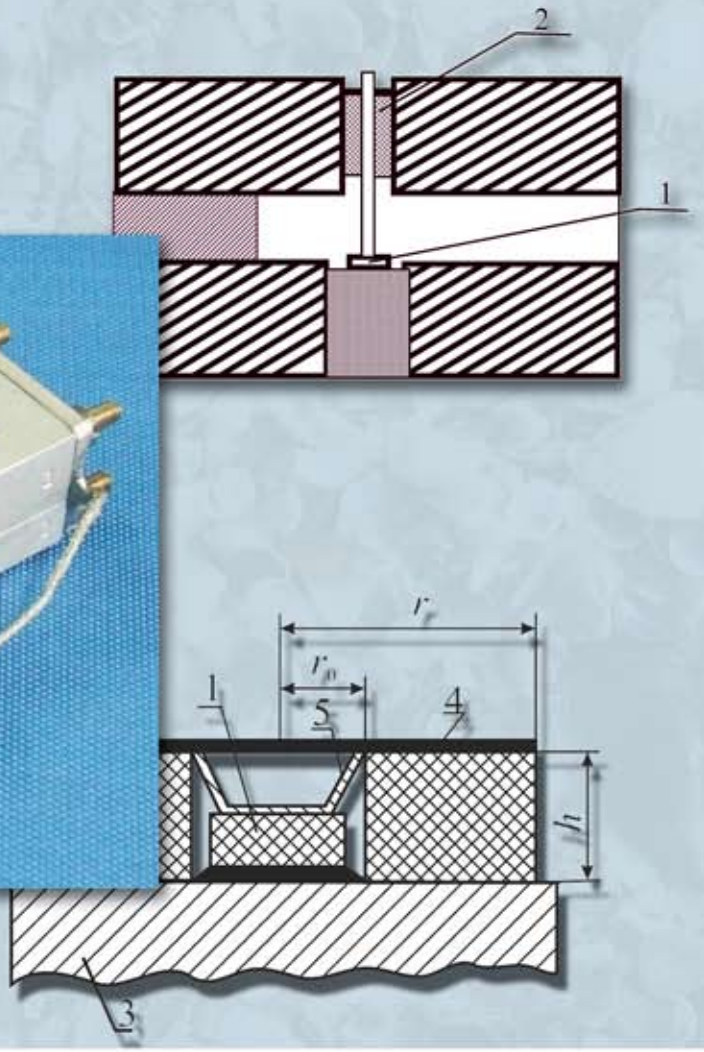
ТКА

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

К статье
«Полупроводниковый генератор импульсного действия с электронным переключением частот Ка-диапазона»



4 2015

ИЮЛЬ — АВГУСТ

Издательство «Политехпериодика»

E-mail: tkea@optima.com.ua, web-сайт: www.tkea.com.ua
Login Skype: politehperiodika, тел. +38 (048)728-18-50, 728-49-46

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ»

ISSN 2225-5818

Выходит один раз в 2 месяца

Регистрационный номер КВ 13418-2302ПР

Зарегистрирован в ВАК Украины по разделам «Физико-математические науки», «Технические науки»

Реферируется в УРЖ «Джерело» (г. Киев) и в Реферативном журнале ВИНИТИ (г. Москва).

Включен в международную справочную систему по периодическим и продолжающимся изданиям "Ulrich's Periodicals Directory" (США), в международную систему библиографических ссылок CrossRef, в наукометрическую базу РИНЦ научной электронной библиотеки России, в базу данных DOAJ, в Google Scholar.

Номер выпущен при поддержке НПП «Сатурн», (г. Киев) ЧАО «Украналит» (г. Киев), НПП «Карат» (г. Львов), ЦКБ «Ритм» (г. Черновцы)

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ

В Украине Отделения связи. «Каталог видань України». Индекс 23785. Подписное агентство «Идея», www.idea.com.ua. Индекс 11146.

В России Отделения связи. Каталог «Газеты и журналы». Индекс 71141.

В Белоруссии Отделения связи. Каталог «Издания стран СНГ». Индекс 23785.

В редакции «ТКЭА» можно подписаться с любого номера.

Адрес редакции: Украина, 65044, г. Одесса, а/я 17.
E-mail: tkea@optima.com.ua, web-сайт: www.tkea.com.ua,
тел. +38 (048)728-18-50,
тел./факс 728-49-46.

Редакция: *Е. А. Тихонова, А. А. Ефименко, А. А. Алексеева, М. Г. Глава, Н. М. Колганова.*

Техническая редакция, дизайн: *Е. И. Корецкая.*

Подписано к печати 25.08 2015. Формат 60×84 1/8. Печать офсетная.
Печ. л. 6,0+1,0. Уч.-изд. л. 8,0. Тираж 120 экз. Заказ № 133.
Издательство «Политехпериодика»
(65044, г. Одесса-44, а/я 17).
Отпечатано в типографии РА «ART-V»
(65026, г. Одесса, ул. Гаванная, 3).

ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2015 № 4

Год издания 39-й

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ
Чл.-корр. НАНУ,
д.ф.-м.н. А. Е. Беляев (г. Киев)
Д.т.н. Н. М. Вакив (г. Львов)
Д.т.н. В. Н. Годованюк (г. Черновцы)
К.т.н. А. А. Дашковский (г. Киев)
Д.т.н. Г. А. Оборский (г. Одесса)
Е. А. Тихонова (г. Одесса)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ
Д.т.н. С. Г. Антощук (г. Одесса)
Д.т.н. А. А. Ащеулов (г. Черновцы)
Д.т.н. В. В. Баранов (г. Минск)
Д.т.н. А. П. Бондарев (г. Львов)
К.т.н. Э. Н. Глушеченко,
зам. главного редактора (г. Киев)
Д.ф.-м.н. В. В. Должиков (г. Харьков)
К.т.н. И. Н. Еримичой (г. Одесса)
Д.т.н. А. А. Ефименко,
зам. главного редактора (г. Одесса)
Д.ф.-м.н. Д. В. Корбутяк (г. Киев)
Д.т.н. С. И. Круковский (г. Львов)
Д.т.н. С. Ю. Лузин (г. С.-Петербург)
К.т.н. И. Л. Михеева (г. Киев)
Д.т.н. И. Ш. Невлюдов (г. Харьков)
Д.т.н. Ю. Е. Николаенко (г. Киев)
К.ф.-м.н. А. В. Рыбка (г. Харьков)
К.т.н. В. В. Рюхтин (г. Черновцы)
Д.ф.-м.н. М. И. Самойлович (г. Москва)
Д.т.н. В. С. Ситников (г. Одесса)
Д. т. н. Я. Стеванович (г. Белград)
Д. т. н. З. Стевич (г. Белград)
Д.х.н. В. Н. Томашик (г. Киев)
К.т.н. В. Е. Трофимов (г. Одесса)

УЧРЕДИТЕЛИ
МПП Украины
Институт физики полупроводников
им. В. Е. Лашкарёва
Научно-производственное
предприятие «Сатурн»
Одесский национальный
политехнический университет
Издательство «Политехпериодика»

Одобрено к печати
Ученым советом ОНПУ
(Протокол № 8 от 23.06 2015 г.)
Отв. за выпуск: Е. А. Тихонова

СОДЕРЖАНИЕ

СВЧ-техника

Полупроводниковый генератор импульсного действия с электронным переключением частот Ка-диапазона. *В. П. Дворниченко, Н. Ф. Карушкин, В. В. Малышко, В. А. Ореховский* 3

Системы передачи и обработки сигналов

Влияние нелинейных эффектов на спектральную эффективность многовходовых антенных систем. *Ю. В. Вишнякова* 8

Исследование влияния шумов на работу зарядочувствительного усилителя с компенсацией пироэлектрической помехи. *В. И. Старцев, А. А. Анисимов, А. С. Руссу* 15

Сенсоэлектроника

Датчик гидростатического давления на основе микрокристаллов антимонида галлия. *А. А. Дружинин, И. И. Марьямова, А. П. Кутраков, Н. С. Лях-Кагуй* 19

Функциональная микро- и наноэлектроника

Высокочувствительный фотоприемник на основе германиевой двухбарьерной структуры с эффектом смыкания. *О. А. Абдулхаев, Д. М. Ёдгорова, А. В. Каримов, Ш. М. Кулиев* 24

Метрология. Стандартизация

Обеспечение точности аппроксимации R/T-характеристики *NTC*-термистора на основе нейросетевого моделирования. *С. С. Федин, И. С. Зубрецкая* 28

Электронные средства: исследования, разработки

Тепловой мониторинг как метод оценки технического состояния цифровых радиоэлектронных систем. *Ю. Н. Лаврич* 36

Устройство для бесконтактного экспресс-измерения параметров термоэлектрических материалов. *А. А. Ащеулов, И. А. Бучковский, И. С. Романюк* 42

Список рецензентов номера 46

Памятка автору журнала «ТКЭА» 48

© Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2015.

SCIENTIFIC AND TECHNICAL JOURNAL

2015 N 4

Publication year 39th

TEKHNOLOGIYA I KONSTRUIROVANIE V ELEKTRONNOI APPARATURE

(in Russian)

ЗМІСТ

СВЧ-техніка

Напівпровідниковий генератор імпульсної дії з електронним перемиканням частот Ка-діапазону. *В. П. Дворніченко, М. Ф. Карушкін, В. В. Малишко, В. О. Ореховський* (3)

Системи передачі та обробки сигналів

Вплив нелінійних ефектів на спектральну ефективність багатовходових антенних систем. *Ю. В. Вишнякова* (8)

Дослідження впливу шумів на роботу зарядочутливого підсилювача з компенсацією піроелектричної завади. *В. І. Старцев, О. О. Анисимов, О. С. Руссу* (15)

Сенсоелектроніка

Датчик гідростатичного тиску на основі мікрокристалів антімоніда галію. *А. О. Дружинін, І. Й. Мар'ямова, О. П. Кутраков, Н. С. Лях-Кагуй* (19)

Функціональна мікро- та наноелектроніка

Високочутливий фотоприймач на основі германієвої двобар'єрної структури із ефектом змикання. *О. А. Абдулхаєв, Д. М. Йодгорова, А. В. Карімов, Ш. М. Кулієв* (24)

Метрологія. Стандартизація

Забезпечення точності апроксимації R/T-характеристики NTC-термістора на основі нейромережевого моделювання. *С. С. Федін, І. С. Зубрецька* (28)

Електронні засоби: дослідження, розробки

Тепловий моніторинг як метод оцінки технічного стану цифрових радіоелектронних пристроїв. *Ю. М. Лавріч* (36)

Пристрій для безконтактного експрес-вимірювання параметрів термоелектричних матеріалів. *А. А. Ащеулов, І. А. Бучковський, І. С. Романюк* (42)

CONTENTS

Microwave engineering

Solid state Ka-band pulse oscillator with frequency electronic switching. *V. P. Dvornichenko, N. F. Karushkin, V. V. Malyshko, V. A. Orekhovskii* (3)

Signals transfer and processing systems

The influence of nonlinear effects on the spectral efficiency of multiinput antenna systems. *J. V. Vishniakova* (8)

Investigation of the effect of noise on the operation of the charge sensitive amplifier with compensated pyroelectric interference. *V. I. Starcev, A. A. Anisimov, A. S. Russu* (15)

Sensors

Sensor of hydrostatic pressure based on gallium antimonide microcrystals. *A. A. Druzhinin, I. I. Maryamova, A. P. Kutrakov, N. S. Liakh-Kaguy* (19)

Functional micro- and nanoelectronics

Highly sensitive photodetector based on Ge double-barrier punch-through structure. *O. A. Abdulkhaev, D. M. Yodgorova, A. V. Karimov, S. M. Kuliyev* (24)

Metrology. Standardization

Ensuring the accuracy of the approximation of R/T-characteristics of NTC-thermistor based on neural network modeling. *S. S. Fedin, I. S. Zubretskaya* (28)

Electronic devices: research, development

Thermal monitoring as a method for estimation of technical state of digital devices. *Yu. N. Lavrich* (36)

Express method for contactless measurement of parameters of thermoelectric materials. *A. A. Ashcheulov, I. A. Buchkovskii, I. S. Romanyuk* (42)

УДК 621.373.5.52:621.373.29 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.03

В. П. ДВОРНИЧЕНКО, к. т. н. Н. Ф. КАРУШКИН, В. В. МАЛЫШКО, В. А. ОРЕХОВСКИЙ

Украина, г. Киев, Научно-исследовательский институт «Орион»
E-mail: ndiorion@tsua.net

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСНОГО ДЕЙСТВИЯ С ЭЛЕКТРОННЫМ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЕМ ЧАСТОТ Ka-ДИАПАЗОНА

Приводятся результаты разработки генераторов импульсного действия с электронным переключением частоты. В качестве задающего высокостабильного источника СВЧ-импульсов применен малогабаритный синтезатор частоты 8-миллиметрового диапазона длины волны, формирующий СВЧ-импульсы заданной длительности с уровнем мощности 1,0—1,2 Вт. Синхронизованный усилитель, выполненный на лавинно-пролетном диоде, обеспечивает мощность на выходе генератора до 20 Вт при длительности импульсов СВЧ 100—300 нс в рабочей полосе.

