx 3T$, где T – наибольшая постоянная времени ОУ [8].

Примеры расчета цифровых регуляторов

Пример 1.

Рассмотрим синтез ЦР на примере астатического ОУ, содержащего два апериодических звена:

$$G_1(s) = \frac{\alpha}{s(s+a)(s+b)}, \quad (3)$$

где $\alpha = \frac{k}{T_1 T_2} = 4971,15 \text{ c}^{-3}$; $a = \frac{1}{T_1} = 1,415 \text{ c}^{-1}$; $b = \frac{1}{T_2} = 48,54 \text{ c}^{-1}$.

Вначале для определения запаса устойчивости ОУ (3) запишем выражение $\Delta\phi_{\min} = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{\omega}{a} - \arctg \frac{\omega}{b}$. Используя данное выражение, с помощью функции *root* программы Mathcad находим критическое значение частоты $\omega = \omega_{кр} = 8,288$, на которой обеспечивается минимальный запас по фазе $\Delta\phi_{\min} = 0$.

Запишем выражение для определения амплитудной характеристики ОУ (3):

$$N(\omega) = \frac{k}{\omega \sqrt{1 + \omega^2/a^2} \sqrt{1 + \omega^2/b^2}}. \quad (4)$$

Подставляя в выражение (4) значение частоты $\omega = \omega_{кр}$, находим $N(\omega_{кр}) = 1,449$. Определяем коэффициент усиления дополнительного усилителя $K_y = 1/N(\omega_{кр}) = 0,69$. Определяем частоту среза данного объекта с учетом K_y : составим с помощью табл. 1 амплитудную характеристику ОУ, а в левой части равенства вместо $N(\omega)$ запишем 1; получим

$$1 = \frac{K_y \alpha / ab}{\omega \sqrt{1 + \omega^2/a^2} \sqrt{1 + \omega^2/b^2}}, \text{ откуда находим частоту среза } \omega_c = 8,286 \text{ c}^{-1}.$$

Для сравнения с помощью методики [5] определена частота среза, которая равна $\omega_c = 8,406 \text{ c}^{-1}$. Заметим, что вычисленные различными способами значения частоты среза отличаются незначительно.

Используя табл. 2, определим для ОУ (3) передаточную функцию корректирующей обратной связи:

$$Q(s) = Q_a(s)Q_d(s)Q_f(s) = \frac{s\omega_a}{(s + \omega_a)\omega_d}, \quad (5)$$

где $Q_a(s) = \omega_a / (s + \omega_a)$, $Q_d(s) = s/\omega_d$, $Q_f(s) = 1$, $\omega_a = (6...8)\omega_c = 50,43...67,24 \text{ с}^{-1}$, $\omega_d = (0,7...1,3)\omega_c = 5,88...10,93 \text{ с}^{-1}$, $n = 2$.

Параметры K_y , ω_a и ω_d определены примерно и требуют уточнения. Для уточнения можно использовать блок Signal Constraint программы MATLAB, который реализует метод динамической оптимизации параметров проектируемых САУ. При настройке с помощью данного блока руководствуются желаемыми показателями качества работы системы. Для данного и последующих примеров задавался аperiodический вид переходного процесса. В результате программной настройки получены параметры $K_y = 1$, $\omega_a = 68 \text{ с}^{-1}$, $\omega_d = 7,9 \text{ с}^{-1}$.

Применением программной дискретизации [8] определена передаточная функция ЦР:

$$W_1(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}}, \text{ где } a_1 = -0,4925; b_1 = -1; K_0 = 6,4236; h = 0,01 \text{ с}. \quad (6)$$

Данная методика расчета ЦР применима и для астатического ОУ, содержащего всего одно аperiodическое звено. В этом случае требуется искусственно добавить второе аperiodическое звено, выбрав его частоту сопряжения значительно (в 2 и более раз) большую, чем первое аperiodическое звено. Для примера рассмотрим ОУ с передаточной функцией

$$G_2(s) = \frac{\alpha}{s(s + a)}, \text{ где } \alpha = \frac{k}{T_1} = 102,413 \text{ с}^{-3}; a = \frac{1}{T_1} = 1,415 \text{ с}^{-1}. \quad (7)$$

Заметим, что передаточная функция (7) получена из (3) путем отбрасывания второго аperiodического звена. Добавлением второго аperiodического звена получим исходную передаточную функцию (3), для которой ранее была определена корректирующая обратная связь (5), а после уточнения с помощью блока Signal Constraint программы MATLAB получены параметры $K_y = 3,4$, $\omega_a = 59 \text{ с}^{-1}$, $\omega_d = 15,93 \text{ с}^{-1}$.

Применением программной дискретизации [8] определена передаточная функция ЦР:

$$W_2(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}}, \text{ где } a_1 = -0,5444; b_1 = -1; K_0 = 2,86; h = 0,01 \text{ с}. \quad (8)$$

Пример 2. Рассмотрим синтез ЦР на примере астатического ОУ, содержащего колебательное звено:

$$G_3(s) = \frac{\alpha}{s(s^2 + bs + a)}, \text{ где } \alpha = \frac{k}{T^2} = 492,48 \text{ с}^{-3}; a = \frac{1}{T^2} = 1296 \text{ с}^{-1}; b = \frac{2\xi}{T} = 10,8 \text{ с}^{-1}. \quad (9)$$

Вначале для определения запаса устойчивости ОУ (9) запишем выражение $\Delta\phi_{\min} = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{2\xi T\omega}{1 - T^2\omega^2}$. Используя данное выражение, с помощью функции root программы Mathcad, находим критическое значение частоты $\omega = \omega_{кр} = 35,906 \text{ с}^{-1}$, на которой обеспечивается минимальный запас по фазе $\Delta\phi_{\min} = 1^\circ$.

Запишем выражение для определения амплитудной характеристики ОУ (9):

$$N(\omega) = \frac{k}{\omega\sqrt{(1 - T^2\omega^2)^2 + 4\xi^2 T^2\omega^2}}. \quad (10)$$

Подставляя в выражение (10) значение частоты $\omega = \omega_{кр}$, находим $N(\omega_{кр}) = 0,0354$.

Определяем коэффициент $K_y = 1/N(\omega_{кр}) = 28,277$. Далее определим частоту среза данного объекта с учетом K_y : составим с помощью табл. 1 амплитудную характеристику ОУ, а

в левой части равенства вместо $N(\omega)$ запишем 1; получим выражение

$$1 = \frac{K_y \alpha / ab}{\omega \sqrt{1 + \omega^2 / a^2} \sqrt{1 + \omega^2 / b^2}}, \text{ откуда находим частоту среза } \omega_c = 35,905 \text{ с}^{-1}.$$

Для сравнения, с помощью методики [5] определена частота среза, которая равна $\omega_c = 24,05 \text{ с}^{-1}$. Заметим, что вычисленная частота среза ($\omega_c = 24,05 \text{ с}^{-1}$) значительно отличается от реального значения ($\omega_c = 35,905 \text{ с}^{-1}$) из-за не совпадения реальной и асимптотической частотных характеристик ОУ (9).

Используя табл. 2, определим для ОУ (9) передаточную функцию корректирующей обратной связи:

$$Q(s) = Q_a(s)Q_d(s)Q_f(s) = \frac{s(s + \omega_f)\omega_a^2}{(s + \omega_a)(s + \omega_a)\omega_d}, \quad (11)$$

где $Q_a(s) = \frac{\omega_a^2}{(s + \omega_a)(s + \omega_a)}$, $Q_d(s) = \frac{s}{\omega_d}$, $Q_f(s) = \frac{(s + \omega_f)}{\omega_f}$, $\omega_a = (6...8)\omega_c = 215,43...287,24 \text{ с}^{-1}$, $\omega_d = (0,7...1,3)\omega_c = 25,134...46,67 \text{ с}^{-1}$, $\omega_f = (0,7...1)\omega_c = 25,134...35,905 \text{ с}^{-1}$, $n=3$.

После уточнения с помощью блока Signal Constraint программы MATLAB получены параметры $K_y = 50$, $\omega_a = 250 \text{ с}^{-1}$, $\omega_d = 57,43 \text{ с}^{-1}$, $\omega_f = 10,23 \text{ с}^{-1}$. К передаточной функции (11) применена программная дискретизация [8] и определена передаточная функция ЦР:

$$W_3(z) = K_0 \frac{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \quad (12)$$

где $a_1 = 0,2222$; $a_2 = 0,0123$; $b_1 = -1,9027$; $b_2 = 0,9027$; $K_0 = 22,0884$; $h = 0,01 \text{ с}$.

Моделирование работы САУ с цифровым регулятором

Для проверки работы САУ в среде Simulink пакета MATLAB были составлены схемы моделирования [10], пример которой для ОУ (3) и ЦР (6) приведен на рис. 2. В процессе моделирования использовались различные ОУ (3, 7, 9) с дополнительными усилителями K_y , охваченные единичной обратной связью и параллельно включенные им ЦР (6, 8, 12).

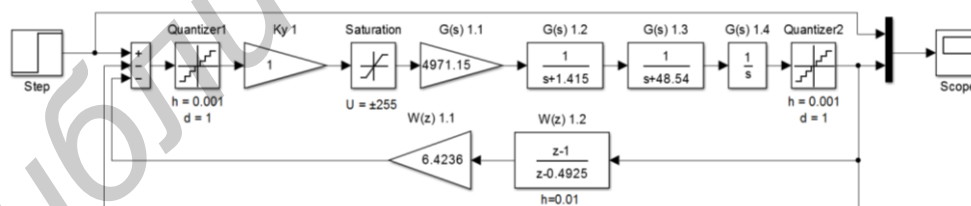


Рис. 2. Схема моделирования работы системы

Объект управления (рис. 2) имеет цифровые (квантованные по времени $h = 0,001 \text{ с}$ и уровню $d = 1$ дел) входы и выходы, и обладает нелинейностями типа «насыщение»: для объектов $G_1(s)$ и $G_2(s)$ равными $u = \pm 255$ дел, для объекта $G_3(s)$ равным $u = \pm 12900$ дел. Цифровые регуляторы $W_1(z) - W_3(z)$ имеют шаг квантования $h = 0,01 \text{ с}$.

Результаты работы САУ, содержащих различные ОУ и ЦР при отработке ступенчатого воздействия $A = 0,3 \text{ град} = 55 \text{ дел}$ приведены на рис. 3, где нанесены линии: верхняя горизонтальная соответствует +5 % от сигнала задания; средняя горизонтальная соответствует сигналу задания; нижняя горизонтальная соответствует -5 % от сигнала задания.

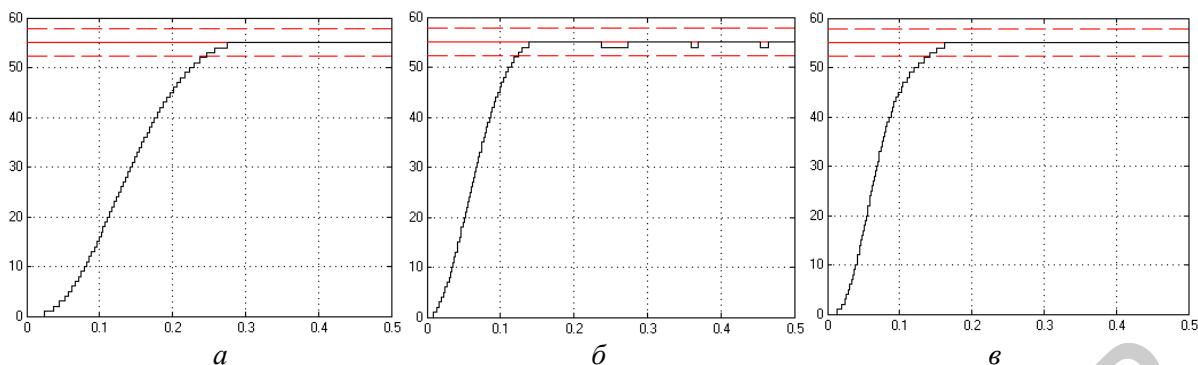


Рис. 3. Переходные процессы в САУ, содержащие:
 a – ОУ $G_1(s)$ и ЦР $W_1(z)$; b – ОУ $G_2(s)$ и ЦР $W_2(z)$; v – ОУ $G_3(s)$ и ЦР $W_3(z)$

Анализируя результаты моделирования (рис. 3), можно сделать вывод о том, что вид переходных процессов в САУ с различными ОУ и ЦР является близким к апериодическому.