Ключевые слова: генератор миллиметрового диапазона, импульсная СВЧ-мощность, лавинно-пролетные диоды (ЛПД), электронное переключение частот.

Полупроводниковые когерентные генераторы импульсного действия с перестройкой частоты от импульса к импульсу являются основой для создания передающих устройств малогабаритных радиолокационных станций **(РЛС)** в миллиметровом диапазоне длины волны с высоким разрешением по дальности и хорошей помехоустойчивостью. Обеспечение разрешающей способности по дальности до единиц метров требует расширения интервала рабочих частот до 1,0—1,5 ГГц и быстрой смены частоты в указанном интервале. Необходимость быстрого переключения стабильных рабочих частот возникает и при разработке передающих устройств корабельных РЛС для декорреляции отражений от волн морской поверхности. Важными требованиями, предъявляемыми к передающим устройствам рассматриваемого класса, являются максимальная стабильность СВЧ-параметров выходного сигнала в пределах длительности импульса и в пределах пакета импульсов, а также высокая устойчивость СВЧ-параметров к внешним климатическим и механическим эксплуатационным воздействиям. Эти требования во многом определяют схему построения и режим работы полупроводниковых генераторов импульсного действия в миллиметровом диапазоне длин волн.

Известные генераторы с переключением дискретных частот созданы на полупроводниковых диодах типа стабилитронов, частота автоколебаний которых определяется резонансной частотой стабилизирующего резонатора [1]. Переключение частоты автоколебаний осуществляется соответствующим переключением резонансных частот резонатора либо переключением отдельных автономных резонаторов, включенных в СВЧ-цепь. Однако по числу и скорости переключаемых частот, по уровню достигаемой стабильности и шумов диодные генераторы с переключением дискретных частот не могут конкурировать с генераторами, основанными на переносе сетки высокостабильных опорных сигналов из области низких частот в область радиочастот (диапазон миллиметровых волн) [2].

В то же время генераторы на лавинно-пролетных диодах **(ГЛПД)** являются наиболее эффективными полупроводниковыми источниками импульсной мощности в миллиметровом диапазоне длин волн: они могут развивать импульсную мощность более 50 Вт в интервале частот 30—40 ГГц и десятки ватт в интервале 90—100 ГГц при длительности импульса 10—300 нс [3—5].

Применение режима внешней синхронизации полупроводниковых генераторов позволяет решать задачи построения передающих устройств с высоким коэффициентом усиления, низким уровнем частотного шума и уровнем выходной мощности, соответствующим максимальному энергетическому режиму. Уровень частотного шума и стабильность частоты выходного сигнала соответствуют параметрам синхронизирующего сигнала. Это обстоятельство позволяет создавать высокостабильные источники в миллиметровом диапазоне волн. Режим синхронизации во многих случаях предпочтительнее режима пассивного усиления, в котором максимальная выходная мощность достигается при малом усилении, не превышающем обычно 4—5 дБ.

В [6] описан принцип построения передающих устройств, основанных на импульсных ГЛПД, которые функционируют в режиме внешней синхронизации сигналом, формируемым синтезатором частоты, обеспечивающим высокую частотную стабильность и низкий уровень спектральной плотности мощности фазового шума.

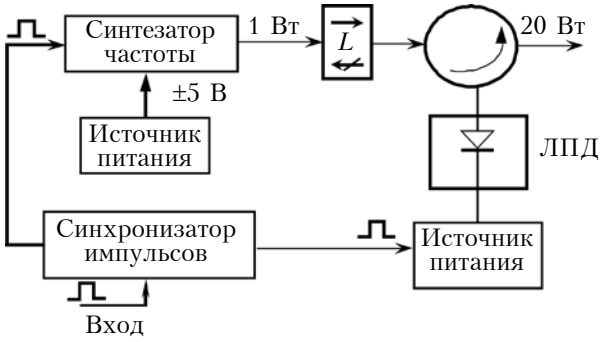


Рис. 1. Блок-схема ГЛПД импульсного действия

В настоящей работе приводятся результаты исследований, направленных на разработку малогабаритного генератора импульсного действия с дискретным переключением частот от импульса к импульсу. Генератор состоит из синтезатора частоты и синхронизированного усилителя на лавинно-пролетном диоде **(ЛПД) (рис. 1)**.

Технические решения при выборе конструкции генератора

Опорный генератор синтезатора синхронизирован кварцевым генератором с помощью цифровой системы ФАПЧ и содержит умножитель частоты и усилитель, работающие в импульсном режиме. Синтезатор обеспечивает выходную мощность на уровне 1,2 Вт в импульсе со стабильностью частоты не хуже $2 \cdot 10^{-6}$. Управление частотой излучения выполняется трехразрядным двоичным кодом в уровнях TTL.

ГЛПД выполнен на базе волноводно-коаксиального Т-образного сочленения **(рис. 2)**. Коаксиальная линия с волновым сопротивлением W_K смещена относительно волновода прямоугольного сечения 7,2×3,4 мм на величину Δ. В коаксиальной линии установлен лавинно-пролетный диод, смонтированный в рубиновую втулку на медном штифте, и антипаразитная нагрузка. Такая конструкция ГЛПД позволяет в процессе настройки независимо перемещать диод и антипаразитную нагрузку вдоль коаксиальной линии относительно волноводного канала. На одном волноводном выходе конструкции установлен скользящий поршень, другой выход соединен через ферритовый вентиль с нагрузкой и высокостабильным источником синхронизирующего сигнала (синтезатором).

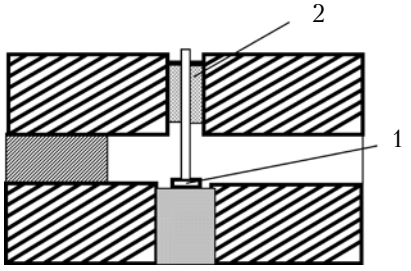


Рис. 2. Конструкция ГЛПД:
1 — ЛПД; *2* — антипаразитная нагрузка

Конструкция ЛПД показана на **рис. 3**: диодная $p^+-p-n-n^+$-структура *1*, смонтированная внутри рубиновой втулки *2* на позолоченном медном штифте *3*, соединена верхним электродом с крышкой *4* при помощи золотой плющины *5*.

Упрощенная эквивалентная схема ГЛПД представлена на **рис. 4**.

Анализ импедансных амплитудно-частотных характеристик применяемых ЛПД с оптимальным профилем легирования $p^+-p-n-p^+$-структур

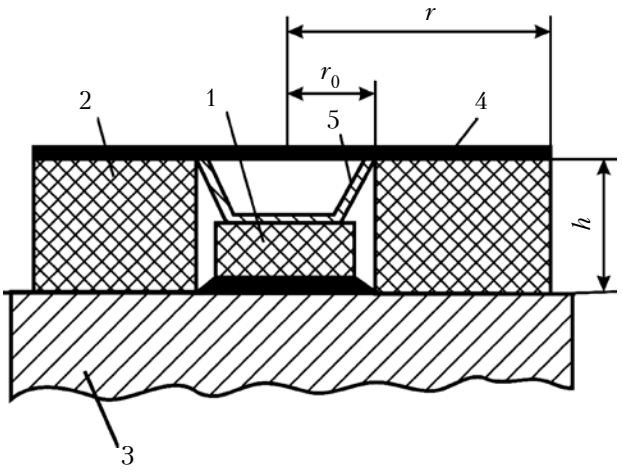


Рис. 3. Конструкция ЛПД:
1 — диодная структура; *2* — рубиновая втулка; *3* — медный штифт; *4* — крышка; *5* — золотая плющина

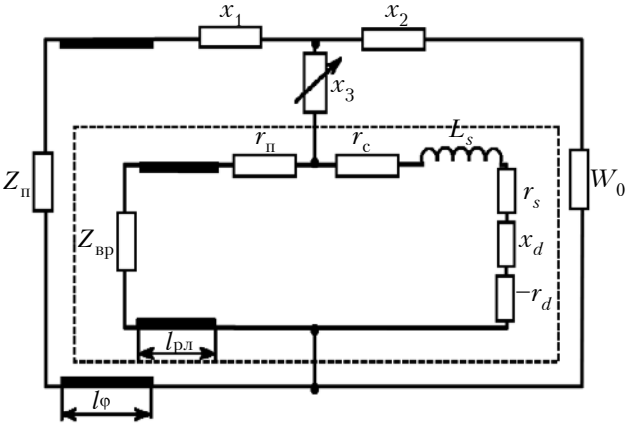


Рис. 4. Упрощенная эквивалентная схема ГЛПД:
x_1, x_2 — реактивные сопротивления включения центрального стержня; x_3 — реактивное сопротивление коаксиального шлейфа, содержащего антипаразитную нагрузку; $Z_п$ — импеданс короткозамыкающего поршня; $Z_{вр}$ — импеданс волноводной нагрузки радиальной линии; $r_п$ — сопротивление потерь в диэлектрическом корпусе; $r_с$ — сопротивление потерь в контактах монтажа элементов корпуса; r_s — сопротивление растекания; $-r_d$ — отрицательное сопротивление ЛПД; x_d — реактивное сопротивление диодной структуры; L_s — индуктивность контактных полосок (плющины); W_0 — волновое сопротивление линии передачи; $l_{рл}$ — толщина стенки втулки, определяющей эквивалентную длину радиальной линии; $l_φ$ — длина короткозамкнутого отрезка волноводной линии

ISSN 2225-5818

[7] показывает, что при амплитудах сигнала, соответствующих максимальной электронной мощности, и оптимальном диаметре $p-n$-перехода модуль отрицательного сопротивления полупроводниковой структуры не превышает 2–3 Ом. В связи с этим при непосредственном включении ЛПД в высокочастотную цепь с нагрузкой, равной волновому сопротивлению линии передачи W_0, коэффициент трансформации активной составляющей импеданса нагрузки должен составлять $K=W_0/|Z_{gd}|>20$. Очевидно, что полные потери в трансформаторе импедансов должны быть минимальными.

Обеспечение высоких значений коэффициента трансформации импеданса диода при включении его в цепь СВЧ является основной особенностью создания высокочастотных систем генераторно-усилительных устройств на ЛПД с минимальными энергетическими потерями в миллиметровом диапазоне. При этом наиболее целесообразным является создание трансформатора в непосредственной близости к полупроводниковой структуре. При выполнении такого трансформатора с минимальными собственными потерями и коэффициентом трансформации импедансов K в высокочастотную цепь, импеданс устройства будет включать в себя трансформированное отрицательное сопротивление диода, модуль которого значительно превышает сопротивление потерь в волноводно-коаксиальных цепях.

При создании генераторов и усилителей с использованием ЛПД в миллиметровом диапазоне в качестве трансформатора импеданса целесообразно использовать металло-диэлектрические корпуса с распределенными параметрами. В этом случае металло-диэлектрический корпус можно рассматривать как радиальную линию с распределенными параметрами, обеспечивающую трансформацию входного импеданса линии передачи к клеммам включения диодной структуры для реализации условий параллельного резонанса в схеме устройства.

Величина и характер импеданса радиальной линии, приводимой к клеммам диодной структуры, определяется выражением [8]

$$Z_{\text{рл}}(r)=jx_{\text{рл}}=-j\frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon}}\frac{H}{2\pi r}\,\text{Ct}(x,\,y),$$

где $\text{Ct}(x,\,y)$ — большой радиальный котангенс;

$$x=\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\varepsilon}\,r;\quad y=\frac{2\pi}{\lambda}\sqrt{\varepsilon}\,r_0;$$

λ — длина волны;

ε — диэлектрическая проницаемость рубиновой втулки;

r, r_0, H — внешний и внутренний радиусы втулки и ее высота соответственно.

На **рис. 5**, где приведены расчетные частотные зависимости трансформированной входной проводимости радиальной линии $B_{\text{рл}}(r)$ в сечении $r_0 = d/2$, видно, что изменением размеров радиальной линии (диаметра втулки) достигается требуемая величина и характер реактивности для реализации на клеммах полупроводниковой структуры параллельного резонанса при определенных значениях L_s. При заданных размерах радиальной линии частота параллельного резонанса подбирается значением L_s.