Заключение

Рассмотрен аналитический способ синтеза цифровых регуляторов, включенных параллельно объектам управления, замкнутых единичными обратными связями. Использование данного способа рассчитано на применение современных компьютерных технологий, отличается простотой реализации и хорошим качеством работы. Особенностью данного способа является то, что не требуется составления логарифмических амплитудных и фазовых характеристик и определения по ним параметров корректирующих устройств. Полученные в данной статье результаты доведены до инженерного уровня и могут быть успешно использованы при разработке САУ со сложной системой коррекции.

SYNTHESIS OF THE DIGITAL CONTROLLER IN THE REVERSE PATH WITH ADDITIONAL UNITY FEEDBACK

A.G. STRYZHNIU, M.K. KHAJYNAU, A.N. RUSAKOVICH

Abstract

This paper presents analytical synthesis method of the digital controller in the reverse path with additional unity feedback. This method is easy realized, ensures perfect tracking of various inputs and uses modern information technologies.

Список литературы

1. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. К., 1989.
2. Хаджинов М.К. // Докл. БГУИР. 2010. № 8. С. 33–37.
3. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т.1. Линейные системы. М., 2003.
4. Бронштейн И.Н., Семендяев К.Ф. Справочник по математике. СПб. 2009.
5. Громыко В.Д., Зубарь В.В., Кругликов В.В. и др. Справочное пособие по теории систем автоматического регулирования и управления. Минск, 1973.
6. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. М., 1989.
7. Герман-Галкин В.Д., Лебедев Б.А., Марков Н.И. и др. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями. Л., 1986.
8. Стрижнев А.Г., Русакович А.Н. // Информатика. 2013. № 3 (39). С. 105–114.
9. Гостев В.И., Худой Д.А., Баранов А.А. Синтез цифровых регуляторов систем автоматического управления. К., 2000.
10. Tewari A. Modern control design with MATLAB and Simulink, 2002.

УДК 621.396.6

ТОПОЛОГИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕННОГО МОДУЛЯ X-ДИАПАЗОНА

И.А. ФАЛЯЕВ, В.П. КУДИН

Гомельский государственный университет им. Ф. Скорины
Советская, 104, Гомель, 246019, Беларусь

Поступила в редакцию 14 ноября 2013

Приведены результаты разработки топологии и исследования антенного модуля X-диапазона, имеющего простую конструкторскую реализацию в виде трехслойной печатной платы 140×120×1,12 мм.

Ключевые слова: многолучевая антенная решетка, диаграммообразующая схема, «магический» Т-мост, антенна Вивальди, антенная решетка, X-диапазон.

Введение

Одной из важных и актуальных проблем современной антенной техники является построение многофункциональных пассивных и активных антенных систем, обеспечивающих высокоэффективную работу различных радиотехнических комплексов. Одним из вариантов решения этой задачи могут быть многолучевые антенные решетки на основе матричных диаграммообразующих схем (ДОС), самой распространенной из которых является матрица Батлера [1–3].

Значительная часть распределительных антенных систем, антенн [4–7] изготавливается с использованием печатной технологии. Они обладают хорошими массогабаритными характеристиками и низкой стоимостью изготовления. Однако при увеличении числа каналов схемная и конструкторско-технологическая сложность ДОС стремительно растет. Этот недостаток особенно проявляется с увеличением числа лучей многолучевой антенной решеткой. В данной работе исследуется антенный модуль на основе антенны Вивальди с восьмиканальной параллельной диаграммообразующей схемой [8] новой топологии, позволяющей существенно упростить ее конструкторскую реализацию.

Топология матричной диаграммообразующей схемы

При построении топологии матричной ДОС определяющими факторами являются выбор элементной базы, их компактное размещение на плате, а также реализация схемы без пересечений линий передачи.

В качестве элементной базы рассматривались такие устройства, как шлейфный мост, щелевой переход, направленный ответвитель со щелевой связью, «магический» Т-мост, кроссовер и другие. Кроссоверы позволяют избавиться от пересечений линий передачи, однако имеют большие габариты. К примеру, для построения топологии в предложенной ДОС [8] понадобится 14 кроссоверов, что значительно увеличит размер платы. Реализация схемы без пересечений линий передачи возможна в многослойной плате, однако это не всегда целесообразно. Использование шлейфных мостов является неэффективным из-за малого рабочего диапазона частот данных элементов. Самым компактным базовым элементом оказывается «магический» Т-мост. На его основе можно построить ДОС на трехслойной печатной плате.

За основу был взят «магический» Т-мост, приведенный в [9]. Скорректировав его топологию, а именно, отказавшись от использования емкостного выреза между выходами 3 и 4, выполнив резонансную щель без радиальной заглушки, согласовав вход 2 с помощью обычного трансформатора на конце, вместо радиальной заглушки, получим улучшенный базовый элемент. Его топология и частотные зависимости S-параметров после оптимизации линейных размеров приведены на рис. 1.

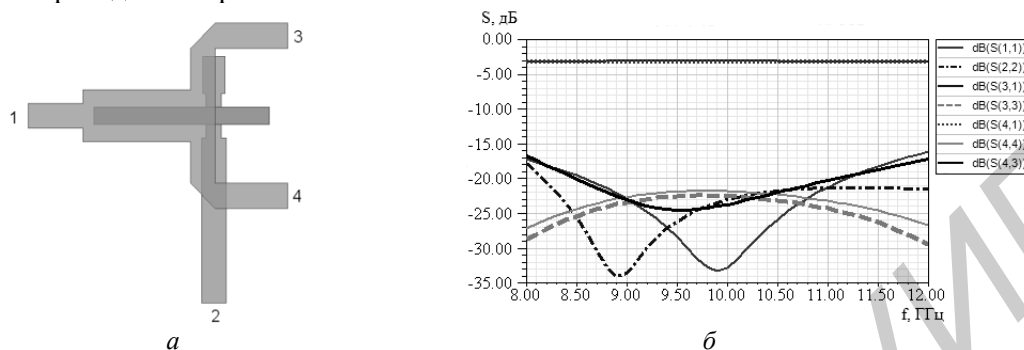


Рис. 1. Топология (а) и частотные зависимости S-параметров (б) «магического» Т-моста

«Магический» Т-мост имеет коэффициент передачи $-3,7 \pm 0,5$ дБ и фазовый разбаланс $\pm 0,8$ градуса в рабочем диапазоне частот 8,5–11,1 ГГц. Значения коэффициента связи между входами 1 и 2 находятся ниже -40 дБ.

Компактная топология матричной ДОС была предложена на основе Т-мостов, а также щелевых переходов [10]. В качестве фазосдвигателей использовались отрезки линии передачи требуемой длины. На рис. 2 приведена послойная топология схемы, а также вид платы сбоку. Цифрами указана нумерация входов. Первый слой представляет собой дорожки медного проводника. Второй слой – сплошной медный проводник с вырезанными щелями (щели выделены черным цветом). Третий слой аналогичен первому. Минимальное расстояние между соседними проводниками составляет три ширины полоски.

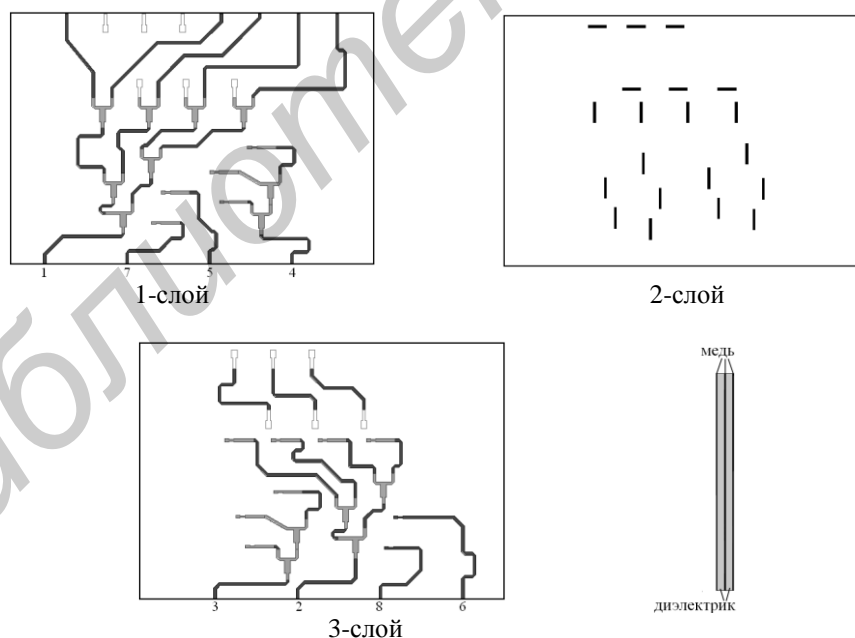


Рис. 2. Компактная топология ДОС 8×8 выходов

Длина полученной платы составляет 140 мм, а ширина – 97 мм. Питание осуществляется несимметричной полосковой линией передачи с входным сопротивлением 50 Ом. В качестве подложки использовался диэлектрик фирмы Rogers 4003 С с диэлектрической проницаемостью 3,38 и тангенсом угла потерь 0,0027. Толщина диэлектрической подложки составляет 0,508 мм, а толщина медного слоя 35 мкм. Расстояние между соседними входами равно 16 мм, что вполне достаточно для крепления коаксиальных

разъемов. Все приведенные в статье модели были реализованы в программе, которая осуществляет трехмерный электродинамический расчет полей, используя метод конечных элементов.

На рис. 3 представлены рассчитанные по компьютерной модели частотные зависимости коэффициентов отражения на всех входах ДОС. Практически во всем X-диапазоне значения коэффициентов отражения лежат ниже уровня -15 дБ.

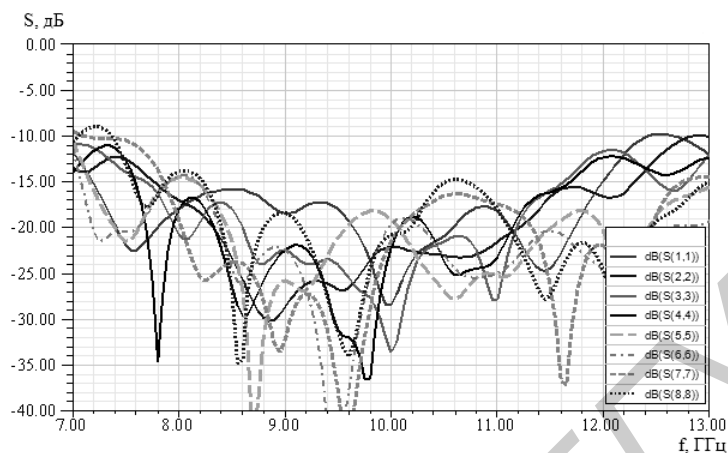


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов отражения на всех входах

Ниже, на рис. 4, приведены частотные зависимости коэффициентов передачи ДОС со входов 1 и 2. Во всем частотном диапазоне 8–12 ГГц кривые без резких пиков, имеют плавный характер, их значения лежат в пределах от -11 до -17 дБ.

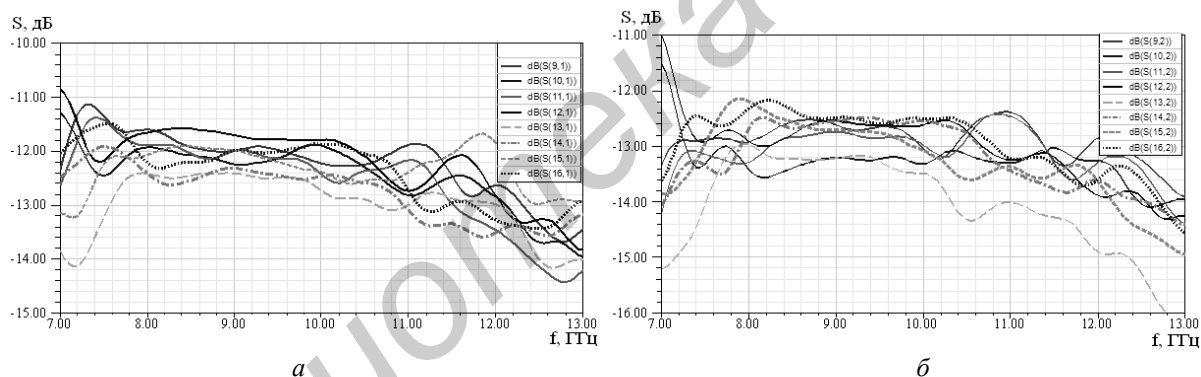


Рис. 4. Частотные зависимости коэффициентов передачи на выходах схемы при подаче сигнала на 1 (а) и 2 (б) входы ДОС

Если обобщить полученные результаты разработанной топологии матричной ДОС, то получаем следующее: разработанная ДОС 8×8 входов имеет частотный диапазон 8,6–10,8 ГГц; амплитуда на выходах составляет -14 ± 3 дБ; разбаланс фаз ± 17 градусов; развязка всех входов -20 дБ в диапазоне частот 8–12 ГГц, а с 9 до 10 ГГц развязка составляет -25 дБ.

Антенная решетка

В качестве элемента линейной антенной решетки применим антенну Вивальди – сверхширокополосный щелевой излучатель бегущей волны на основе щели с плавно изменяющимся профилем [5]. Сверхширокополосные свойства данной антенны обеспечиваются благодаря плавной трансформации характеристического сопротивления щелевой линии для обеспечения эффективной излучающей способности сегментов щели с размерами порядка половины длины волны. У подобного рода антенн излучение осуществляется вдоль печатной платы, что является определенным преимуществом перед другими антеннами. Топология антенной решетки показана на рис. 5. Расстояние между излучателями антенной решетки равно 15 мм. Для улучшения согласования крайних

излучателей медный проводник на краях решетки продлевается на четверть средней длины волны (на рис. 5 обозначен пунктиром).

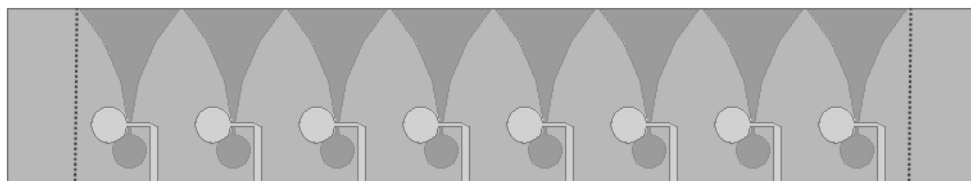


Рис. 5. Предложенная антенная решетка

Расчеты показывают, что восьмиэлементная антенная решетка на основе антенн Вивальди обеспечивает согласование входов в диапазоне от 8 ГГц до 12 ГГц при отклонении луча в азимутальной плоскости до 50 градусов. Ширина луча в Н-плоскости превосходит 110 градусов, в Е-плоскости не более 13 градусов. Излучение в противоположную сторону незначительное – ниже уровня –15 дБ.

Антенный модуль

Если объединить предложенную ДОС и антенную решетку в единую конструкцию, получаем антенный модуль на 8 каналов, который формирует веер из 8 лучей в секторе углов 115 градусов. На рис. 6 представлена компьютерная модель антенного модуля. Цифрами указаны номера входов. Размеры модуля составляют 140×120 мм.

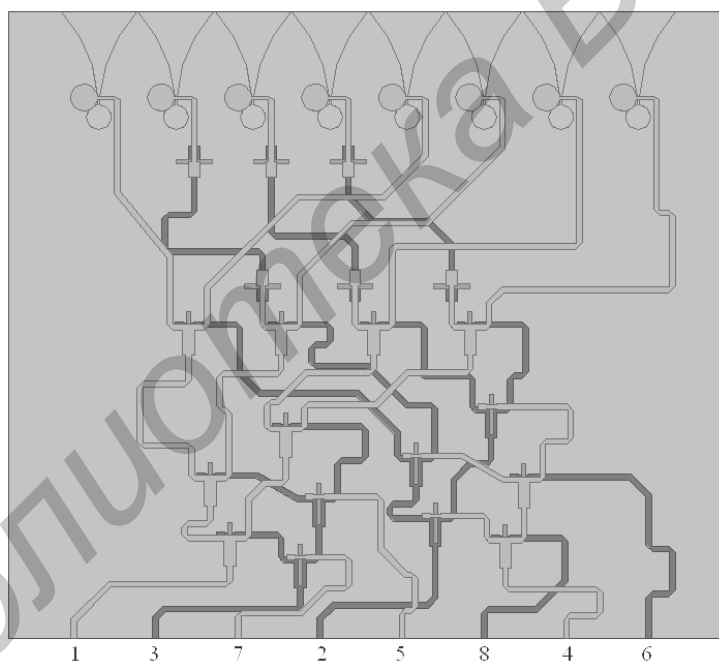


Рис. 6. Предложенный антенный модуль на 8 входов

Компьютерное моделирование антенного модуля проводилось как единой конструкции. На рис. 7 представлены графики зависимостей коэффициентов отражения от частоты на всех входах модуля. Результаты показывают, что только входы 1 и 8, а также частично вход 7 согласованы хуже, чем остальные. Также прослеживается взаимная связь входов 1 и 8. Это хорошо видно из рис. 8, а (частотные зависимости коэффициентов связи). Такое поведение может быть вызвано значительным отражением подаваемой энергии от щелевых переходов. У других входов такой сильной связи не наблюдается. К примеру, на рис. 8, б представлены частотные зависимости коэффициентов связи между входами при возбуждении входа 3. Хорошо видно, что во всем X-диапазоне значения коэффициентов связи лежат ниже –15 дБ, а с 9,8 до 11,6 ГГц – ниже –20 дБ.

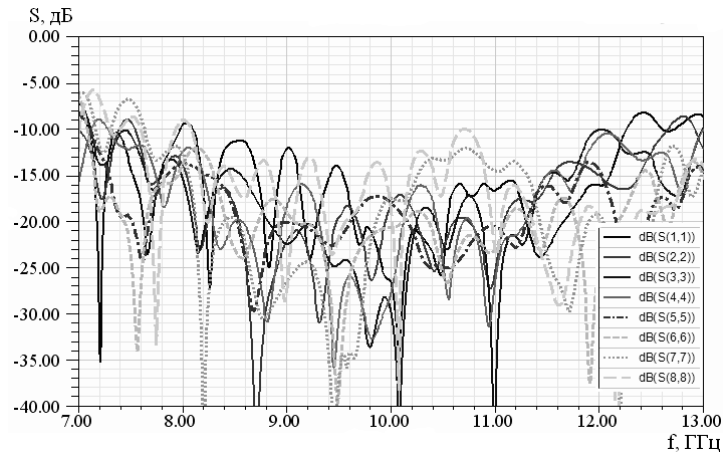


Рис. 7. Частотные зависимости коэффициентов отражения на всех входах антенного модуля

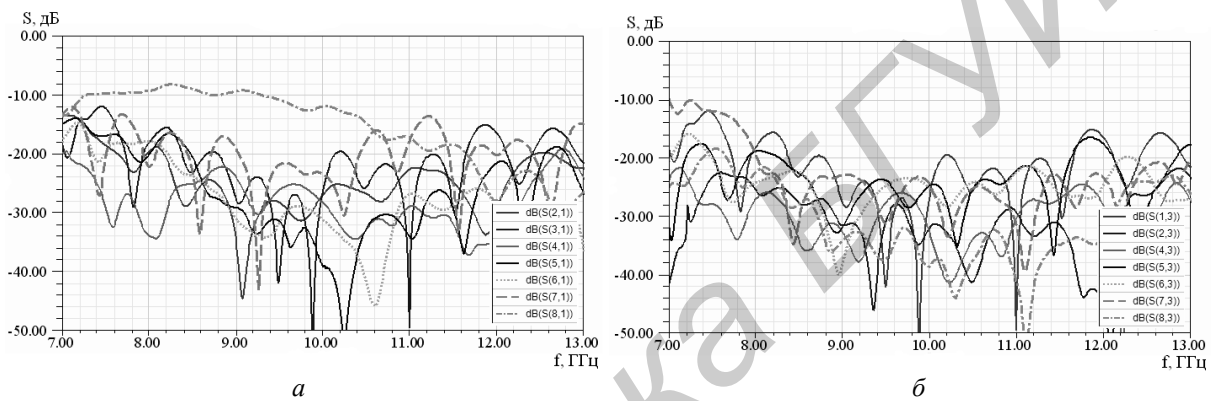


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициентов связи при подаче сигнала на входы 1 (а) и 3 (б) антенного модуля

При подаче сигнала на один из 8-ми входов апертура антенного модуля формирует луч под определенным углом со своей диаграммой направленности. На рис. 9 для примера приведены соответствующие диаграммы направленности на частоте 9,75 ГГц.

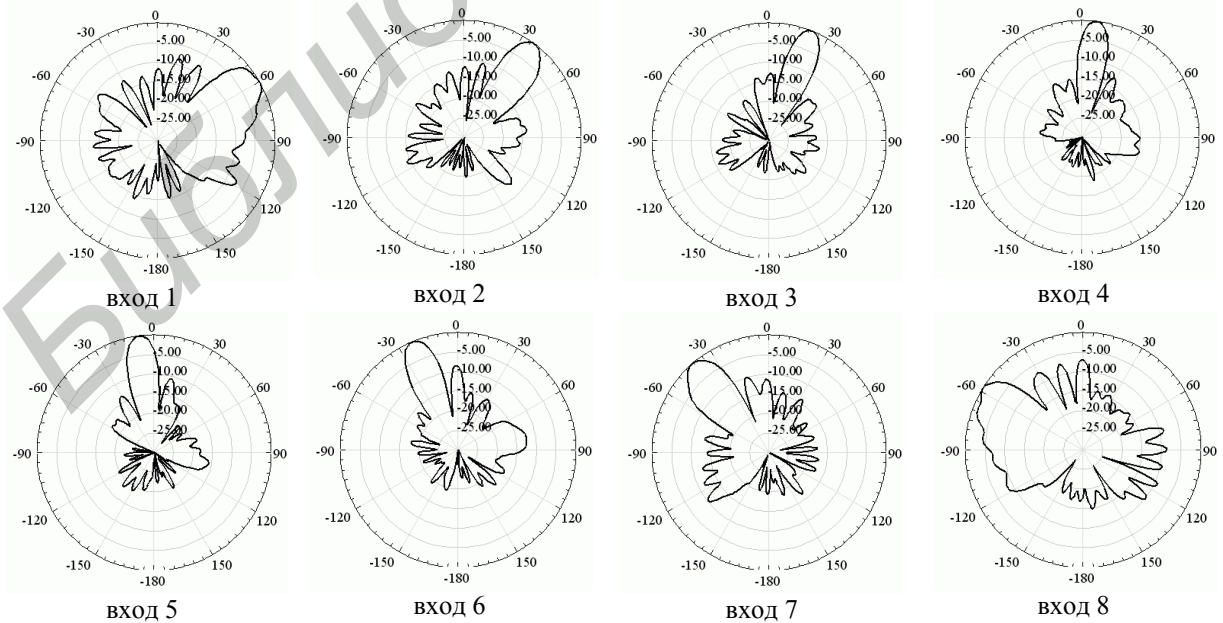


Рис. 9. Диаграммы направленности антенного модуля при подаче сигнала на отдельный вход

Заключение

В данной работе построен и численно исследован антенный модуль X-диапазона, состоящий из восьмиэлементной линейной антенной решетки на основе излучателей Вивальди и матричной ДОС новой топологии, формирующей многолучевую режим работы. ДОС состоит из широкополосных модифицированных «магических» Т-мостов и щелевых переходов и конструктивно реализуется на трехслойной печатной плате с размерами 140×120 мм совместно с антенной решеткой.