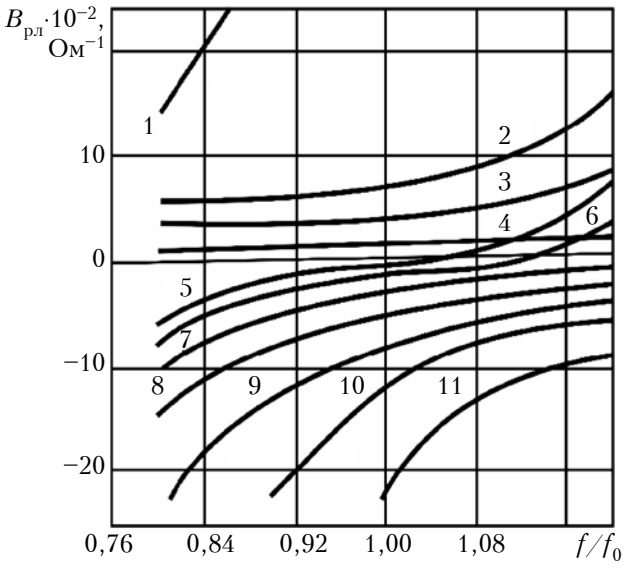


Рис. 5. Частотная зависимость реактивной проводимости радиальной линии, приведенная к клеммам включения диодной структуры, при различных значениях отношения внешнего диаметра втулки к размеру широкой стенки волновода D/a:
1 — 0,31; *2* — 0,27; *3* — 0,23; *4* — 0,19; *5* — 0,58; *6* — 0,54; *7* — 0,5; *8* — 0,46; *9* — 0,42; *10* — 0,38; *11* — 0,39

На практике величина L_s может задаваться путем выбора ширины контактной плющины, соединяющей диодную структуру с корпусом.

ЛПД выполнен на кремниевой полупроводниковой структуре $p^+-p-n-n^+$-типа с диаметром $p-n$-перехода чипа 160–180 мкм и с профилем легирования, оптимальным для достижения максимальных значений энергетических параметров: N_p=3,15·10^{16} см$^{-3}$; L_p=0,8 мкм; N_n=3·10^{16} см$^{-3}$; L_n=1,0 мкм (N_p, N_n — концентрация носителей в p- и n-областях, L_p, L_n — длина этих областей).

Важной особенностью разработанной конструкции синхронизированного усилителя на ЛПД является возможность регулировки коэффициента трансформации проводимости нагрузки при изменении смещения оси коаксиальной линии относительно центра волновода. Это позволяет обеспечить требуемое согласование импеданса диода и нагрузки без применения дополнительных реактивных неоднородностей в выходном сечении волноводной секции ГЛПД.

Таким образом, основным частотно-избирательным узлом СВЧ-цепи ГЛПД является корпусированный диод с резонансной трансформацией импеданса к полупроводниковой структу-

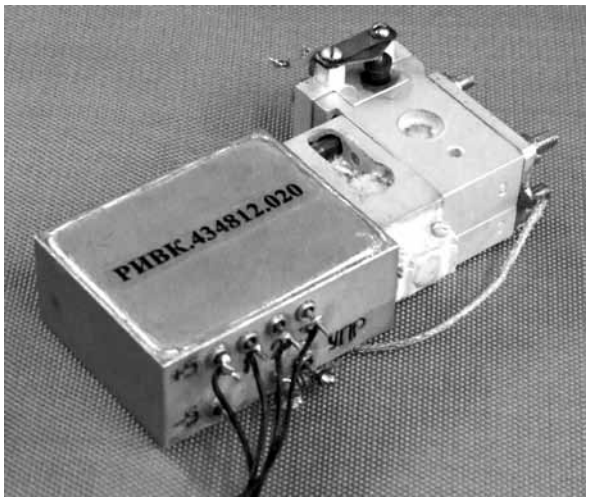


Рис. 6. Генератор импульсного действия 8-мм диапазона длин волн

ре. Запасенная энергия в такой СВЧ-системе сосредоточена в основном в области корпусированного диода, и обобщенная добротность системы оказывается минимальной.

Изменение положения отражающей антипаразитной нагрузки влияет на параметры усилителя. Так, при ее положении на расстоянии примерно $\lambda/2$ относительно диода последовательно с импедансом диода подключается импеданс последовательного контура. Известно, что в таких системах обеспечивается компенсация реактивных сопротивлений, улучшающая диапазонные характеристики усилителя. Расчет СВЧ-характеристик синхронизированного ГЛПД показывает, что в конструкции генератора достижимая рабочая полоса $\Delta f/f$ составляет 10—15% при коэффициенте усиления больше 14 дБ.

Основные параметры генератора приведены в **таблице**, а его фото — на **рис. 6**.

Основные параметры генератора импульсного действия 8-мм диапазона длин волн

Диапазон рабочих частот	*Ka*
Полоса рабочих частот	1,0 ГГц
Выходная импульсная мощность	15—20 Вт
Длительность импульса	300 нс
Частота повторения импульсов	6 кГц
Длительность фронтов СВЧ-импульсов	не более 20 нс
Количество переключаемых частот	6
Ширина спектра выходного СВЧ-сигнала по уровню 0,5	не более 8 МГц
Время установления рабочей частоты	не более 0,1 с
Потребляемая мощность	не более 6,0 Вт
Интервал рабочих температур	−40…+60°С
Габаритные размеры	60×30×15 мм
Масса	110 г

Заключение

Разработан генератор импульсного действия 8-мм диапазона длин волн, согласование высокочастотных нагрузок и структуры ЛПД в котором достигается путем установки диода в параллельный резонансный контур. Его параметры определяются геометрическими размерами диэлектрической втулки и контактных полосок монтажа. При этом дополнительные неоднородности в волноводном канале исключаются. Запасенная энергия сосредоточена в основном в области корпусированного диода. Для расширения рабочей полосы усилителя последовательно с параллельным резонансным контуром диода целесообразно включить последовательный резонансный контур, который существенно уменьшает реактивную проводимость диода и увеличивает полосу синхронизации в частотном диапазоне.

Разработанный генератор может найти применение в качестве задающего источника для синхронизации полупроводниковых и электровакуумных мощных приборов импульсного действия.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Касаткин Л.В., Швачка А.В. Полупроводниковые генераторы электромагнитных колебаний с переключением дискретных стабильных частот // Техника и приборы СВЧ.— 2008.— № 1.— С. 30—35.

2. Карушкин Н.Ф., Дворниченко В.П., Малышко В.В. и др. Полупроводниковый генератор импульсного действия с электронным переключением частоты миллиметрового диапазона // Матер. 22-й Междунар. Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».— Украина, г. Севастополь.— 2012.— С. 103—105.

3. Касаткин Л.В., Рукин В.П. Мощные импульсные полупроводниковые источники миллиметрового диапазона волн в режиме внешней синхронизации // Известия вузов. Радиоэлектроника.— 2005.— Т. 48.— № 6.— С. 3—19.

4. Тарасюк В.М., Басанец В.В., Болтовец Н.С. и др. Кремниевые лавинно-пролетные диоды 8-мм диапазона для мощных импульсных однодиодных СВЧ-генераторов // Техника и приборы СВЧ.— 2011.— № 1.— С. 21—23.

5. Карушкин Н.Ф. Использование кольцевых структур ЛПД для увеличения средней импульсной СВЧ-мощности генераторов миллиметрового диапазона // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника.— 2010.— Вып. 4 (507).— С. 46—54.

6. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В., Хитровский В.А. Опыт разработки твердотельных когерентных передающих устройств высокого уровня мощности в Ка-диапазоне // Известия вузов. Радиоэлектроника.— 2003.— № 2.— С. 3—8.

7. Карушкин Н.Ф., Касаткин Л.В. Стабилизация СВЧ-параметров импульсных ГЛПД // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника.— 2000.— Вып. 1 (475).— С. 22—27.

8. Справочник по волноводам / Перевод с англ. под редакцией Я.Н.Фельда. — Москва: Сов. радио, 1952.

Дата поступления рукописи в редакцию 28.04 2015 г.

ISSN 2225-5818

В. П. ДВОРНІЧЕНКО, М. Ф. КАРУШКІН, В. В. МАЛИШКО, В. О. ОРЕХОВСЬКИЙ

Україна, м. Київ, Науково-дослідний інститут «Оріон»
E-mail: ndiorion@tsua.net

НАПІВПРОВІДНИКОВИЙ ГЕНЕРАТОР ІМПУЛЬСНОЇ ДІЇ З ЕЛЕКТРОННИМ ПЕРЕМИКАННЯМ ЧАСТОТ Ка-ДІАПАЗОНУ

Наводяться результати розробки генераторів імпульсної дії з електронним перемиканням частоти. Малогабаритний синтезатор частоти 8-міліметрового діапазону довжин хвиль застосовується як задавальне високостабільне джерело НВЧ-імпульсів, яке формує імпульси заданої тривалості з рівнем потужності 1,0—1,2 Вт. Синхронізований підсилювач, який виконано на лавинно-пролітному діоді, забезпечує потужність на виході генератора до 20 Вт при тривалості імпульсів НВЧ 100—300 нс в робочій смузі частот.

Ключові слова: генератор міліметрового діапазону, імпульсна НВЧ-потужність, лавинно-пролітні діоди (ЛПД), електронне перемикання частот.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.03
UDC 621.373.5.52:621.373.29

V. P. DVORNICHENKO, N. F. KARUSHKIN, V. V. MALYSHKO, V. A. OREKHOVSKII

Ukraine, Kyiv, State Enterprise «Research Institute «Orion»
E-mail: ndiorion@tsua.net

SOLID STATE KA-BAND PULSE OSCILLATOR WITH FREQUENCY ELECTRONIC SWITCHING

Semiconductor high-stable pulse oscillators with frequency tuning from pulse to pulse are the basis for designing transmitting devices for small radars in the millimeter wavelength range with high resolution on range and noise immunity. The work presents the results of research and development of compact pulse oscillators with digital frequency switching from pulse to pulse. The oscillator consists of a frequency synthesizer and a synchronized amplifier on the IMPATT diode. Reference oscillator of synthesizer is synchronized by crystal oscillator with digital PLL system and contains a frequency multiplier and an amplifier operating in pulse mode. Small-sized frequency synthesizer of 8 mm wave lengths provides an output power of ~1.2 W per pulse with a frequency stability of no worse than $2 \cdot 10^{-6}$. Radiation frequency is controlled by three-digit binary code in TTL levels. Synchronized amplifier made on IMPATT diodes provides microwave power up to 20 W in oscillator output with microwave pulse duration of 100—300 ns in an operating band. The oscillator can be used as a driving source for the synchronization of semiconductor and electro-vacuum devices of pulsed mode, and also as a transmitting device for small-sized radar of millimeter wave range.

Keywords: millimeter wave oscillator, pulse microwave power, IMPATT diodes, frequency electronic switching.

REFERENCES

1. Kasatkin L.V., Shvachka A.V. [Solid state oscillator of electromagnetic waves with switching of discrete stable frequencies]. *Tekhnika i pribory SVCh*, 2008, no 1, pp. 30-35. (Rus)

2. Karushkin N.F., Dvornichenko V.P., Malyshko V.V., Orehovskiy V.A., Tsvir A.V. [Solid state pulse millimeter wave oscillator with frequency electronic switching]. Proc. of 22nd International Crimean conference "*Microwave and Telecommunication Technology*", 2012, Ukraine, Sevastopol, pp. 103-105. (Rus)

3. Kasatkin L.V., Rukin V.P. [Solid state power pulse sources of millimeter wavelength in the external sync mode]. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radielectronika*, 2005, vol. 48, no 6, pp. 3-19. (Rus)

4. Tarasuk V.M., Basanets V.V., Boltovets N.S., Zorenko A.V., Kolesnik N.B. [Silicon avalanche transit diodes of 8-mm band wavelength for pulse power single diode microwave oscillators.] *Tekhnika i pribory SVCh*, 2011, no 1, p. 21-23. (Rus)

5. Karushkin N.F. [Applying the IMPATT diodes ring structures to increase average pulse microwave power of millimeter wave oscillators]. *Elektronnaya Tekhnika*. Series 1. SVCh Tekhnika, iss. 4(507), 2010, pp. 46-54. (Rus)

6. Karushkin N.F., Kasatkin L.V., Khitrovskiy V.A. [Expierence in the development of solid-state coherent transmitters with high power in Ka band.] *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radielectronika*, 2003, no 2, pp. 3-8. (Rus)

7. Karushkin N.F., Kasatkin L.V. [Stabilization of microwave parameters of pulse IMPATT oscillators.] *Elektronnaya Tekhnika. Series 1. SVCh Tekhnik*a, iss. 1(475), 2000, pp. 22-27. (Rus)

8. *Handbook of waveguides*, Translated from English, edited by Y.N. Feld, Moscow, Sov. Radio, 1952.