Установлено, что оптимизированный по геометрии антенный модуль в диапазоне частот 8,7–10,7 ГГц имеет следующие характеристики: коэффициент отражения по всем входам не выше –13 дБ, ширина главных лепестков лежит в пределах от 13 до 20 градусов, уровень боковых лепестков у каждого луча не выше –10 дБ.

TOPOLOGY AND CHARACTERISTICS OF THE ANTENNA MODULE X-BAND

I.A. FANYAEV, V.P. KUDZIN

Abstract

The results of the development and research of topology antenna module X-band having a simple implementation of the design in the form of a three-layer printed circuit board 140×120×1,12 mm.

Список литературы

1. *Neron J.-S., Gilles-Y. Delisle* // ETRI Journal. 2005. Vol. 27, № 6. P. 788–797.
2. *He J., Wang B.Z., He Q.Q. et al* // PIER. 2007. Vol. 74. P. 131–140.
3. *Chia-Chan Chang, Ruey-Hsuan Lee, Ting-Yen Slih* // Trans. on Antennas and Propagation. 2010. Vol. 58, № 2. P. 367–374.
4. *Yang Y., Wang Y., Fathy A.E.* // PIER. 2008. Vol. 82. P. 401–418.
5. *Jolani F., Dadashzadeh G., Naser-Moghadasi M. et. al.* // PIER. 2009. Vol. 9. P. 183–192.
6. *Гринев А.Ю., Багно Д.В., Синани А.И. и др.* // Матер. IV Всероссийской конф., ИРЭ РАН, Москва, 29 ноября – 3 декабря 2010. С. 631–635.
7. *Чернышев С.Л., Виленский А.Р., Сю С. и др.* // Наука и образование. 2011. № 11. С. 1–8.
8. *Фаняев И.А.* // Антенны. 2013. № 3. С. 58–62.
9. *Ma T.-G., Wu C.-J., Chou C.-F.* // PIER. 2008. Vol. 86. P. 1–18.
10. *Нечаев Ю.Б., Макаров Е.С., Щетинин Н.Н.* // Вест. Воронеж. инст. МВД России. 2010. № 4. С. 44–52.

УДК 620.22 – 026.61

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСЛАБЛЕНИЯ И ОТРАЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН МАТЕРИАЛАМИ НА ОСНОВЕ СШИТОГО ПОЛИМЕРНОГО ГИДРОГЕЛЯ

Я.Т.А. АЛЬ-АДЕМИ, Ю.В. СМИРНОВ, Т.А. ПУЛКО, Н.В. НАСОНОВА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 16 мая 2014*

Исследованы экранирующие характеристики гидрофильного полимера, представляющего собой сшитый полиэлектролитный гидрогель, на основе которого были сформированы гибкие модули для экрана электромагнитного излучения.

Ключевые слова: защита от электромагнитного излучения, экранирующие характеристики, сшитый полимерный гидрогель.

Введение

Экранирование электромагнитных полей является актуальной задачей информационной безопасности, электромагнитной совместимости, электромагнитной экологии, защиты здоровья, и т.д. В настоящее время на рынке представлены различные типы устройств для защиты от электромагнитного излучения мобильных средств связи или последствий такого воздействия.

Выпускаемые конструкции электромагнитных экранов по конструктивному признаку можно подразделить на: наклейки на область динамика, насадки на антенну, нейтрализаторы (антенные структуры, кристаллы, резонаторы, дифракционные решетки и пр.), активные структуры и генераторы, телефонная гарнитура hands-free, чехлы, вкладыши [1–3].

Предлагаемые средства защиты от воздействий электромагнитных полей нуждаются в дополнительных требованиях по времени их эксплуатации, сохранению гибкости и свойств, при воздействии пониженных атмосферных температур, возможностью их встраивания в современные помещения, индивидуальные виды одежды различного назначения.

Целью данной работы является исследование наноструктурированного гидрофильного материала со стабильными свойствами, управляемыми экранирующими характеристиками для использования их в системах защиты информации от утечки по техническим каналам, а также для защиты пользователей персональных компьютеров и оргтехники от повышенных уровней электромагнитных излучений, для защиты от электромагнитного излучения мобильных средств связи или последствий такого воздействия.

Универсальными материалами, включающими целый ряд химических структур, используемых для получения широкого диапазона применений в совершенно отличающихся друг от друга секторах, являются основные гидрофильные полимеры. Для применения гидрофильных полимеров в составе экранирующих конструкций, они должны обладать поверхностно-активными, адгезионными, пленкообразующими и водоудерживающими свойствами [4].

Теоретическая часть

Полиэлектrolитные гидрогели обеспечивают высокие водоудерживающие свойства биотехнических средств, а также позволяют ввести в полимерную матрицу различные органические и неорганические компоненты.

Основой для создания гидрогелей может служить целый ряд водорастворимых веществ, чаще всего гидрогели состоят из искусственно синтезированных полимеров, белков и природных молекул. Пространственная структура гидрогелей является результатом поперечной сшивки полимеров, формирующих в результате нерастворимую структуру в окружающем растворе. По содержанию воды и эластичности гидрогели схожи с биологическими тканями, что дает возможность их широкого применения. Содержание воды и механическая прочность гидрогелей схожи по значениям с человеческими тканями.

Для исследований был выбран полиэлектролитный гидрогель на основе водно-солевого раствора гидролизата полиакрилонитрильного волокна. Используемый для исследований сшитый полимерный гидрогель представляют собой нерастворимую сеть гидрофильных полимеров, способную поглощать воду и биологические жидкости. Время начала гелеобразования существенно зависит от концентрации полимера (рис. 1) [5].

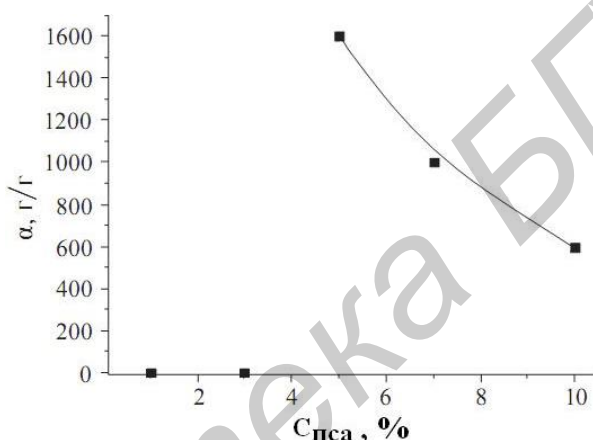


Рис. 1. Зависимость водопоглощения полиэлектролитного гидрогеля от концентрации сшивающего агента

Характерным свойством пространственно сшитых гидрогелей является способность к ограниченному набуханию в воде и других полярных жидкостях, обратному процессу уменьшения объема полимера с выделением ранее сорбированной жидкости под действием изменений во внешней среде (рН, температура и др.). Изучение деталей процессов набухания дисперсных полимеров в воде и других полярных жидкостях, а также процессов адсорбции ими паров растворителей различной природы имеет исключительно важное значение при решении ряда актуальных задач [6].

Получение гидрогелей в высокодисперсном состоянии позволяет придать им определенные свойства, отсутствующие или слабо выраженные у монолитных гидрогелей. Так, при переходе к полимерным микрогранулам удельная поверхность гидрогелей резко возрастает, что крайне важно с точки зрения управления различными каталитическими процессами. При уменьшении вдвое радиуса гидрогелевой микросферы скорость фазовых переходов (например, из сколлапсированного в набухшее состояние), увеличивается вчетверо.

Методика проведения эксперимента

Как уже было установлено на предыдущих этапах исследований, поперечно-сшитые полимеры на основе гидрофильных макромолекул способны к равновесному набуханию в воде и формируют нерастворимую объемную сеть (каркас), пустоты в котором заполнены низкомолекулярным растворителем — дисперсионной средой [7].

Химический состав и молекулярный вес определяют плотность поперечных сшивков, которая, в свою очередь, влияет на набухание и величину пор геля. Физические характеристики гидрогелей помогают определить набухание гидрогелей или количество поглощенной ими воды [8, 9].

Таким образом, на основе выбранного полиэлектролитного гидрогеля были изготовлены модули в виде плиток размером $700 \times 700 \times 2$ мм и $700 \times 700 \times 10$ мм. Полимеризация образцов осуществлялась в течении 48 ч.

Поскольку диэлектрические потери в диапазоне частот СВЧ обусловлены ориентационной поляризацией молекул воды во внешнем электрическом поле, необходимым является исследование электромагнитных характеристик выбранных материалов. С гигиенической точки зрения к радиочастотному диапазону относятся колебания частотой от 30 кГц до 300 ГГц и их воздействие на человека электромагнитного излучения нормируется, исходя из частотного диапазона, уровня мощности и продолжительности [10]. Поэтому, оценка эффективности экранирования уровня электромагнитных излучений исследуемых полимерных модулей, проводилась в лабораторных условиях с помощью измерительного комплекса SNA 0,01–18 в диапазоне частот 0,01...3 ГГц и 2...18 ГГц, выбранном с учетом дальнейшего применения экранов электромагнитного излучения.

При проведении измерений исследуемый образец экрана закреплялся между фланцев волноводов измерительного тракта. Измерения проводились, как для модуля экрана, так и для модуля с металлическим отражателем. В ходе измерений были получены частотные зависимости коэффициентов передачи S_{21} (по модулю равен значению ослабления электромагнитного излучения) и отражения S_{11} .

Обсуждение результатов

Исследовались экранирующие характеристики сформированных широкоформатных модулей на основе сшитого полимерного гидрогеля в диапазоне $0,7 \dots 18$ ГГц (рис. 2, 3). Размер модулей составлял 700×700 мм при толщине 5 мм и равновесном влагосодержании не менее 34 ± 2 %.