УДК 621.396.677.3 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.08

К. т. н. Ю. В. ВИШНЯКОВА

Украина, Харьковский национальный университет радиоэлектроники
E-mail: juvalort@gmail.com

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭФФЕКТОВ НА СПЕКТРАЛЬНУЮ ЭФФЕКТИВНОСТЬ МНОГОВХОДОВЫХ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

Предложены методика и алгоритм проектирования многовходовых антенных систем. В их основе лежит математическая модель, учитывающая наличие элементов с нелинейными свойствами. Представлены результаты численного моделирования многовходовой многоантенной системы. Показано, что при воздействии интермодуляционных помех на систему, в составе которой присутствуют элементы с нелинейными характеристиками, ее частотные характеристики существенно отличаются от характеристик линейной системы. В частности, происходит снижение спектральной эффективности системы вблизи рабочей частоты за счет появления в ее спектральном отклике дополнительных комбинационных составляющих.

Ключевые слова: нелинейные эффекты, многовходовая система, антенна с нелинейными элементами, спектральная эффективность, системы MIMO.

При проектировании и исследовании характеристик многовходовых систем, таких как системы MIMO (multiple-input multiple-output — технология передачи данных со многими входами и многими выходами), реконфигурируемые адаптивные антенные решетки, возникает необходимость в использовании все более совершенных математических моделей для корректного описания их свойств.

Реальные системы передачи информации являются нелинейными системами из-за нелинейности свойств усилителей, управляющих и переключающих элементов в составе реконфигурируемых излучателей и согласующих цепей и т. п., поэтому помимо сосредоточенных помех, обусловленных присутствием в канале сторонних источников излучения, в таких системах присутствуют также помехи, создаваемые самой системой, например комбинационные составляющие полезных и помеховых сигналов. Наличие таких нелинейных продуктов приводит не только к росту шумовой составляющей, но и к снижению мощности полезного сигнала, следовательно, можно ожидать не только «количественного», но и «качественного» изменения поведения спектральной эффективности (пропускной способности) такой системы. Поскольку большинство разработанных к настоящему времени моделей многовходовых систем, в том числе MIMO [1—3], основано на предположении о линейности каналов, они не позволяют учесть влияние эффектов, обусловленных присутствием в составе системы элементов и устройств с нелинейными характеристиками.

Из доступных в настоящее время литературных источников известно несколько нелинейных моделей MIMO [4, 5], но они могут быть использованы для корректного анализа ограниченного числа многовходовых систем, в частности тех, что позволяют пренебречь взаимным влиянием элементов на передающей и приемной сторонах. Это связано с тем, что в этих моделях не анализируется вся система целиком (передающая и приемная части рассматриваются отдельно), соответственно, присутствие нелинейных элементов не может быть учтено при формировании матрицы, описывающей канал передачи, а учитывается только при расчете информационных характеристик системы. В [6, 7] показано, что для моделирования систем MIMO и анализа возникающих в них нелинейных эффектов может быть использован математический аппарат теории антенн с нелинейными элементами, подробно описанный в [8], а также разработана более общая математическая модель многовходовых систем, позволяющая учесть присутствие в них различных нелинейных элементов.

Целью настоящей работы была разработка методики и алгоритма проектирования на основе указанной модели, которые позволят проводить анализ многовходовых систем, в составе которых присутствуют элементы и устройства с нелинейными характеристиками, а также проанализировать влияние интермодуляционных помех на спектральную эффективность многовходовой системы.

Методика и алгоритм проектирования

Многовходовая система представляет собой достаточно сложную структуру, в составе которой присутствуют элементы как с сосредоточен-

ными, так и с распределенными параметрами, элементы с линейными и нелинейными характеристиками, поэтому проектирование такой системы на различных этапах целесообразно проводить с использованием моделей различного уровня. Так, на определенных этапах достаточно воспользоваться схемотехническим проектированием и библиотеками моделей стандартных компонентов, в то время как на других этапах невозможно обойтись без полного электродинамического **(ЭД)** моделирования. Исходя из этого, можно сформулировать следующие требования к методике проектирования многовходовых систем с учетом наличия в них устройств с нелинейными свойствами:

— возможность определения параметров всех типов элементов, входящих в состав системы, с учетом особенностей каждого из них (линейные/нелинейные, сосредоточенные/распределенные, аналоговые/дискретные и т. п.);

— взаимодействие между отдельными «блоками» системы с учетом существующих между ними связей;

— единообразное представление характеристик составных частей системы для возможности анализа всей системы в целом.

С учетом этих требований был разработан развернутый алгоритм проектирования многовходовых систем, блок-схема которого представлена на **рис. 1**. В представленном алгоритме выбор физического принципа действия **(ФПД)** подразумевает выбор элементной базы проектируемой многовходовой системы, выбор механизма реконфигурации излучателей, согласующих цепей, рассеивателей и т. п.

Второй этап проектирования — выбор технического решения **(ТР)** — включает выбор конкретного типа приемных и передающих антенн и определяет все последующие этапы проектирования. В зависимости от типа и сложности конфигурации излучающей структуры, выбираются методы и программы для последующих этапов. На этапе выбора ТР определяется также количество и тип используемых переключателей, наличие подстроечных и согласующих элементов, размеры и материал изготовления элементов.

В тех случаях, когда полученные схемы и конфигурация элементов не позволяют реализовать требуемые характеристики многовходовой системы, возникает необходимость оптимизации значений параметров сосредоточенных элементов и топологии элементов с распределенными параметрами. Соответственно, третий этап проектирования (оптимизация) включает в себя решение задач параметрического и структурного синтеза проектируемой системы в рамках выбранного ТР в соответствии с заданными критериями качества.

Для этапа оптимизации был модифицирован и программно реализован генетический алгоритм **(ГА)** как достаточно простой и показавший свою эффективность, в частности, при решении задач синтеза антенн [9, 10]. Разработанная программа WIRE_MIMO позволяет проводить оптимизацию антенн сложной конфигурации в тонкопроволочном представлении, в состав которых входят сосредоточенные элементы с управляемыми нелинейными характеристиками, изменение которых может происходить дискретно либо непрерывно.

На каждом шаге предложенного алгоритма перечисленные выше требования учтены путем совместного использования программных продуктов различного уровня. Для каждого из блоков системы выбирается наилучшая с точки зрения точности получаемых результатов и временных затрат среда моделирования, например: 3D-ЭД-моделирование — для систем проволочных излучателей (в данной работе использовался доработанный автором пакет WIRE_MIMO); 2,5D-ЭД-моделирование — для планарных электродинамических структур; схемотехническое моделирование — для элементов с сосредоточенными параметрами (в данной работе использовался пакет AWR MWO) и т. п. Анализ всего канала передачи информации с учетом подключаемых нелинейных элементов (подробнее см. в [6]) осуществляется в среде ЭД-моделирования (WIRE), благодаря чему учитываются взаимные связи и взаимодействия между всеми элементами нелинейной многовходовой системы. Такой анализ становится возможным благодаря единообразному представлению всех блоков системы в виде многополюсников, описываемых матрицами S, Z либо Y параметров, а также за счет реализации в используемых пакетах программ представления выходных данных в едином формате.

Если в структуру элемента с распределенными параметрами (излучателя, рассеивателя, цепи согласования либо питания и т. п.) требуется включить сосредоточенные элементы с нелинейными характеристиками, то в геометрию ЭД-модели вводятся дополнительные внешние узлы, в результате чего у линейного многополюсника формируются дополнительные группы входов для подключения моделей нелинейных элементов, конкретный вид которых выбирается на этапе схемотехнического моделирования. После этого проводится схемотехнический анализ нелинейной системы (например, методом гармонического баланса, методом рядов Вольтерра и т. п.) и рассчитываются выходные характеристики многовходовой системы (мощность, поступающая в нагрузку приемника, отношение сигнал/(шум+помеха) на входе приемных антенн, спектральная эффективность системы и т. п.).

Таким образом, представленные методика и алгоритм позволяют рассматривать многовходовые системы при наличии в них элементов и устройств с нелинейными характеристиками, в том числе и многовходовые системы передачи информации, такие как MIMO.

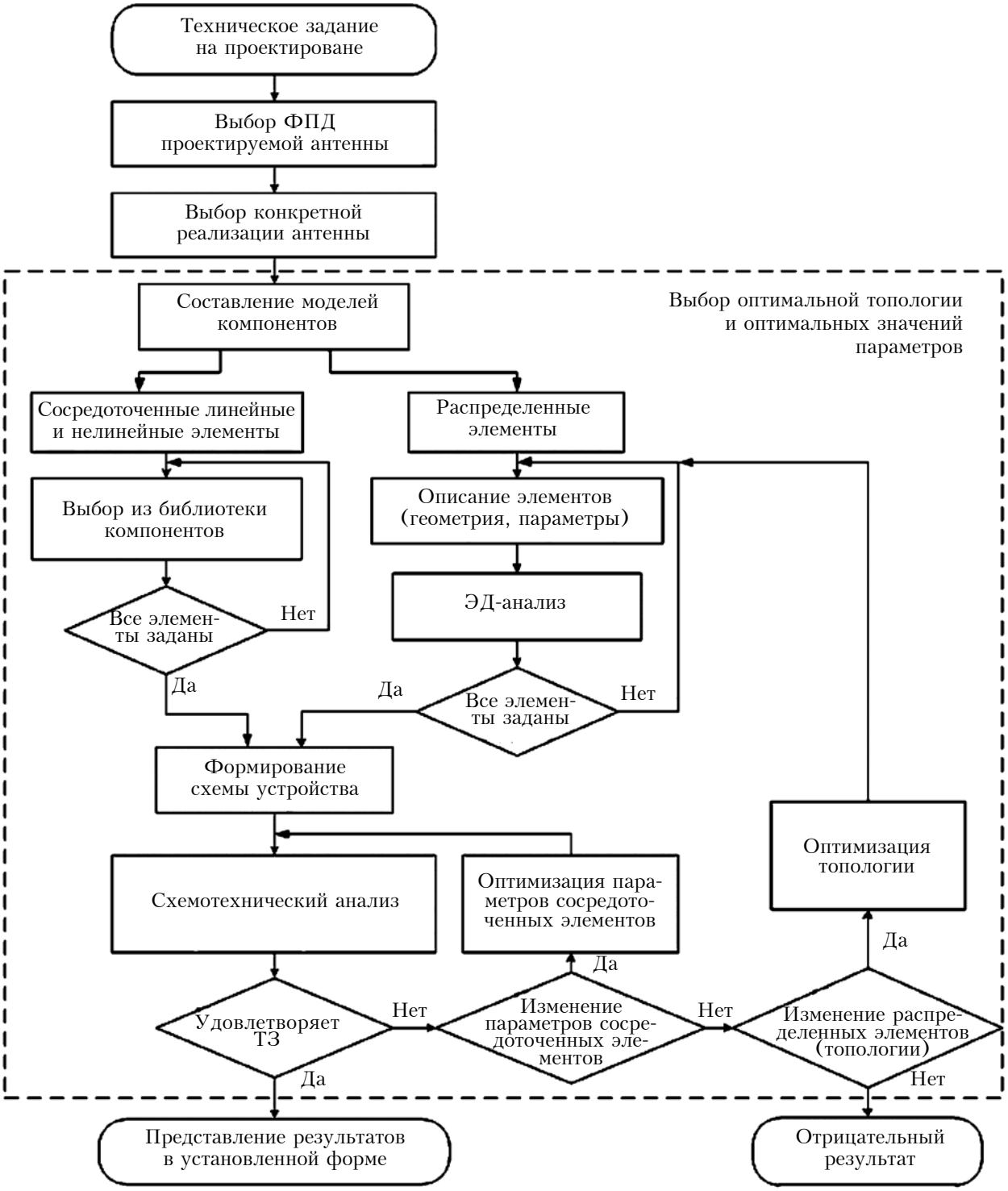


Рис. 1. Алгоритм проектирования реконфигурируемых антенных систем

Влияние интермодуляционной помехи на спектральную эффективность многовходовой системы с нелинейными элементами

В качестве примера использования описанных выше алгоритма и программных продуктов проведено исследование характеристик простой многовходовой системы, показанной на **рис. 2**. Система состоит из передающей решетки *TX* (антенны *1* и *2* с близкими рабочими частотами — 2,500 и 2,501 ГГц) и приемной решетки *RX* (пассивный рассеиватель *3* и антенна *4*, на выходе которой включена нелинейная проводимость). В данном примере для численных расчетов в программе WIRE межэлементное расстояние d, приведенное к длине волны λ, при-

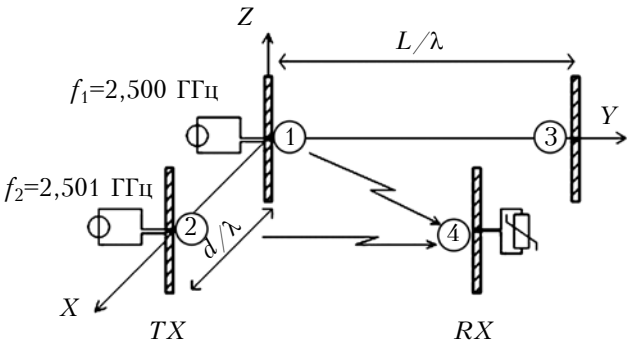


Рис. 2. Пример многовходовой системы: *TX* — передающая решетка; *RX* — приемная решетка; *1*, *2* — антенны; *3* — пассивный рассеиватель; *4* — антенна

нято равным $d/\lambda=1$; расстояние между передающей и приемной решетками $L/\lambda=10$. В качестве примера рассматривалась кубическая нелинейность, и вольт-амперная характеристика нелинейного элемента описывалась выражением

$$i(u)=g_1u+g_2u^2+g_3u^3, \qquad (1)$$

где g_1, g_2, g_3 — параметры, характеризующие степень нелинейности сосредоточенной проводимости.