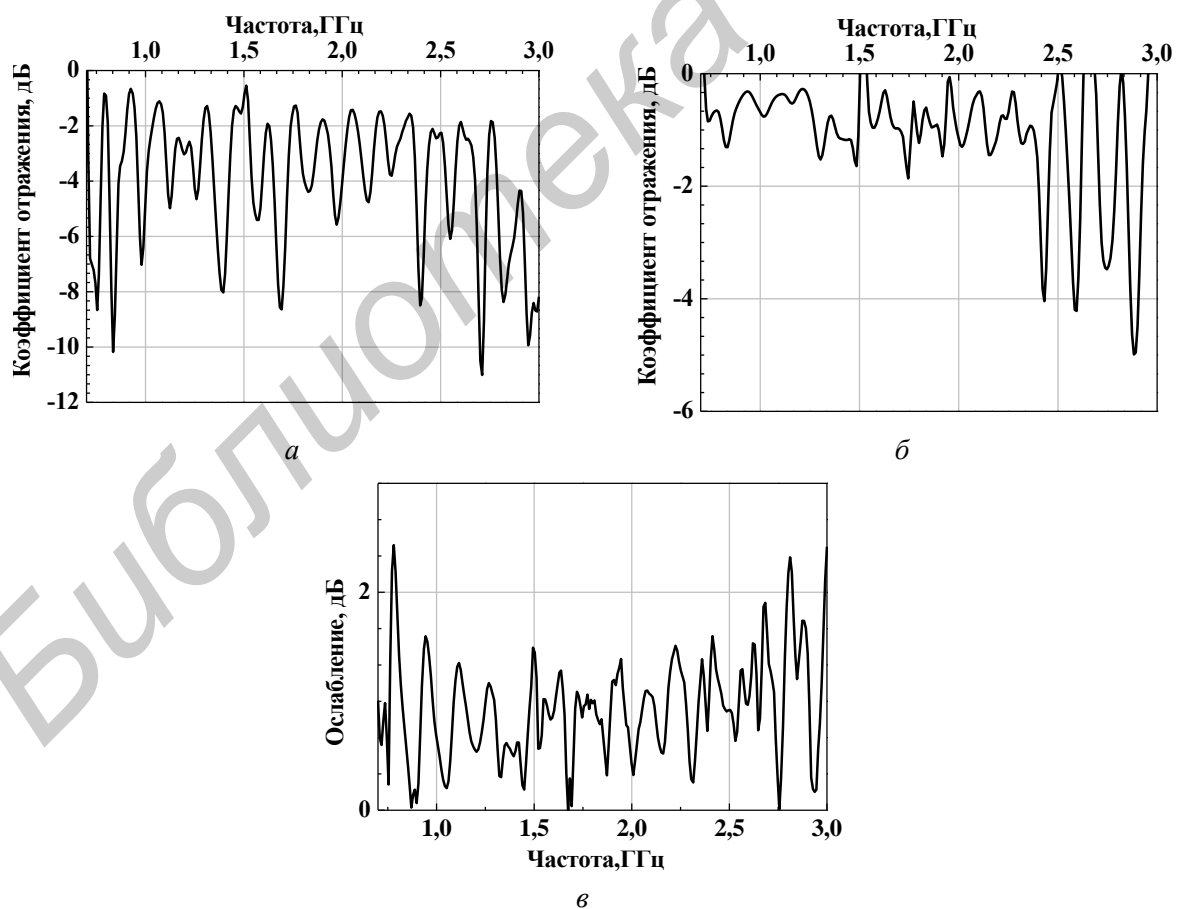


Рис. 2. Частотные зависимости экранирующих характеристик широкоформатных модулей на основе сшитого полимерного гидрогеля в частотном диапазоне $0,7 \dots 3,0$ ГГц: *а* – коэффициент отражения ЭМИ без металла; *б* – коэффициент отражения ЭМИ с металлом; *в* – ослабление ЭМИ

Характеристика коэффициента отражения ЭМИ в диапазоне 0,7...3 ГГц (рис. 2) находится в пределах $-1...-10$ дБ и носит резонансный характер. При дополнительном использовании металлического отражателя значение коэффициента отражения увеличивается до $0...-5$ дБ. При этом характеристика ослабления ЭМИ носит равномерный характер и находится в пределах $0...2,5$ дБ.

С ростом частоты в диапазоне 2...17 ГГц (рис. 3) коэффициент отражения ЭМИ находится в пределах $0...17$ дБ при ослаблении ЭМИ $0...6$ дБ. Использование металлического отражателя за исследуемым модулем позволяет получить коэффициент отражения ЭМИ порядка $0...-10$ дБ.

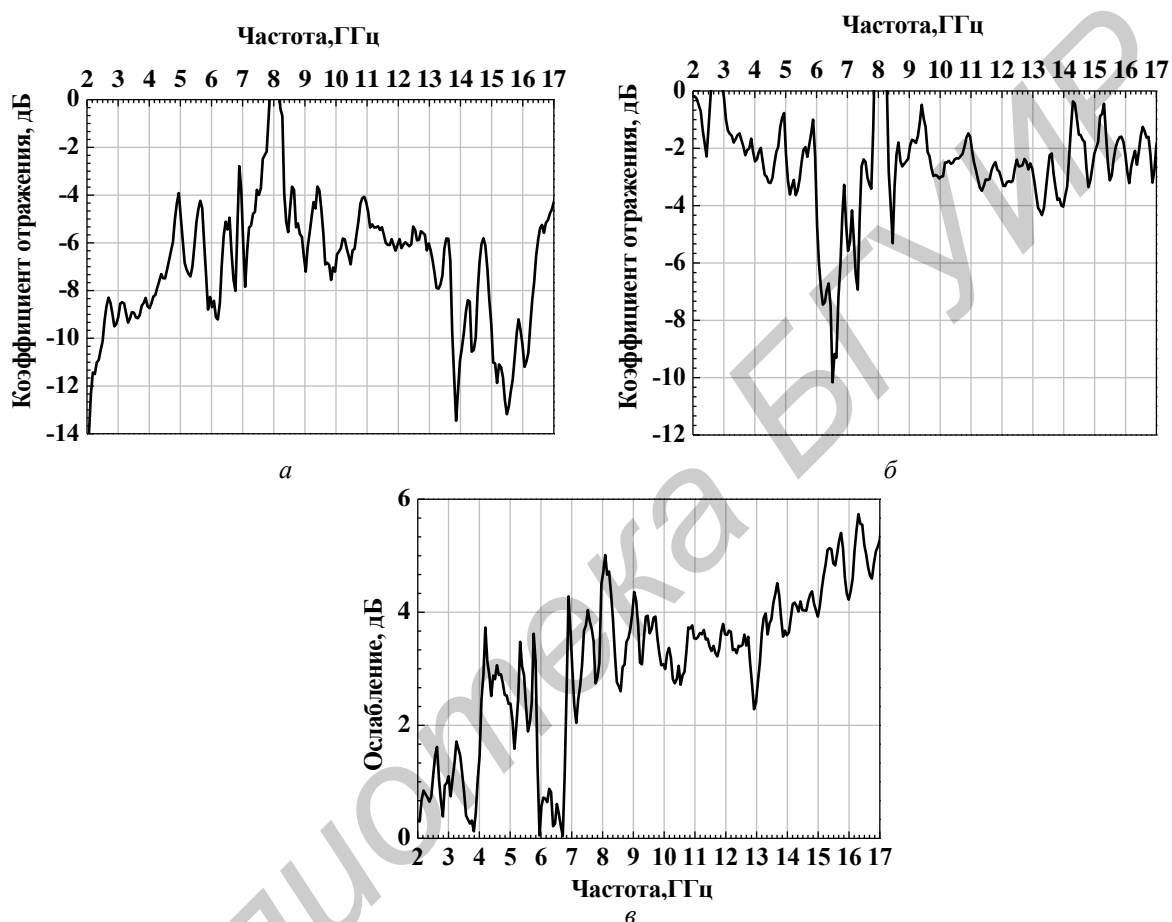


Рис. 3. Частотная зависимость экранирующих характеристик широкоформатных модулей на основе сшитого полимерного гидрогеля в частотном диапазоне 2...17,0 ГГц: *а* – коэффициент отражения ЭМИ без металла; *б* – коэффициент отражения ЭМИ с металлом; *в* – ослабление ЭМИ

Исследовались экранирующие характеристики сформированных широкоформатных модулей на основе сшитого полимерного гидрогеля в диапазоне 0,7...18 ГГц (рис. 4, 5). Размер модулей составлял 700×700 мм при толщине 10 мм и равновесном влагосодержании не менее 34 ± 2 %.

На основе модуля из сшитого полимерного гидрогеля для защиты организма человека от воздействия электромагнитного излучения мобильных радиотелефонов разработано устройство, которое представляет собой модуль из полимерного сшитого гидрогеля уложенный между двумя слоями полиамидной герметизирующей пленки, размещенный в декоративном корпусе с креплениями [7].

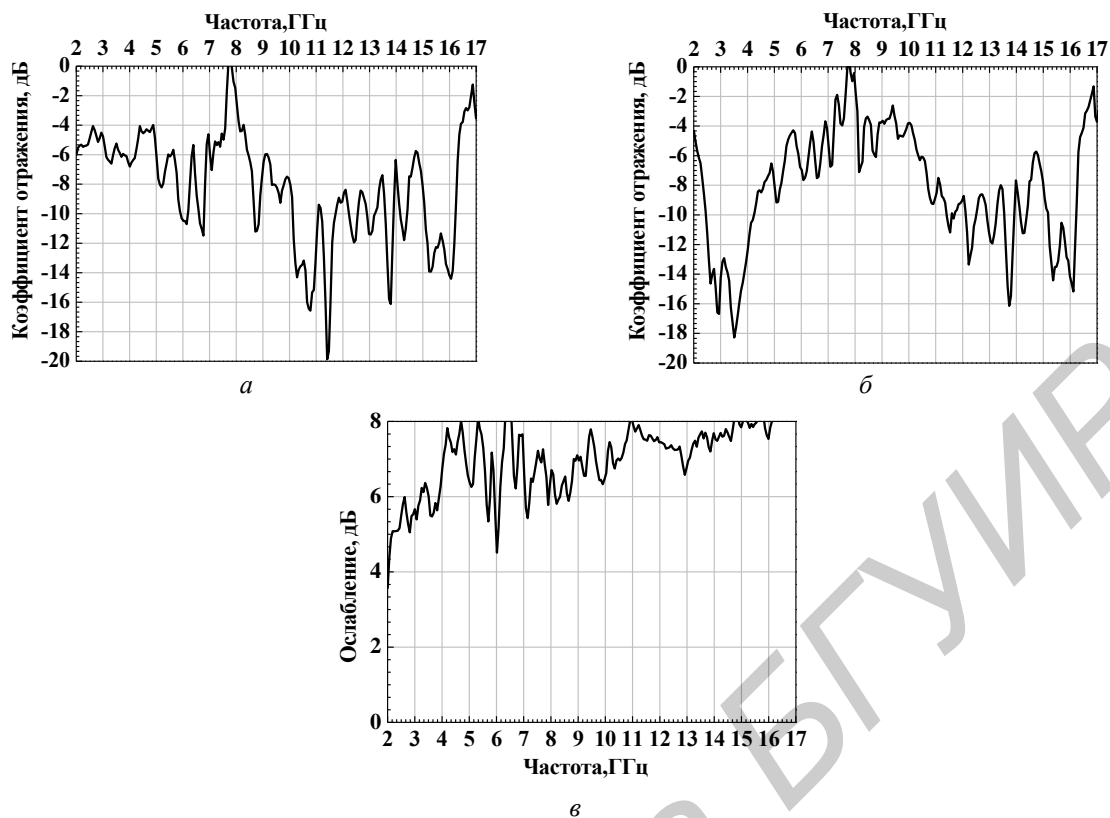


Рис. 4. Частотные зависимости экранирующих характеристик широкоформатных модулей на основе сшитого полимерного гидрогеля в сетке в частотном диапазоне 2...17,0 ГГц: *a* – коэффициент отражения ЭМИ без металла; *б* – коэффициент отражения ЭМИ с металлом; *в* – ослабление ЭМИ