Из-за присутствия в системе элемента с нелинейными характеристиками воздействие двух сигналов с близкими частотами приводит к появлению на выходе системы новых комбинационных составляющих с частотами $f_{ИМ}=mf_1+nf_2$, где m и n — целые числа. Ближе всего к рабочим частотам передающих антенн расположены комбинационные составляющие нечетных порядков: третьего порядка с частотами $2f_1-f_2$ и $2f_2-f_1$, а затем пятого порядка с частотами $3f_1-2f_2$ и $3f_2-2f_1$. Соответственно, все эти составляющие представляют наибольшую опасность, поскольку, как правило, попадают в полосу рабочих частот системы.

Если система линейная, т. е. ток через нелинейный элемент равен нулю ($g_1=g_2=g_3=0$, $i(u)=0$), принимаемый сигнал в антенне *4* имеет две составляющие с частотами полезных сигналов f_1 и f_2, а побочные составляющие отсутствуют. При подключении нелинейного элемента ко входу приемной антенны $g_3\neq0$ (например, $g_3=0{,}1$), $i(u)=g_3u^3\neq0$, и в принимаемом сигнале появляется существенная по величине помеховая компонента P_i, обусловленная комбинационными составляющими третьего и пятого порядков со следующими частотами: $2f_1-f_2=2{,}499$ ГГц; $-f_1+2f_2=2{,}502$ ГГц; $-2f_1+3f_2=2{,}498$ ГГц; $3f_1-2f_2=2{,}503$ ГГц. На **рис. 3** приведены частотные зависимости мощности составляющих сигнала на выходе приемной антенны, полученные средствами AWR (показаны только составляющие с частотами f_1, $2f_1-f_2$ и $-2f_1+3f_2$, поскольку кривые $P(f_1)$ и $P(f_2)$, $P(2f_1-f_2)$ и $P(-f_1+2f_2)$, $P(-2f_1+3f_2)$ и $P(3f_1-2f_2)$ практически совпадают).

Спектральная эффективность (**СЭ**) системы описывается выражением [3]

$$C=\log_2\left(1+\frac{P_s}{P_i+P_{sh}}\right), \qquad (2)$$

где второе слагаемое в скобках представляет собой отношение сигнал/(помеха+шум), а P_s, P_i, P_{sh} — соответственно, мощность полезного сигнала, помехи и шума (в мВт).

Значения мощности вычисляется по формулам

$$P_s=\frac{1}{n_s}\sum_{k=1}^{n_s}P_{s_k},$$

$$P_i=\frac{1}{n_i}\sum_{j=1}^{n_i}P_{i_j},$$

где n_s, n_i — количество полезных и помеховых сигналов соответственно.

Мощность шума изменялась в пределах −10, −20, …, −150 дБм, т. е. $P_{sh}=10^{-1}$, 10^{-2}, …, 10^{-15}, 0 мВт. Частотная зависимость спектральной эффективности при различной мощности шума для случая, когда интермодуляционная (**ИМ**) помеха отсутствует (система линейная), представлена на **рис. 4**, *а*, где видно, что с уменьшением мощности шума спектральная эффективность системы растет.

При наличии нелинейности и, соответственно, появлении ИМ-помехи характер частотной зависимости изменяется (рис. 4, *б*, *в*): вблизи рабочей частоты спектральная эффективность резко уменьшается, а при удалении от рабочей частоты передающих антенн — стремится к случаю линейной системы. Такое поведение СЭ можно объяснить, основываясь на частотной зависимости мощности комбинационных составляющих на выходах приемной антенны (см. рис. 3). По мере удаления от рабочей частоты значения амплитуды комбинационных составляющих высших порядков (помеховых сигналов) уменьшаются быстрее, чем для основных составляющих,

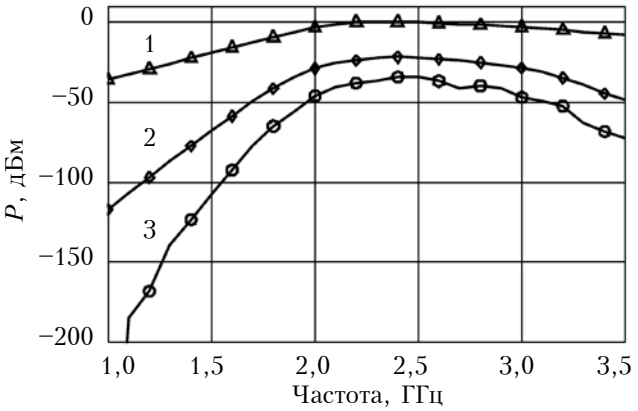


Рис. 3. Частотная зависимость мощности составляющих сигнала на выходе приемной антенны: *1* — $P(f_1)$; *2* — $P(2f_1-f_2)$; *3* — $P(-2f_1+3f_2)$

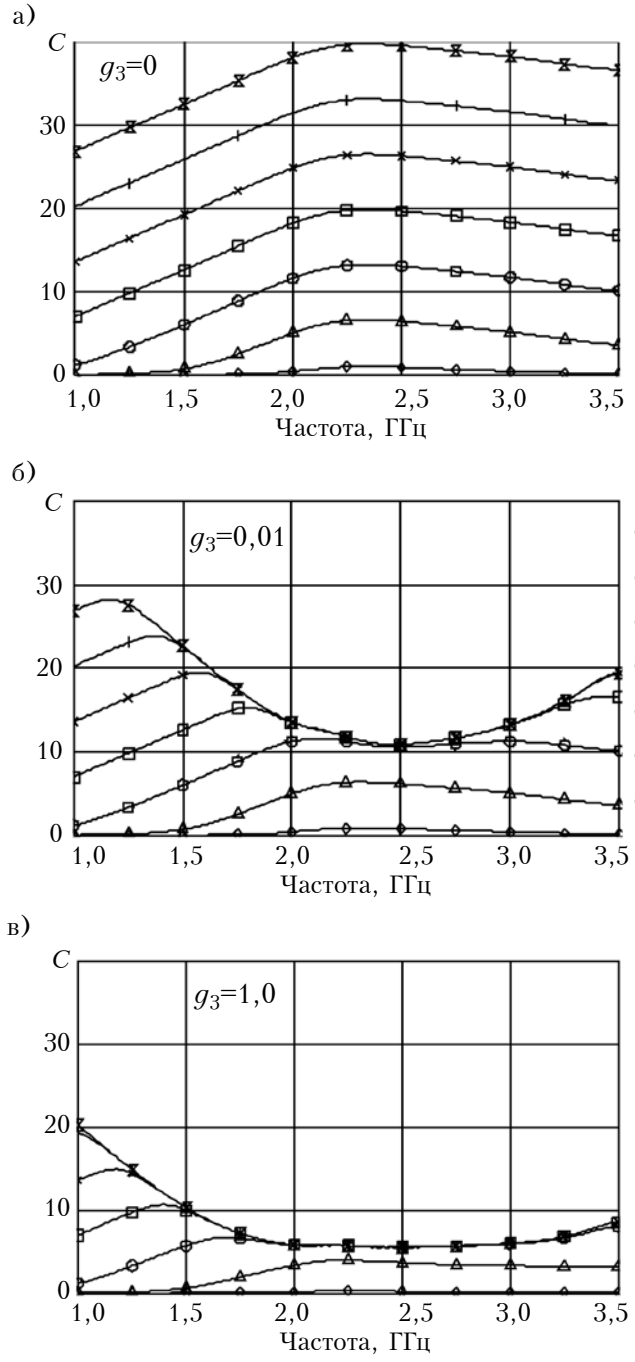


Рис. 4. Частотная зависимость спектральной эффективности C многовходовой системы при отсутствии ИМ-помехи (*а*) и при ее наличии (*б*, *в*) для различной мощности шума $P_{sh}=10^k$ мВт, определяемой при $k = -3$ для верхней кривой и далее с шагом −2 вплоть до $k = -15$ для нижней

и становятся несущественными по сравнению с амплитудами сигналов основной частоты, что соответствует случаю линейной системы.

Таким образом, с уменьшением мощности шума спектральная эффективность растет как в линейном, так и в нелинейном случае при любой степени нелинейности (величине g_3). В то же время, в области рабочих частот предельное

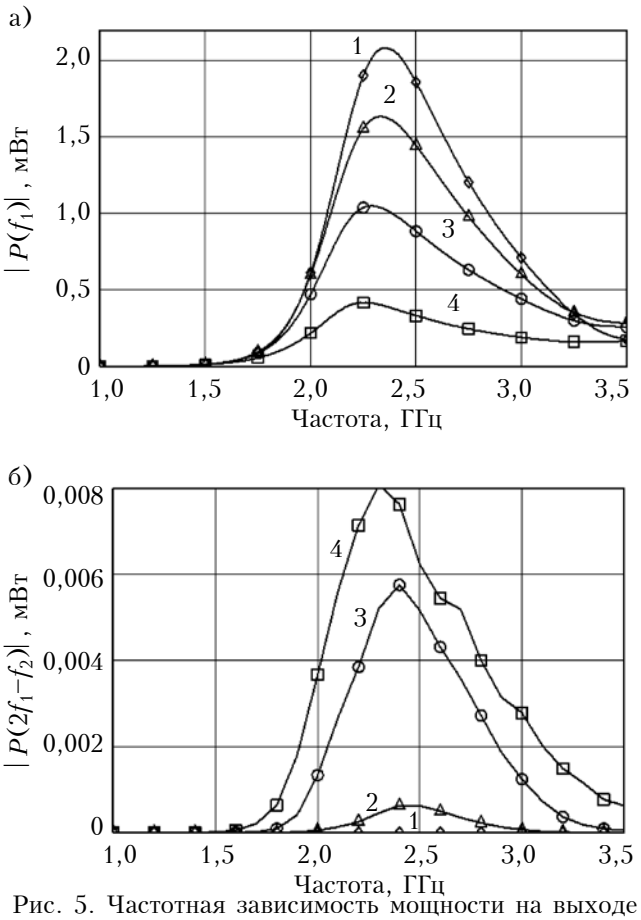


Рис. 5. Частотная зависимость мощности на выходе приемной антенны на основной частоте f_1 (*а*) и на частоте $2f_1-f_2$ (*б*) при различной степени нелинейности: *1* — $g_3 = 0$; *2* — $g_3 = 0{,}01$; *3* — $g_3 = 0{,}1$; *4* — $g_3 = 1$

значение СЭ в значительной мере зависит от степени нелинейности: на частоте f_0=2,5 ГГц при g_3=0,01 СЭ составляет примерно 11 (рис. 4, *б*), а при g_3=1,0 — около 6 (рис. 4, *в*). Это обусловлено различием значений мощности интермодуляционных помех на выходах приемной антенны, частотные зависимости которой для различных g_3 показаны на **рис. 5**. Как видно из графиков, с ростом степени нелинейности уменьшается амплитуда основных частотных составляющих (рис. 5, *а*) и растут амплитуды интермодуляционных составляющих (рис. 5, *б*).

На **рис. 6** представлена частотная зависимость спектральной эффективности при значениях мощности шума 10^{-7} и 10^{-15} мВт для линейного (g_3=0) и для нелинейного (g_3=0,01; 0,1; 1) случаев. Здесь видно, что при преобладании шумовой компоненты (рис. 6, *а*) максимум СЭ рассматриваемой системы находится вблизи рабочей частоты, а при преобладании помеховой компоненты (рис. 6, *б*) наличие комбинационных составляющих высших порядков приводит к тому, что по мере удаления от рабочей частоты значение СЭ все более существенно возрастает по сравнению со значением на центральной частоте. То есть, с уменьшением шумовой составляющей рост СЭ

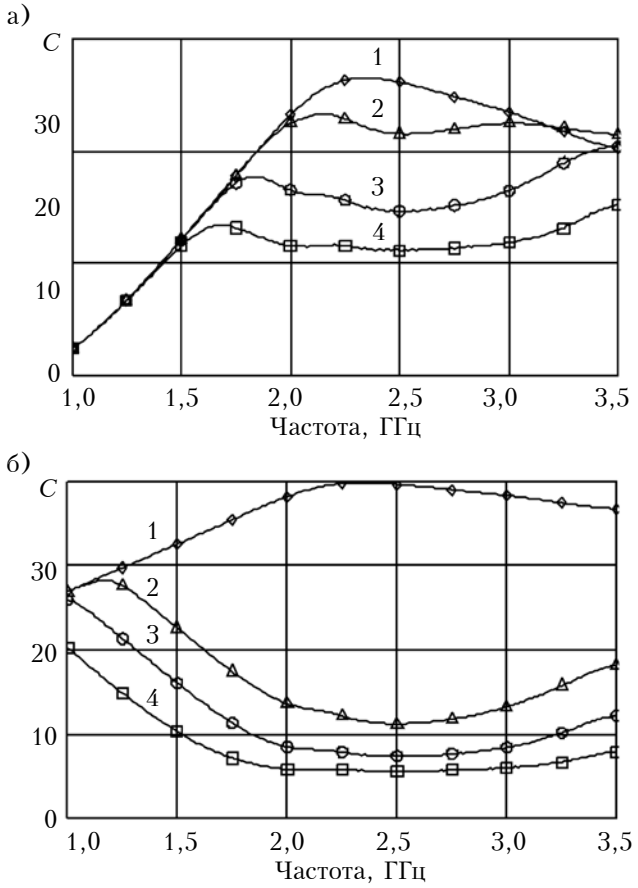


Рис. 6. Частотная зависимость спектральной эффективности многовходовой системы для мощности шума P_{sh}=10^{-7} мВт (*а*) и P_{sh}=10^{-15} мВт (*б*) при различной степени нелинейности:
1 — g_3 = 0; *2* — g_3 = 0,01; *3* — g_3 = 0,1; *4* — g_3 = 1

наблюдается до тех пор, пока не начинает преобладать помеховая составляющая.

Таким образом, очевидно, что исследование реальных многовходовых систем необходимо проводить с учетом элементов с нелинейными характеристиками, поскольку их наличие может, с одной стороны, привести к снижению мощности, излученной на основных частотах, а с другой — к снижению отношения сигнал/шум на выходах приемных антенн и, соответственно, к снижению спектральной эффективности всей системы передачи информации.

Выводы

Разработанные методика и алгоритм проектирования позволили провести моделирование и проанализировать многовходовые системы, в состав которых входят элементы с нелинейными характеристиками. Анализ показал, что наличие нелинейных элементов приводит к уменьшению спектральной эффективности системы за счет появления наряду с шумами дополнительных интермодуляционных помех. При этом частотная характеристика спектральной эффективности нелинейной и линейной систем существенно различаются между собой, а различие зависит от степени нелинейности характеристик элементов, мощности излучения передающих антенн, уровня помеховых сигналов. При сильной нелинейности спектральная эффективность может уменьшиться более чем в два раза.

Проведенные исследования показали, что при проектировании и анализе характеристик многовходовых систем передачи информации необходимо использовать модели, методики и алгоритмы, позволяющие учитывать присутствие в составе таких систем элементов и устройств с нелинейными свойствами. Представленные в данной работе методика и алгоритм проектирования позволяют решать такие задачи и получать адекватные характеристики реальных систем.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Wallace J.W., Jensen M.A. Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: network theory analysis // IEEE Trans. on Ant. and Prop.— 2004.— Vol. 52, N 1.— P. 98—105.

2. Wallace J.W., Mehmood R. On the accuracy of equivalent circuit models for multi-antenna systems // IEEE Trans. on Ant. and Prop.— 2012.— Vol. 60, N 2.— P. 540—547.

3. Пономарев Л.И., Скородумов А.И. Оптимизация спектральной эффективности в многоканальных системах сотовой связи // Радиотехника и электроника.— 2009.— Т. 54, № 1.— С. 81—97.

4. Banani S.A., Vaughan R.G. Compensating for non-linear amplifiers in MIMO communications systems // IEEE Trans. on Ant. and Prop.— 2012.— Vol. 60, N 2.— P. 700—714.

5. Rizzoli V., Costanzo A., Masotti D., Aldrigo M., Donzelli F., Esposti V.D. Integration of non-linear, radiation, and propagation CAD techniques for MIMO link design // Int. Journal of Microwave and Wireless Technologies.— 2012.— Vol. 4, N 2.— P. 223—232.

6. Вишнякова Ю.В. Использование теории антенн с нелинейными элементами для анализа MIMO систем // Радиотехнические и телекоммуникационные системы.— 2013.— № 4(12).— С. 5—22.

7. Вишнякова Ю.В., Лучанинов А.И. Математическая модель MIMO системы с учетом нелинейных эффектов // Матер. 23-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2013). Т. 2.— Украина, г. Севастополь.— 2013.— С. 967—968.

8. Luchaninov A.I., Shifrin Ya.S. Mathematical model of antenna with lumped nonlinear elements // Telecommunications and Radio Engineering.— 2007.— Vol. 66, N 9.— P. 763—803.

9. Дубровка Ф.Ф., Василенко Д.О. Конструктивный синтез планарных антенн с помощью природных алгоритмов оптимизации // Известия вузов. Радиоэлектроника.— 2009.— Т. 52, № 4.— С. 3—22.

10. Altshuler E.E. Electrically small self-resonant wire antennas optimized using a genetic algorithm // IEEE Trans. on Ant. and Prop.— 2002.— Vol. 50, № 3.— P. 297—300.

Дата поступления рукописи в редакцию 19.12 2014 г.

Ю. В. ВИШНЯКОВА

Україна, Харківський національний університет радіоелектроніки
E-mail: juvalort@gmail.com

ВПЛИВ НЕЛІНІЙНИХ ЕФЕКТІВ НА СПЕКТРАЛЬНУ ЕФЕКТИВНІСТЬ БАГАТОВХОДОВИХ АНТЕННИХ СИСТЕМ

Для багатовходових антенних систем запропоновано методику й алгоритм проектування, в основу яких покладено розроблену математичну модель, яка враховує наявність елементів з нелінійними властивостями. Наведено результати чисельного моделювання багатовходової багатоантенної системи. Показано, що при дії інтермодуляційних завад на систему, у складі якої присутні елементи з нелінійними характеристиками, її частотні характеристики істотно відрізняються від характеристик лінійної системи. Зокрема, відбувається зниження спектральної ефективності системи поблизу робочої частоти за рахунок появи у її спектральному відгуку додаткових комбінаційних складових.

Ключові слова: нелінійні ефекти, багатовходова система, антена з нелінійними елементами, спектральна ефективність, MIMO системи.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.08
UDC 621.396.677.3

J. V. VISHNIAKOVA

Ukraine, Kharkov National University of Radioelectronics
E-mail: juvalort@gmail.com

THE INFLUENCE OF NONLINEAR EFFECTS ON THE SPECTRAL EFFICIENCY OF MULTIINPUT ANTENNA SYSTEMS

The analysis technique and design algorithm are proposed for multiinput antenna systems, based on the mathematical model developed. The technique and algorithm described allow the analysis of a wide class of multiinput systems, in particular, MIMO systems, reconfigurable multiantenna systems, multiinput systems with nonlinear components and devices.

The paper presents numerical analysis results of the intermodulation interference effect on the spectral efficiency of a multiinput system with nonlinear elements in receiving antennas, obtained using the methods, algorithms and software products developed.

It is shown that in the nonlinear system intermodulation interferences appear, and the spectral efficiency of the data transmission system decays near the operating frequency due to the appearance of additional combinational components in the frequency response of the system. This effect depends on the degree of nonlinearity, radiated power, the level of interfering signals.

Based on the results obtained, it was concluded that the presence of nonlinear elements and devices must be taken into account in the design and analysis processes of multiinput multiantenna systems, considering the specific types of those nonlinearities.

Keywords: nonlinear effects, multiinput system, antenna with nonlinear elements, spectral efficiency, MIMO systems.

REFERENCES

1. Wallace J.W., Jensen M.A. Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: network theory analysis. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, 2004, vol. 52, no. 1, pp. 98-105.

2. Wallace J.W., Mehmood R. On the accuracy of equivalent circuit models for multi-antenna systems // *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, 2012, vol. 60, no. 2, pp. 540-547.

3. Ponomarev L.I., Skorodumov A.I. Optimization of the spectral efficiency in MIMO cellular wireless communications. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2009, vol. 54, no. 1, pp. 76-91. DOI: 10.1134/S1064226909010070

4. Banani S.A., Vaughan R.G. Compensating for nonlinear amplifiers in MIMO communications systems. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, 2012, vol. 60, no. 2, pp. 700-714.

5. Rizzoli V., Costanzo A., Masotti D., Aldrigo M., Donzelli F., Esposti V.D. Integration of non-linear, radiation, and propagation CAD techniques for MIMO link design. *Int. Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2012, vol. 4, no. 2, pp. 223-232.

6. Vishniakova Yu.V. [Application of the theory of antennas with nonlinear elements for the MIMO systems analysis]. *Radio and telecommunication systems*, 2013, no. 4(12), pp. 5-22. (Rus)

7. Vishniakova Yu.V., Luchaninov A.I. [Mathematical model of MIMO system with nonlinear effects]. *Proc. of the 23nd Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology"* (CriMiCo'2013), vol. 2, Ukraine, Sevastopol, 2013, pp. 967-968 (Rus)

8. Luchaninov A.I., Shifrin Ya.S. Mathematical model of antenna with lumped nonlinear elements. *Telecommunications and Radio Engineering*, 2007, vol. 66, no. 9, pp. 763-803.

9. Dubrovka F.F., Vasylenko D.O. Synthesis of UWB planar antennas by means of natural optimization algorithms. *Radioelectronics and Communications Systems*, 2009, vol. 52, no. 4, pp. 3-22. DOI: 10.3103/S0735272709040013

10. Altshuler E.E. Electrically small self-resonant wire antennas optimized using a genetic algorithm. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, 2002, vol. 50, no. 3, pp. 297-300.

УДК 621.3.084.6 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.15

К. т. н. В. И. СТАРЦЕВ, А. А. АНИСИМОВ, А. С. РУССУ

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: anilewa1988@gmail.com

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ШУМОВ НА РАБОТУ ЗАРЯДОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ПИРОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ

Рассмотрены проблемы, возникающие при работе зарядочувствительного усилителя (ЗЧУ) в критических условиях. Предложены упрощенные схемы, математические модели ЗЧУ для исследования влияния шумов операционного усилителя и высокоомного резистора цепи отрицательной обратной связи. Исследована зависимость уровня шумов ЗЧУ от величины компенсации пироэлектрической помехи. Данные математического анализа подтверждены компьютерным схемотехническим моделированием.

Ключевые слова: зарядочувствительный усилитель, шум, помеха, пироэлектричество, моделирование.

Измерение параметров вибрации представляет собой сложную задачу, при решении которой необходимо применять малоинерционные первичные вибропреобразователи, широкодиапазонную и широкополосную усилительно-преобразующую и регистрирующую аппаратуру. На этапе доводочных испытаний и штатной эксплуатации оборудования для диагностирования параметров вибраций широко применяются «внутренние» измерения вибраций, когда датчик находится в прямом контакте с рабочей средой (например, внутри газовой установки). В таком случае повышается информативность результатов измерений динамической активности и оценки технического состояния исследуемого оборудования, однако при этом датчик подвергается воздействию больших перепадов температуры, особенно при переходных режимах работы исследуемого оборудования [1]. Для получения вибрационных характеристик различных установок в этих условиях целесообразно использовать пьезоэлектрические датчики, подключенные к зарядочувствительному усилителю **(ЗЧУ)**, поскольку их коэффициент преобразования практически не зависит от температуры. С другой стороны, как показано в ряде работ, изменение температуры в месте установки датчика приводит к появлению больших пироэлектрических паразитных зарядов, которые не наблюдаются при изотермическом режиме [2, с. 12; 3, с. 40]. Кроме того, на полезный сигнал ЗЧУ влияют шумы операционного усилителя **(ОУ)** и шум высокоомного резистора в цепи отрицательной обратной связи **(ООС)** в ЗЧУ.