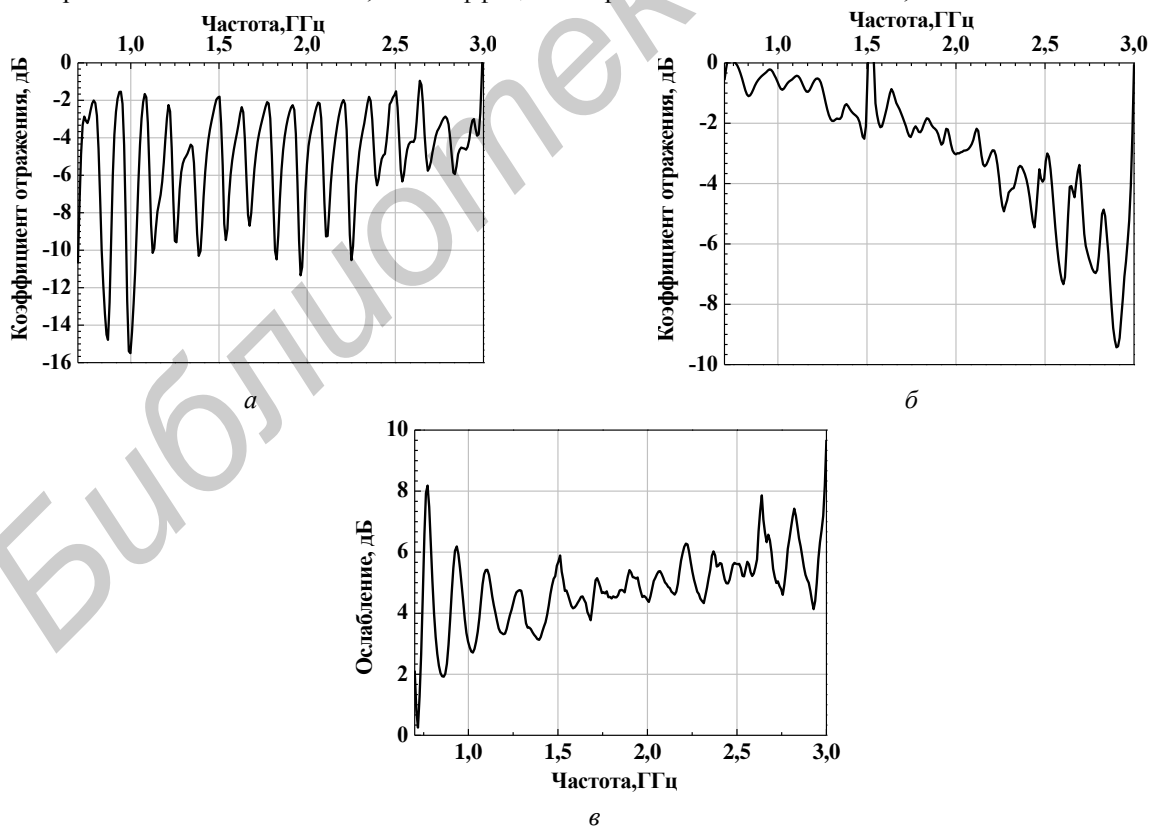


Рис. 5. Частотные зависимости экранирующих характеристик широкоформатных модулей на основе сшитого полимерного гидрогеля в сетке в частотном диапазоне 0,7...3 ГГц: *a* – коэффициент отражения ЭМИ без металла; *б* – коэффициент отражения ЭМИ с металлом; *в* – ослабление ЭМИ

Заключение

Влагосодержащий полимерный гидрогель позволяет сформировать поглощающий слой, комплексное сопротивление которого аналогично кожному покрову человека, что позволяет сохранить диаграмму направленности радиотелефона независимо от наличия устройства защиты. Вследствие сферической формы коллоидных частиц, поверхность поглощающего слоя имеет геометрически неровную форму, что создает условия дополнительного рассеивания электромагнитной волны, излучаемой антенной телефона, направленной в сторону человека. Электропроводность пропитывающего раствора приводит к увеличению общей эффективности конструкции за счет повышения отражения энергии ЭМИ.

В отличие от ранее предложенных устройств защиты организма человека от воздействий ЭМИ мобильных телефонов, данное устройство характеризуется надежным консервированием водных растворов в составе коллоидных частиц гидрогеля, вследствие процессов адсорбции ими паров растворителей различной природы. Таким образом, даже при нарушении герметизирующего слоя устройства его поглощающие свойства не изменятся в течение длительного периода времени. Это имеет существенное значение при создании водосодержащих экранирующих материалов со стабильными свойствами.

ELECTROMAGNETIC WAVES ATTENUATION AND REFLECTION CHARACTERISTICS OF MATERIALS BASED ON CROSSLINKED POLYMER HYDROGEL

Y.T.A. AL-ADEMI, Y.V. SMIRNOV, T.A. PULKO, N.V. NASONOVA

Abstract

The shielding characteristics of hydrophilic polymer, which is a crosslinked polyelectrolyte hydrogels and used for developing of flexible modules for electromagnetic radiation shields, are studied.

Список литературы

1. Cellular phones radiation protection, mobile phones radiation protection // Cell phone accessories, cellular phone headsets. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.waveshield.com. – Дата доступа: 01.02.2014.
2. MicroSafe Gemstone Cap. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.ioffer.com/i/MicroSafe-Gemstone-Cap-Cell-Phone-Phone-Shield-2621489>. – Дата доступа: 01.02.2014.
3. Штогрин В.И., Швырев Ю.Н., Шатохин А.Н. Чехол для радиотелефонов / Патент РФ №2234200.
4. Круль Л.П., Матусевич Ю.И., Гринюк Е.В. и др. // Тр. Бел. гос. ун-та. Физио-логические, биохимические и молекулярные основы функционирования биосистем. 2008. С. 59–69.
5. Гринюк Е.В., Фомина Е.К., Якимцова Л.Б. и др. // Сб. ст. «Свиридовские чтения». 2012. Вып. 8. С. 194.
6. Литманский А.А., Пописов И.Н. // Высокомолек. соед. 1997. Т. Б 39. С. 323.
7. Элиас Г.-Г. Мегамолекулы. Л., 1990.
8. Воюцкий С.С. Курс коллоидной химии. М., 1975.
9. Harrison K. Introduction to polymeric scaffolds for tissue engineering. USA, 2007.
10. СанПиН 2.2.4/2.1.8.9-36-2002 «Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона» № 162.
11. Лыньков Л.М., Насонова Н.В., Борботько Т.В., Пулко Т.А., Смирнов Ю.В., Аль-Адеми Я.Т.А. Устройство защиты организма человека от воздействия электромагнитного излучения мобильных радиотелефонов/ Патент РБ № 9096.

УДК 531.1:531.221.2:539.121.4

ДИНАМИКА ТОЧКИ С ВНУТРЕННИМИ СТЕПЕНЯМИ СВОБОДЫ И ДВИЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОНОВ

А.Н. ТАРАКАНОВ

*Институт информационных технологий
Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники
ул. Козлова, 28, Минск, 220037, Беларусь*

Поступила в редакцию 15 октября 2012

Получено нерелятивистское уравнение движения материальной точки с внутренними степенями свободы в скалярном потенциальном поле, зависящем от времени и относительных координат, скорости и ускорений точки. Следствием уравнения движения является уравнение баланса энергии, сохраняющейся, если потенциальная функция не зависит от времени и ускорений. Рассматривается применение полученных уравнений к движению электрона, спин которого интерпретируется с точки зрения классической механики.

Ключевые слова: классическая механика, внутренние степени свободы, уравнения движения, сохранение энергии, электрон.

В настоящее время не исчерпан интерес к классическому описанию квантовых систем. В связи с этим в данной работе отмечены некоторые следствия второго закона Ньютона. В частности, следствием второго закона Ньютона для консервативных систем

$$\frac{d\mathbf{P}}{dt} = \mathbf{F} \quad (1)$$

является выражение силы, действующей на материальную точку, через потенциальную энергию $\mathbf{F} = -\nabla U = -\partial U / \partial \mathbf{R}$, где $U = U(\mathbf{R})$ – функция только от координат точки. В результате, из уравнения движения и определения элементарной работы

$$dA = (\mathbf{F} \cdot d\mathbf{R}) = \left(\frac{d\mathbf{P}}{dt} \cdot d\mathbf{R} \right) = (\mathbf{V} \cdot d\mathbf{P}), \quad (2)$$

где \mathbf{R} и $\mathbf{V} = d\mathbf{R}/dt$ – соответственно радиус-вектор и скорость материальной точки относительно начала системы координат, связанной с абсолютной (покоящейся) системой отсчета (СО), получаем закон сохранения полной механической энергии

$$E = \frac{m\mathbf{V}^2}{2} + U(\mathbf{R}). \quad (3)$$

Если абсолютная СО связана с каким-то физическим объектом, то движение материальной точки происходит в поле, создаваемом этим объектом и характеризуемом потенциальной функцией $U(\mathbf{R})$. В общем случае движение материальной точки в поле некоторого объекта должно определяться потенциальной функцией, зависящей не только от относительных координат \mathbf{R} , но и от относительной скорости \mathbf{V} и ускорений, а также от времени, так что $U = U(t, \mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{W}, \dot{\mathbf{W}}, \dots, \mathbf{W}^{(N)})$, где $\mathbf{W}^{(k)} = d^k \mathbf{W} / dt^k$, причем зависимость от времени задается внутренней динамикой создающего это поле объекта, с которым связывается

абсолютная СО. Кроме того, функция U должна зависеть от свойств среды, через которую осуществляется силовое воздействие на материальную точку. Попытка построить общую теорию сил, зависящих от производных от координат высшего порядка, была предпринята еще М.А. Остроградским [1], а В. Вебер впоследствии объяснял электрические явления, как результат электрического взаимодействия элементарных частиц (так называемых электрических атомов), зависящего как от их относительного расположения \mathbf{R} , так и от их скорости \mathbf{V} и ускорения $\mathbf{W} = d\mathbf{V}/dt$ [2–5].

Если указанная зависимость потенциальной функции имеет место, то следствия $\mathbf{F} = -\nabla U$ и (3) из уравнения движения (1) должны измениться, так как полный дифференциал функции U равен

$$dU = \frac{\partial U}{\partial t} dt + \left(\frac{\partial U}{\partial \mathbf{R}} \cdot d\mathbf{R}\right) + \left(\frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} \cdot d\mathbf{V}\right) + \sum_{k=0}^N \left(\frac{\partial U}{\partial \mathbf{W}^{(k)}} \cdot d\mathbf{W}^{(k)}\right). \quad (4)$$

Действительно, из определения элементарной работы силы (2) следует более общее выражение для силы

$$\mathbf{F} = -\frac{\partial U}{\partial \mathbf{R}} + [\mathbf{C} \times \mathbf{V}], \quad (5)$$

где \mathbf{C} – некоторый псевдовектор, связанный с материальной точкой, а дополнительное слагаемое $[\mathbf{C} \times \mathbf{V}]$ имеет смысл гироскопической силы. На формулу (5) указано еще Гельмгольцем [6, 7]. Кроме того, в случае взаимодействия вектор импульса \mathbf{P} , имеющий смысл динамического импульса, может быть записан в виде суммы кинематического импульса $m\mathbf{V}$ и некоторой добавки \mathbf{A} (которая в электродинамике называется векторным потенциалом), связанной как с внутренней структурой точки, так и с взаимодействием

$$\mathbf{P} = m\mathbf{V} + \mathbf{A}. \quad (6)$$

Тогда из (2) и (6) получим следующее выражение для \mathbf{A}

$$\mathbf{A} = -\frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} + [\mathbf{S} \times \mathbf{W}], \quad (7)$$

где \mathbf{S} – некоторый псевдовектор, связанный как со структурой материальной точки, так и с ее взаимодействием с внешними полями, \mathbf{W} – ускорение точки.