Шумы операционного усилителя, накладываясь на полезный сигнал, обуславливают аддитивную погрешность при измерениях. Различают внешние и внутренние шумы. Внешние шумы поступают в усилитель с входными сигналами, и для уменьшения их влияния используют различные схемотехнические и конструктивные решения. Внутренние (тепловые, дробовые, фликкер-шумы) являются собственными шумами усилителя — их уровень пытаются минимизировать на этапе разработки микросхемы усилителя.

Собственные шумы резисторов, которые растут с увеличением температуры [4], ограничивают чувствительность электронных схем и создают помехи при воспроизведении полезного сигнала.

Целью настоящей работы является исследование влияния шумов операционного усилителя и резистора цепи отрицательной обратной связи на полезный сигнал зарядочувствительного усилителя с компенсацией пироэлектрической помехи.

Влияние шума операционного усилителя

В состав исследуемого зарядочувствительного усилителя, схема которого приведена на **рис. 1**, входят следующие элементы:

— операционный усилитель $ОУ_1$, охваченный отрицательной обратной связью через параллельную цепочку C_1, R_1;

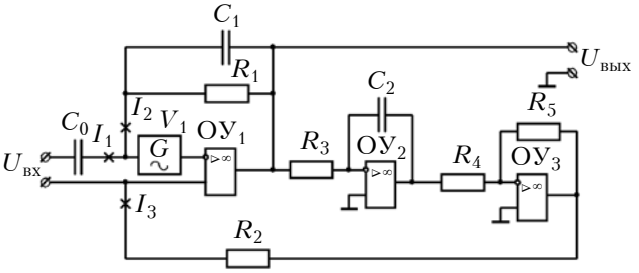


Рис. 1. Схема ЗЧУ с компенсацией пироэлектрической помехи при добавлении шума операционного усилителя

— источник шума V_1;

— интегратор ОУ$_2$, охваченный отрицательной обратной связью через емкость C_2, его вход соединен с выходом ОУ$_1$ через резистор R_3;

— инвертор ОУ$_3$, его выход соединен с входом ОУ$_1$ через резистор R_2, а вход — с выходом интегратора через резистор R_4.

В рассматриваемом ЗЧУ применяются три ОУ, коэффициенты передачи без обратной связи которых намного больше 1: $K_{0i} >> 1$, сопротивления резисторов R_4, R_5 равны между собой: R_4=R_5.

Запишем закон Кирхгофа для токов I_1, I_2, I_3:

$$I_1+I_2+I_3=0. \quad (1)$$

Ток на входе ОУ$_1$ равен

$$I_1 = \frac{U_{вх}}{\frac{1}{j\cdot\omega\cdot C_0}}, \quad (2)$$

где ω — угловая частота;

C_0 — емкость датчика;

$U_{вх}$ — уровень сигнала на входе усилителя.

Запишем формулы для токов I_2 и I_3:

$$I_2=(U_{вх}-U_{вых})(1+j\omega C_1); \quad (3)$$

$$I_3=U_{вых2}/R_2, \quad (4)$$

где $U_{вых2} = -\frac{R_5}{R_4}U_{вых}\left(\frac{-K_{02}}{1+j\omega R_3C_2\left(1+K_{02}\right)}\right)$.

Поскольку R_4=R_5, формула (4) преобразуется к виду

$$I_3 = \frac{K_{02}U_{вых}}{\left[1+j\omega R_3C_2\left(1+K_{02}\right)\right]R_2}. \quad (5)$$

Подставив в формулу (1) выражения (2), (3), (5) и проведя некоторые математические преобразования с учетом того, что коэффициент передачи K=$U_{вых}/U_{вх}$, получим выражение для $\dot{K}$, в котором учтены шумы ОУ:

$$\dot{K} = \frac{j\omega\cdot 2\tau_1\left(1+\frac{1}{\alpha}\right)-\omega^2\cdot 2\tau_1^2\left(1+n\right)}{1-\omega^2\cdot 2\tau_1^2+j\omega\cdot 2\tau_1}, \quad (6)$$

где τ_1 — постоянная времени ОУ1, τ_1=R_1C_1;

α — коэффициент компенсации, α=R_2/R_1;

n — коэффициент чувствительности усилителя, n=C_0/C_1.

Исходя из формулы (6), запишем выражение для модуля комплексного коэффициента передачи ЗЧУ с компенсацией пироэлектрической помехи с учетом влияния шумов ОУ

$$\left|\dot{K}\right| = \sqrt{\frac{\omega^4\cdot 4\tau_1^4\left(1+n\right)^2-\omega^2\cdot 4\tau_1^2\left(1+\frac{1}{\alpha}\right)^2}{\left(1-\omega^2\cdot 2\tau_1^2\right)^2+4\omega^2\tau_1^2}} \quad (7)$$

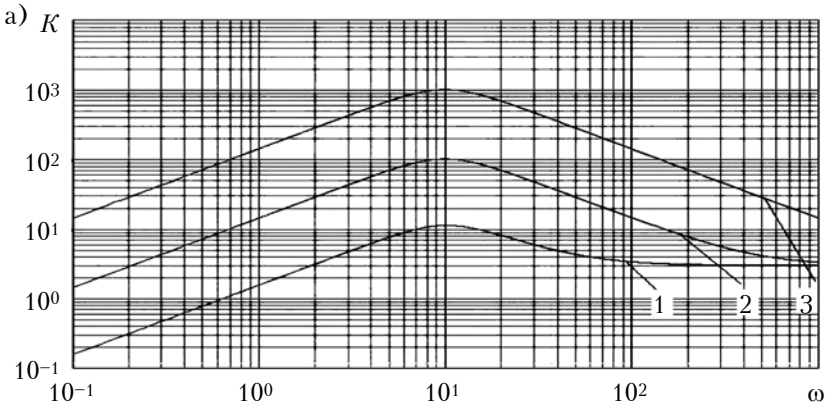
и определим его граничные значения:

$\left|\dot{K}\right|\to 0$ при $\omega\to 0$;

$\left|\dot{K}\right|\to 1+n$ при $\omega\to\infty$;

$\left|\dot{K}\right|\to 1/\alpha$ при $\omega=\omega_0\left(\omega_0=\left(\sqrt{2}\cdot\tau_1\right)^{-1}\right)$.

На **рис. 2**, *а* представлены результаты математического моделирования коэффициента передачи ЗЧУ с компенсацией с учетом шума ОУ в со-



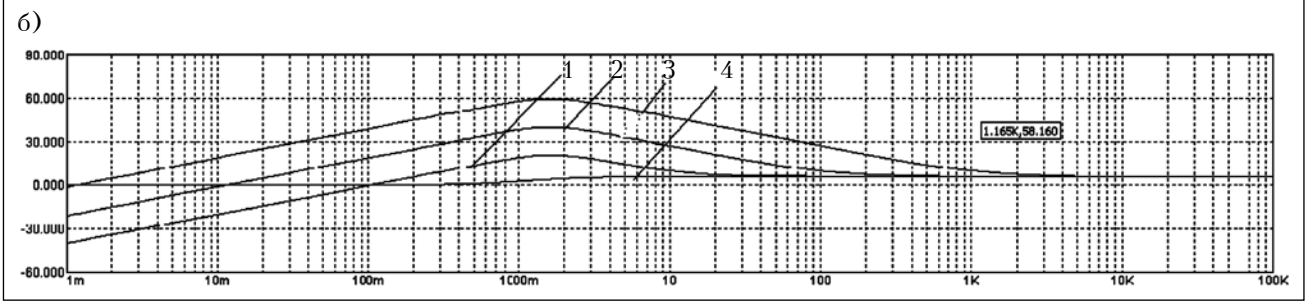


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи ЗЧУ с компенсацией (*1 — 3*) и без компенсации (*4*) с учетом шума ОУ от ω, полученные при моделировании в программной среде MathCad (*а*) и в схемотехнической среде Micro-Cap (*б*) при различных значениях α:
1 — α=10; *2* — α=100; *3* — α=1000

ISSN 2225-5818

ответствии с выражением (6), полученные в программной среде MathCad. Адекватность полученной математической модели подтверждена схемотехническим моделированием в среде Micro-Cap, результаты которого приведены на рис. 2, *б*. Из приведенных данных видно, что увеличение коэффициента компенсации α на порядок приводит к возрастанию шумов ОУ на 20 дБ.

Влияние шума резистора цепи ООС

Для анализа влияния шума резистора цепи ООС на полезный сигнал ЗЧУ рассмотрим схему, приведенную на **рис. 3**. Здесь, в отличие от схемы на рис. 1, источник шума V_1 подключен к резистору цепи обратной связи R_1.

Проведем расчеты, аналогичные приведенным выше.

Запишем выражения, определяющие значения тока на входах операционных устройств:

$$I_1 = j\omega C_0 U_{вх}; \quad (8)$$

$$I_2 = -U_{вых} j\omega C_0 - \frac{U_{вых}}{R_1} + \frac{U_{вх}}{R_1}; \quad (9)$$

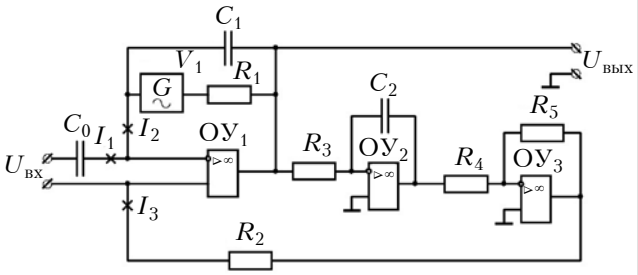


Рис. 3. Схема ЗЧУ с компенсацией пироэлектрической помехи при добавлении шумов резистора ООС

$$I_3 = \frac{U_{вых}}{R_2} = \frac{U_{вых} K_{02}}{\left(1 + j\omega R_3 C_2 \left(1 + K_{02}\right)\right) R_2}, \quad (10)$$

где $C_2 = \tau_2 / R_3$;

τ_2 — постоянная времени ОУ$_2$, $\tau_2 = 2\tau_1 / \alpha$.

Подставив в закон Кирхгофа выражения (8) — (10) и проведя некоторые математические преобразования, получим выражение для $\dot{K}$, в котором учтены шумы резистора цепи ООС:

$$\dot{K} = \frac{j\omega 2\tau_1}{1 - 2\tau_1^2 - 2\omega\tau_1^2}. \quad (11)$$

Исходя из формулы (11), запишем выражение для модуля комплексного коэффициента передачи ЗЧУ с компенсацией пироэлектрической помехи с учетом влияния шумов резистора цепи ООС

$$\left|\dot{K}\right| = \sqrt{\frac{4\omega^2\tau_1^2}{\left(1 - \omega^2 \cdot 2\tau_1^2\right)^2 + \left(\omega \cdot 2\tau_1\right)^2}} = \sqrt{\frac{4\omega^2\tau_1^2}{1 + 4\omega^4\tau_1^4}} \quad (12)$$

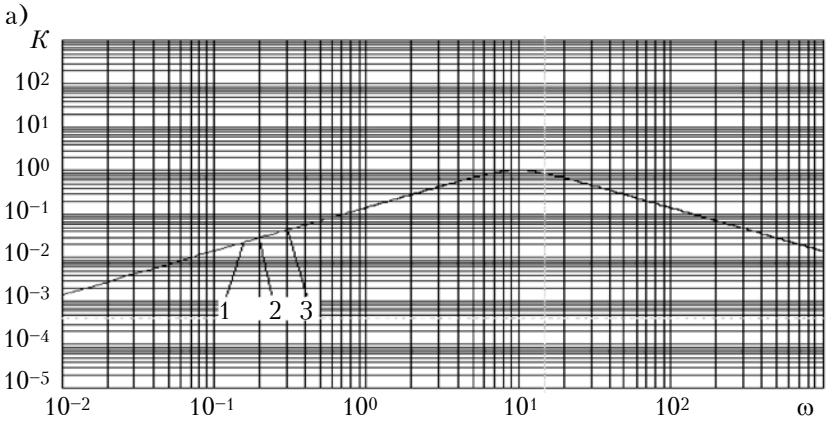
и определим его граничные значения:

$\left|\dot{K}\right| \to 0$ при $\omega \to 0$;

$\left|\dot{K}\right| \to 0$ при $\omega \to \infty$;

$\left|\dot{K}\right| \to 1$ при $\omega = \omega_0$.