Таким образом, динамический импульс (6) равен

$$\mathbf{P} = m\mathbf{V} - \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} + [\mathbf{S} \times \mathbf{W}], \quad (8)$$

а вместо сохранения энергии (3) получаем уравнение баланса

$$\frac{dE}{dt} = \frac{\partial U}{\partial t} + \sum_{k=0}^N \left(\frac{\partial U}{\partial \mathbf{W}^{(k)}} \cdot \mathbf{W}^{(k+1)}\right), \quad (9)$$

где величина

$$E = \frac{m\mathbf{V}^2}{2} + (\mathbf{V} \cdot [\mathbf{S} \times \mathbf{W}]) - \left(\mathbf{V} \cdot \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}}\right) + U(t, \mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{W}, \dots) \quad (10)$$

обобщает выражение (3) для полной механической энергии. Таким образом, помимо кинетической и потенциальной энергий появляется дополнительная энергия, обусловленная как внутренними степенями свободы, так и зависимостью потенциальной энергии от относительной скорости.

Если выполняется условие

$$\frac{\partial U}{\partial t} + \sum_{k=0}^N \left(\frac{\partial U}{\partial \mathbf{W}^{(k)}} \cdot \mathbf{W}^{(k+1)}\right) = 0, \quad (11)$$

то энергия (10) становится интегралом движения. Условие $dE/dt > 0$ соответствует поглощению энергии материальной точкой, а $dE/dt < 0$ – излучению энергии. Поглощение и излучение энергии происходит вследствие энергетического обмена материальной точки со своим окружением.

С учетом вышеизложенного, уравнение движения (1) запишется в виде

$$\frac{d}{dt}(m\mathbf{V} + [\mathbf{S} \times \mathbf{W}]) - [\mathbf{C} \times \mathbf{V}] = \frac{d}{dt} \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} - \frac{\partial U}{\partial \mathbf{R}}. \quad (12)$$

Заметим, что производные потенциальной функции по ускорениям высших порядков $\mathbf{W}^{(k)}$ в уравнение движения не входят. Поэтому можно ограничиться зависимостью потенциальной функции только от ускорения первого порядка \mathbf{W} : $U = U(t, \mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{W})$.

Из уравнения (12) получаем ряд частных случаев.

1. Первый закон Ньютона ($U(t, \mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{W}) = 0$, $\mathbf{V} = \text{const}$) имеет место, если выполняется соотношение

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{S} \times \mathbf{W}] = [\mathbf{C} \times \mathbf{V}], \quad (13)$$

включающее также и тривиальное отсутствие внутренней структуры $\mathbf{C} = \mathbf{0}$, $\mathbf{S} = \mathbf{0}$.

2. Если сила (5), действующая на точку, обращается в нуль, т.е. выполняется соотношение

$$\frac{\partial U}{\partial \mathbf{R}} = [\mathbf{C} \times \mathbf{V}], \quad (14)$$

то динамический импульс (8) является сохраняющимся вектором. Заметим, что в случае, когда точка движется в постоянных электрическом и магнитном полях, соотношение (14) выражает равенство напряженности электрического поля $\mathbf{E} = -\partial U / \partial \mathbf{R}$ и магнитной силы Лоренца (в системе единиц, в которой заряд точки $e=1$), если псевдовектор \mathbf{C} интерпретировать как магнитную индукцию ($\mathbf{C} = \mathbf{B}$).

Если кроме того выполняется соотношение

$$\frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} = [\mathbf{S} \times \mathbf{W}], \quad (15)$$

то динамический импульс совпадает с кинематическим импульсом и имеет место равномерное и прямолинейное движение.

Для свободной материальной точки, когда взаимодействием можно пренебречь, $U(t, \mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{W}) = 0$, закон сохранения динамического импульса соблюдается, только если $[\mathbf{C} \times \mathbf{V}] = \mathbf{0}$, а равномерное и прямолинейное движение – если дополнительно $[\mathbf{S} \times \mathbf{W}] = \mathbf{0}$.

3. Если $\partial U / \partial \mathbf{R} = \mathbf{0}$, то

$$[\mathbf{C} \times \left([\mathbf{S} \times \mathbf{W}] - \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} \right)] = \mathbf{0} \quad (16)$$

и уравнение движения (12) принимает вид

$$\frac{d}{dt} \left(m\mathbf{V} + [\mathbf{S} \times \mathbf{W}] - \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} \right) - \frac{1}{m} [\mathbf{C} \times \left(m\mathbf{V} + [\mathbf{S} \times \mathbf{W}] - \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}} \right)] = \mathbf{0}, \quad (17)$$

откуда следует, что динамический импульс (8) прецессирует вокруг направления псевдовектора \mathbf{C} с угловой скоростью $\boldsymbol{\omega} = \mathbf{C} / m$.

В общем случае соотношение (13), или соотношения (14) и (15), необходимые для выполнения первого закона Ньютона, могут не выполняться. Поэтому для материальных точек с внутренними степенями свободы закон инерции в той форме, в которой он был сформулирован Галилеем и Ньютоном, не имеет места и не может быть принят в качестве

первого принципа, лежащего в основе механики. Его можно обобщить следующим образом: материальная точка (тело) с внутренними степенями свободы, предоставленная самой себе, движется в соответствии с уравнением (12), в котором $U(t, \mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{W}) = 0$.

Для описания динамики физической системы уравнения (12) недостаточно. Необходимо еще уравнение моментов, которое для обычной материальной точки имеет вид $d\mathbf{L}/dt = \mathbf{M}$, где $\mathbf{L} = [\mathbf{R} \times \mathbf{P}] = m[\mathbf{R} \times \mathbf{V}]$ – момент импульса, $\mathbf{M} = [\mathbf{R} \times \mathbf{F}]$ – суммарный момент внешних сил, действующих на систему. Для одной материальной точки уравнение моментов является следствием уравнения движения (1).

Для материальной точки с внутренними степенями свободы, описываемой уравнением движения, в котором сила и импульс задаются уравнениями (5) и (8), соответственно, уравнение моментов принимает вид

$$\frac{d\mathbf{L}}{dt} = \mathbf{M} + \mathbf{T}, \quad (18)$$

где

$$\mathbf{L} = [\mathbf{R} \times \mathbf{P}] = m[\mathbf{R} \times \mathbf{V}] - [\mathbf{R} \times \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}}] + [\mathbf{R} \times [\mathbf{S} \times \mathbf{W}]] \quad (19)$$

– момент динамического импульса (угловой момент, angular momentum),

$$\mathbf{M} = [\mathbf{R} \times \mathbf{F}] = -[\mathbf{R} \times \frac{\partial U}{\partial \mathbf{R}}] + [\mathbf{R} \times [\mathbf{C} \times \mathbf{V}]] \quad (20)$$

– момент силы, действующей на точку,

$$\mathbf{T} = [\mathbf{V} \times \mathbf{P}] = -[\mathbf{V} \times \frac{\partial U}{\partial \mathbf{V}}] + [\mathbf{V} \times [\mathbf{S} \times \mathbf{W}]], \quad (21)$$

– дополнительный закручивающий момент (torque).¹

Отметим, что в случае точки с внутренними степенями свободы уравнение (18) также является следствием уравнения (12), (т.е. уравнения (1), в котором \mathbf{F} и \mathbf{P} задаются уравнениями (5) и (8), соответственно).

Решение уравнения движения (12) в принципе может быть найдено, если известны потенциальная функция $U(t, \mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{W})$ и зависимость от времени псевдовекторов \mathbf{S} и \mathbf{C} , которые связаны с внутренней структурой точки. Как известно, одной из внутренних характеристик частиц является спин, который классически ассоциируется с собственным моментом импульса частицы. В связи с этим существует ошибочное мнение о взаимосвязи псевдовекторов \mathbf{S} и \mathbf{C} со спином. Однако, имея только уравнение (19) для момента импульса, невозможно определить понятие собственного момента. Поэтому псевдовекторы \mathbf{S} и \mathbf{C} и уравнения движения для них здесь должны быть введены искусственно (постулироваться), либо исходя из дополнительных соображений.

В работах [8–10] показано, что в случае отсутствия внешних полей из уравнения движения (12) следует сохранение вектора

$$\mathbf{P}_c = m_0 \mathbf{V} + [\mathbf{S}_0 \times \mathbf{W}] - [\mathbf{R} \times \mathbf{C}_0] = m \mathbf{V}_c, \quad (22)$$

который уместно назвать кинетическим импульсом, ассоциированным с точкой M , тогда как $m_0 \mathbf{V}$ есть кинетический импульс самой точки M , являющейся центром масс, а m – эффективная масса.

Здесь псевдовекторы \mathbf{S}_0 и \mathbf{C}_0 связаны исключительно со структурой точки и удовлетворяют уравнениям движения

¹ В английской литературе в стандартной механике понятие «torque» применяется к моменту силы (20). Здесь мы различаем момент силы (20) и закручивающий момент (torque) (21).

$$\frac{d\mathbf{S}_0}{dt} = [\boldsymbol{\Omega}_0 \times \mathbf{S}_0], \quad \frac{d\mathbf{C}_0}{dt} = [\boldsymbol{\Omega}_0 \times \mathbf{C}_0], \quad (23)$$

где

$$\boldsymbol{\Omega}_0 = \sigma \mathbf{V}_C = \Omega_0 \mathbf{e}_z, \quad (24)$$

Ω_0 – угловая скорость прецессии, σ – постоянная, имеющая размерность обратной длины, $\mathbf{V}_C = d\mathbf{R}_C / dt = V_C \mathbf{e}_z$ – скорость некоторой точки C с радиус-вектором

$$\mathbf{R}_C(t) = \mathbf{R}_0 + \mathbf{V}_C t, \quad (25)$$

где \mathbf{R}_0 – радиус-вектор начального положения точки C . Согласно (25) точка C движется инерциально со скоростью \mathbf{V}_C . Следовательно, она является центром инерции, который, вообще говоря, не совпадает с центром масс M , конец радиус-вектора которого \mathbf{R} описывает некоторую траекторию вокруг направления \mathbf{V}_C . Все такие траектории найдены в [9–10], где показано, что движение по этим траекториям можно интерпретировать как дрожательное движение (*Zitterbewegung*) с некоторой частотой (24), до сих пор приписываемое квантовой природе электрона.

Если теперь определить момент импульса центра масс относительно центра инерции

$$\mathbf{L}_0 = m_0 [\mathbf{r} \times \mathbf{v}] + [\mathbf{r} \times [\mathbf{S}_0 \times \mathbf{w}]] - [\mathbf{r} \times [\mathbf{r} \times \mathbf{C}_0]], \quad (26)$$

где $\mathbf{r} = \mathbf{R} - \mathbf{R}_C$, $\mathbf{v} = \mathbf{V} - \mathbf{V}_C$, $\mathbf{w} = \mathbf{W}$, то момент импульса (19) (при $U=0$) относительно начала координат примет вид

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_C + \mathbf{L}_{0C} + \mathbf{L}_0, \quad (27)$$

$$\text{где } \mathbf{L}_C = m_0 [\mathbf{R}_C \times \mathbf{V}_C] - [\mathbf{R}_C \times [\mathbf{R}_C \times \mathbf{C}_0]], \quad (28)$$

– момент импульса центра инерции C относительно начала O , как если бы вся масса покоя m_0 находилась в центре инерции C ,

$$\mathbf{L}_{0C} = m_0 [\mathbf{r} \times \mathbf{V}_C] + m_0 [\mathbf{R}_C \times \mathbf{v}] + [\mathbf{R}_C \times [\mathbf{S}_0 \times \mathbf{w}]] - [\mathbf{R}_C \times [\mathbf{r} \times \mathbf{C}_0]] - [\mathbf{r} \times [\mathbf{R}_C \times \mathbf{C}_0]], \quad (29)$$

– момент импульса центра масс M относительно начала O , связанный как с его движением относительно центра инерции C , так и с движением последнего в абсолютной системе отсчета.

В системе центра инерции, в которой $\mathbf{L} = \mathbf{L}_0$, момент импульса (26) интерпретируется как спин, однако в силу уравнения движения (22) \mathbf{L}_0 также обращается в нуль. С другой стороны, в системе центра масс $\mathbf{r} = \mathbf{0}$, $\mathbf{v} = \mathbf{0}$, $\mathbf{w} = \mathbf{0}$, следовательно, и $\mathbf{L}_0 = \mathbf{0}$. Поэтому \mathbf{L}_0 не может претендовать на роль собственного момента импульса (спина) точки M , с которым мы хотим связать псевдовекторы \mathbf{S}_0 и \mathbf{C}_0 , для определения физического смысла которых нужны дополнительные соображения. В частности, можно идти тем же путем, как в механике рассматривается твердое тело как система материальных точек. Тогда понятие частицы с внутренними степенями свободы можно определить как систему таких же материальных точек, собственный момент импульса которой определяется относительно центра масс частицы.

Точку M с внутренними степенями свободы следует рассматривать как неинерциальный протяженный объект, вращающийся с угловой скоростью $\boldsymbol{\omega}_0$ и обладающий спином

$$\mathbf{s} = j_0 \boldsymbol{\omega}_0, \quad (30)$$

где j_0 – собственный момент инерции точки M относительно оси вращения.

Тогда вместо момента импульса (27) следует ввести полный момент импульса (см., например, [11])

$$\mathbf{J} = \mathbf{L} + \mathbf{s} = \mathbf{L}_c + \mathbf{L}_{0c} + \mathbf{L}_0 + \mathbf{s}, \quad (31)$$

который в системе центра масс определяется как спин \mathbf{s} , а в системе центра инерции равен

$$\mathbf{J}_0 = \mathbf{L}_0 + \mathbf{s} = m_0 r_0^2 \boldsymbol{\Omega}_0 + j_0 \boldsymbol{\omega}_0 = I_\Omega \boldsymbol{\Omega}_0, \quad (32)$$

где I_Ω – момент инерции точки M относительно направления \mathbf{V}_c , r_0 – радиус Zitterbewegung.

Применяя выражение (30) к электрону, грубо представляемому в виде твердой сферы радиуса ρ_0 , состоящей из бесструктурных материальных точек, имеем $j_0 = 2m_e \rho_0^2 / 5$, $s = \hbar / 2$, откуда

$$\omega_0 = 2\pi\nu_0 = \frac{s}{j_0} = \frac{5\hbar}{4m_e \rho_0^2}. \quad (33)$$

Подставляя сюда значение радиуса электрона $\rho \sim 10^{-22}$, полученное Демельтом [12], получим оценку

$$\nu_0 = \frac{5\hbar}{8\pi m_e \rho_0^2} \approx 2,3 \cdot 10^{39} \text{ Гц}, \quad (34)$$

т.е. частота собственного вращения электрона, по крайней мере, на 19 порядков превышает частоту Zitterbewegung $\nu_z = m_e c^2 / h \approx 1,24 \cdot 10^{20}$ Гц, а скорость на поверхности электрона в экваториальной плоскости составляет $v = \nu_0 \rho_0 \approx 2,3 \cdot 10^{17}$ м/с, что на 9 порядков выше скорости света.

При высокой частоте собственного вращения электрона в его объеме должны возникать огромные центробежные силы инерции, стремящиеся переместить внутреннее вещество электрона на периферию. С другой стороны, стабильность электрона означает, что центробежные силы инерции должны уравниваться внутренними силами, так чтобы равновесная форма электрона представляла собой что-то вроде тороида или кольца с твердой поверхностью. Это согласуется с ранней идеей Парсона-Комптона [13, 14], и с тороидальной или кольцевой моделью (см., напр., 15, 16). Кольцо характеризуется, по крайней мере, двумя размерами – его радиусом и толщиной. Поэтому трудно сказать к чему относится значение Демельта $\rho_0 \sim 10^{-22}$ м. Даже если в качестве ρ_0 взять классический радиус электрона $r_e = \alpha \lambda_c \approx 2,9 \cdot 10^{-15}$ м, вместо (34) получим оценку для частоты вращения $\nu_0 \approx 2,7 \cdot 10^{24}$ Гц и для скорости $v = \nu_0 r_e \approx 7,8 \cdot 10^9$ м/с, что также больше скорости света. В свое время Лоренц отказался от идеи протяженного электрона из-за того, что скорость поверхности вращающегося электрона на экваторе оказалась выше скорости света. Однако пока мы находимся в рамках классической механики, у нас нет никакого ограничения на скорость.

Введение спина (30) позволяет представить псевдовекторы \mathbf{S}_0 и \mathbf{C}_0 в виде

$$\mathbf{S}_0 = -\frac{1}{c^2} \mathbf{s} = -\frac{m_0}{2\Omega_0} \mathbf{e}_z, \quad \mathbf{C}_0 = -\Omega_0^2 \mathbf{S}_0, \quad (35)$$

где \mathbf{e}_z – единичный вектор вдоль направления скорости центра инерции \mathbf{V}_c . Спиральность, т.е. проекция спина на направление движения центра инерции, определяет два типа движения, которые можно связать с движением свободных частиц и античастиц [9, 10].

В заключение отметим, что данная работа связана с проблемой движения частицы со спином во внешних полях, которая включает как описание движения спина, так и его влияние на траекторию движения (см., например, [17]). Решение нерелятивистской задачи о движении точки с внутренними степенями свободы и применение ее к свободному электрону приводит к новой интерпретации заряда элементарных частиц, знак которого определяется спиральностью. Правая спиральность соответствует свободным античастицам (позитронам), заряженным положительно, а левая спиральность соответствует свободным частицам (электронам), заряженным отрицательно.

DYNAMICS OF THE MASS POINT WITH INTERNAL DEGREES OF FREEDOM AND ELECTRON MOTION

A.N. TARAKANOV

Abstract

Nonrelativistic equation of motion of the mass point with internal degrees of freedom in scalar potential U depending on time and relative coordinates, and velocity and accelerations is obtained. Equations of motion lead to equation of balance of energy, whose conservation takes place when potential function does not depend on time and accelerations. The equations obtained are applicable to a motion of the electron, spin of which is interpreted from the viewpoint of classical mechanics.

Список литературы

1. *Остроградский М.А.* Избранные труды. М., 1958.
2. *Weber W.* // Abh. bei Begründung der Königl. Sächs. Ges. der Wiss. 1846. S. 211–378.
3. *Weber W.* // Poggendorf's Ann. 1848. B. LXXIII. H. 2. S. 193–240.
4. *Weber W.* // Sci. Memoirs. 1852. 5. Part XX. P. 489–529.
5. *Weber W.* // Abh. d. Math.-Phys. Cl. d. Kön. sächs. Ges. d. Wiss. 1871. B. 10, H. 1. S. 1–61.
6. *Helmholtz H.* Ueber die Erhaltung der Kraft. Berlin, 1847.
7. *Гельмгольц Г.* О сохранении силы. М.-Л., 1934.
8. *Тараканов А.Н.* // Сб. науч. тр. «Ковариантные методы в теоретической физике. Физ. элем. частиц и теория относит». 2011. Вып. 7. С. 156–164.
9. *Tarakanov A.N.* Zitterbewegung as purely classical phenomenon. // <http://www.arXiv.org/physics.class-ph/1201.4965v4> .
10. *Tarakanov A.N.* // J. Theor. Phys. 2012. Vol. 1. № 2. P. 76–98.
11. *Corben H.C.* Classical and Quantum Theories of Spinning Particles. San Francisco, 1968.
12. *Демельт Х.* // УФН. 1990. Т. 160, вып. 12. С. 129–139.
13. *Parson A.L.* // Smithsonian Misc. Coll. 1915. Vol. 65, № 11. Pub. № 2371.
14. *Compton A.H.* // J. Franklin Inst. 1921. Vol. 192, № 2. P. 145–155.
15. *Bergman D.L., Wesley J.P.* // Galilean Electrodynamics. 1990. Vol. 1. № 5. P. 63–67.
16. *Матора И.М.* Реальный электрон. Дубна, 2006.
17. *Померанский А.А., Сеньков Р.А., Хриплович И.Б.* // УФН. 2000. Т. 170., вып. 10. С. 1129–1141.

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ СТАТЕЙ, НАПРАВЛЯЕМЫХ В РЕДАКЦИЮ ЖУРНАЛА «ДОКЛАДЫ БГУИР»

1. К публикации принимаются статьи, отражающие результаты **оригинальных научно-технических исследований и разработок, не опубликованные и не предназначенные для публикации в других изданиях**. Тематика представляемой статьи должна соответствовать рубрикам журнала (электроника, радиофизика, радиотехника, информатика).

2. Статьи должны быть написаны в сжатой и ясной форме и содержать соответствующий индекс УДК; название на русском и английском языках; инициалы и фамилии авторов на русском и английском языках; полное название учреждений, в которых выполнялось исследование (с указанием адреса); ключевые слова (до 10 слов) на русском языке; аннотацию на русском и английском языках (3–5 предложений). Рекомендуется стандартизировать текст статьи, используя подзаголовки **введение, теоретический анализ, методика, экспериментальная часть, результаты и их обсуждение, заключение, список литературы**.

3. Статья представляется в двух экземплярах, распечатанных на листах формата А4, и в электронном варианте в виде файла формата MS Word (расширение – *.doc). Также необходимо представить *акт экспертизы* о возможности опубликования статьи в открытой печати.

Количество страниц и иллюстраций:

- для оригинальной статьи – не более 7 страниц и 8 иллюстраций;
- для краткого сообщения – не более 3 страниц и 2 иллюстраций.

4. При наборе текста используется гарнитура Times New Roman и Symbol, кегль – 11 pt. Устанавливаемый размер бумаги – А4 (210×297 мм). Поля слева, справа, сверху и снизу – по 25 мм. Межстрочный интервал – 1,0. Абзацный отступ – 1,25 см. *Запрещается* при наборе текста использовать гиперссылки, маркированные списки и ручные переносы слов.

5. **Формульные выражения** выполняются только в редакторе формул MathType, стиль – «Математика» («Math»), гарнитура – Times New Roman и Symbol, кегль – 11 pt. Как в тексте статьи, так и в формульных выражениях, математические функции, цифры, буквы греческого и русского алфавитов набираются прямым начертанием, латинские буквы – курсивом. Нумеровать рекомендуется те формульные выражения, на которые имеются ссылки в последующем тексте, заключая при этом номер в круглые скобки.

6. Рисунки выполняются в соответствии со следующими требованиями:

- размер рисунка – не более 15×20 см, разрешение – не менее 300 dpi;
- рисунок должен быть оформлен как графический объект;
- подрисуночные подписи обязательно должны включать в себя номер и название рисунка;
- словесных обозначений на рисунках рекомендуется избегать, используя при этом цифровые либо буквенные обозначения, пояснения к которым следует давать в тексте статьи либо подрисуночных подписях;
- цифровые и буквенные обозначения на рисунках по начертанию и размеру должны соответствовать обозначениям в тексте статьи либо подрисуночных подписях.

7. Наименования, обозначения, определения и правила применения единиц физических величин, употребляемых в статье, должны соответствовать ГОСТ 8.417–2002.

8. Ссылки на литературные источники нумеруются в порядке их цитирования в тексте. Номера ссылок заключаются в квадратные скобки.

9. Набор статьи рекомендуется производить в шаблоне, доступном для скачивания на сайте БГУИР (www.bsuir.by → «Журнал "Доклады БГУИР"» → раздел «Авторам»).

10. Адрес для пересылки статей в электронном варианте и переписки с редакцией: doklady@bsuir.by.

***Ответственность за оригинальность и достоверность
материалов, поданных в печать, несут авторы.***