На **рис. 4** представлены результаты математического (*а*) и схемотехнического (*б*) моделирования коэффициента передачи рассматриваемого ЗЧУ с учетом шума резистора ООС, которые подтверждают правомерность получен-



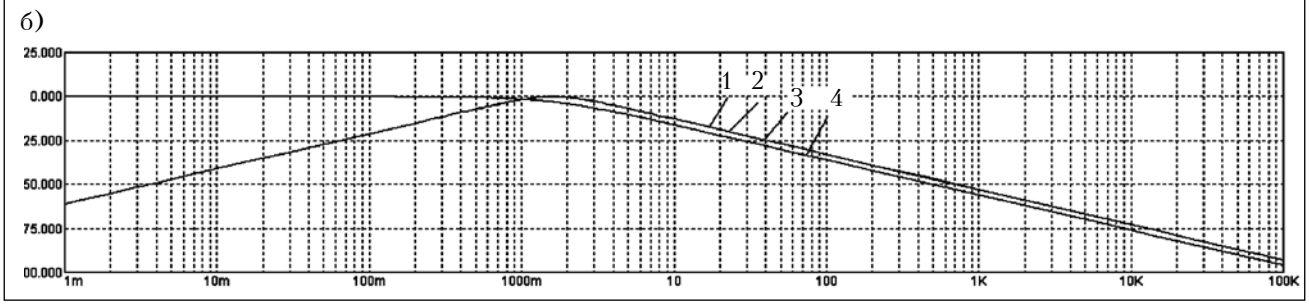


Рис. 4. Зависимость коэффициента передачи ЗЧУ с компенсацией (*1* — *3*) и без компенсации (*4*) с учетом шума резистора цепи ООС от ω, полученные при моделировании в программной среде MathCad (*а*) и в схемотехнической среде Micro-Cap (*б*) при различных значениях α: *1* — α=10; *2* — α=100; *3* — α=1000

ной математической модели (12). Приведенные на рисунках данные свидетельствуют о том, что изменение коэффициента компенсации α не влияет на уровень шумов.

***

Таким образом, проведенное математическое моделирование зарядочувствительного усилителя с компенсацией пироэлектрической помехи с учетом шумов операционного усилителя и резистора цепи обратной связи показало, что увеличение коэффициента компенсации приводит к пропорциональному возрастанию уровня шумов и определяется в основном шумом операционного усилителя.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Барфут Дж., Тейлор Дж. Полярные диэлектрики и их применение. — Москва: Мир, 1981.

2. Фрайден Дж. Современные датчики: справочник. — Москва: Техносфера, 2005.

3. Шарапов В.М., Минаев И.Г., Бондаренко Ю. Ю. и др. Пьезоэлектрические преобразователи. — Черкассы: ЧГТУ, 2004.

4. Гендин Г. С. Все о резисторах: справочник. — Москва: Горячая линия-Телеком, 1999.

5. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. — Москва: Связь, 1977.

Дата поступления рукописи в редакцию 17.02 2015 г.

В. І. СТАРЦЕВ, О. О. АНІСІМОВ, О. С. РУССУ

Україна, Одеський національний політехнічний університет

E-mail: anilewa1988@gmail.com

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ШУМІВ НА РОБОТУ ЗАРЯДОЧУТЛИВОГО ПІДСИЛЮВАЧА З КОМПЕНСАЦІЄЮ ПІРОЕЛЕКТРИЧНОЇ ЗАВАДИ

Розглянуто проблеми, які виникають при роботі зарядочутливого підсилювача (ЗЧУ) у критичних режимах. Запропоновано спрощені математичні моделі ЗЧУ для дослідження шумів операційного підсилювача і високоомного резистора кола від'ємного зворотного зв'язку. Досліджено залежність рівня шумів ЗЧУ від рівня компенсації піроелектричної завади. Дані математичного аналізу підтверджені схемотехнічним моделюванням.

Ключові слова: зарядочутливий підсилювач, шум, завада, піроелектрика, моделювання.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.15
UDC 621.3.084.6

V. I. STARCEV, A. A. ANISIMOV, A. S. RUSSU

Ukraine, Odessa National Polytechnic University
E-mail: anilewa1988@gmail.com

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF NOISE ON THE OPERATION OF THE CHARGE SENSITIVE AMPLIFIER WITH COMPENSATED PYROELECTRIC INTERFERENCE

The authors consider the problems that arise during the operation of the charge sensitive amplifier (CSA) in critical conditions. Simplified schemes and mathematical models of the CSA are presented in order to study the effect of noise of operational amplifier and high-resistance resistor of negative feedback loop. The dependence of the CSA noise level on the pyroelectric interference compensation value is studied. Mathematical analysis data is confirmed by computer circuit simulation.

Keywords: charge-sensitive amplifier, noise, interference, pyroelectric.

REFERENCES

1. Barfoot J., Taylor J. *Polyarnye dielektriki i ikh primenenie* [The polar dielectrics and their applications]. Moscow, Mir, 1981, 467 p. (Rus)

2. J. Fried. *Sovremennye datchiki* [Modern sensors: a handbook]. Moscow, Technosphere, 2005, 592 p. (Rus)

3. Sharapov V.M., Minaev I.G., Bondarenko Yu.Yu. et al. *P'ezoelektricheskie preobrazovateli* [Piezoelectric transducers]. Cherkasy, CSTU, 2004. (Rus)

4. Gendin G.S. *Vse o rezistorakh* [All of the resistors: a handbook]. Moscow, Hotline Telecom, 1999, 192 p. (Rus)

5. Mamonkin I.G. *Usilitel'nye ustroistva* [Amplifying devices]. Moscow, Svyaz', 1977. (Rus)

УДК 621.315.592 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.19

Д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН, к. т. н. И. И. МАРЬЯМОВА, к. т. н. А. П. КУТРАКОВ, к. т. н. Н. С. ЛЯХ-КАГУЙ

Украина, Национальный университет «Львовская политехника»
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

ДАТЧИК ГИДРОСТАТИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ МИКРОКРИСТАЛЛОВ АНТИМОНИДА ГАЛЛИЯ

Исследовано влияние гидростатического давления (до 5000 бар) на сопротивление нитевидных кристаллов антимонида галлия n-типа, легированных селеном или теллуром. Определена величина коэффициента гидростатического давления для этих кристаллов: $K_Г = (16{,}5-20{,}0)\cdot10^{-5}$ бар$^{-1}$ при 20°С. Исследовано влияние температуры в диапазоне от −60 до +60°С на сопротивление и коэффициент $K_Г$ этих кристаллов. Рассмотрена возможность уменьшения температурной зависимости сопротивления путем закрепления чувствительного элемента датчика на подложках из различных материалов с различным коэффициентом линейного термического расширения. Приведена конструкция разработанного датчика и его основные характеристики.

Ключевые слова: антимонид галлия, датчик, гидростатическое давление.

В настоящее время кремний и германий, самые распространенные материалы в производстве дискретных полупроводниковых приборов и интегральных схем, не всегда удовлетворяют всем требованиям, предъявляемым к чувствительным элементам датчиков механических величин. Поэтому вполне закономерным является поиск и исследование свойств других полупроводниковых материалов для использования их в качестве чувствительных элементов таких датчиков. Для этой цели перспективными являются полупроводниковые соединения A^3B^5 [1].

Для измерения высоких давлений используются датчики, в которых давление измеряемой среды воспринимается мембраной, на которой расположены тензорезисторы, выполненные по различной технологии. В качестве примера можно привести общепромышленные датчики давления типа DMP 304 компании BD Sensors [2], которые предназначены для измерения сверхвысоких давлений (до 6000 бар). Тензомодуль этих датчиков выполнен из монокристаллического кремния, в котором сформирован мост из диффузионных тензорезисторов, а стальная мембрана приваривается к корпусу тензомолуля.

К недостаткам мембранных датчиков давления можно отнести сложность конструкции, а также малое быстродействие и узкий диапазон измеряемых давлений, обусловленный конструктивными особенностями мембраны, а датчиков тензометрического типа с различными упругими элементами — еще и гистерезис и нелинейность выходных характеристик, обусловленные несовершенством механических свойств упругих элементов и связующего для крепления тензорезисторов на упругих элементах.

Для измерения больших значений давления, достигающих тысяч бар, целесообразно использовать датчики гидростатического давления, которые не требуют создания сложных конструкций с упругими элементами, поскольку давление через жидкость передается непосредственно на чувствительный элемент датчика.

Известны датчики всестороннего давления на основе твердых растворов арсенида галлия и алюминия $Al_xGa_{1-x}As$ [3—5]. В то же время, судя по литературным данным [6—8], можно сделать вывод о достаточно высокой чувствительности антимонида галлия *n*-типа проводимости к гидростатическому давлению. Исходя из этого, нами были проведены исследования, направленные на создание датчика гидростатического давления на основе антимонида галлия.

Исследование влияния гидростатического давления на параметры нитевидных кристаллов GaSb

Нитевидные кристаллы (НК) GaSb *n*-типа, выращенные методом химических газотранспортных реакций, подвергались воздействию гидростатического давления в специально изготовленном сосуде давления. Давление создавалось в установке высокого давления УВД-15000 (г. Киев, завод «Эталон»).

Из градуировочных характеристик, приведенных на **рис. 1**, *а*, видно, что для НК GaSb, легированных теллуром и селеном, при комнатной температуре (T = 20°С) зависимость относительного изменения сопротивления от величины гидростатического давления в исследованном диапазоне давлений (до 5000 бар) носит линейный характер.

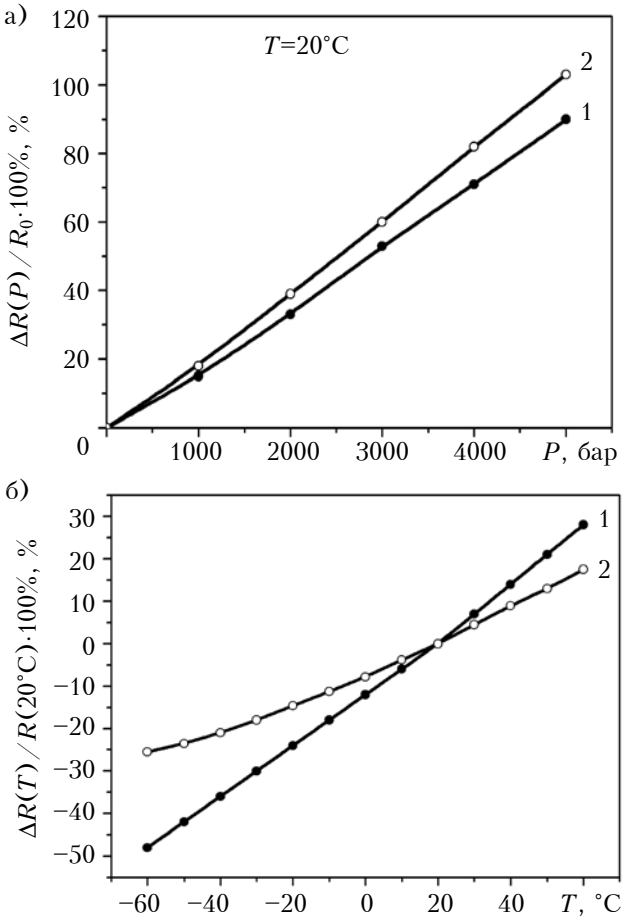


Рис. 1. Зависимости относительного изменения сопротивления НК GaSb *n*-типа, легированных теллуром (*1*) и селеном (*2*), от гидростатического давления (*а*) и от температуры (*б*)

Коэффициент гидростатического давления рассчитывался с использованием этих данных по формуле

$$K_\Gamma = \frac{1}{P}\frac{\Delta R(P)}{R_0}, \qquad (1)$$

где P — гидростатическое давление;

R_0 — начальное сопротивление кристалла;

$\Delta R(P)$ — изменение сопротивления кристалла под воздействием гидростатического давления, $\Delta R(P)=R(P)-R_0$.

Значения коэффициента гидростатического давления при 20°C, определенные из этих характеристик, составляют $16{,}5\cdot10^{-5}$ бар$^{-1}$ для НК GaSb, легированных теллуром, и $20\cdot10^{-5}$ бар$^{-1}$ для НК GaSb, легированных селеном.

Далее исследовалась зависимость коэффициента гидростатического давления K_Γ от температуры в диапазоне от −60 до +60°C. Из приведенных на **рис. 2** результатов видно, что с повышением температуры чувствительность образцов уменьшается.

Температурный коэффициент чувствительности к гидростатическому давлению вычислялся с использованием рис. 2 по формуле

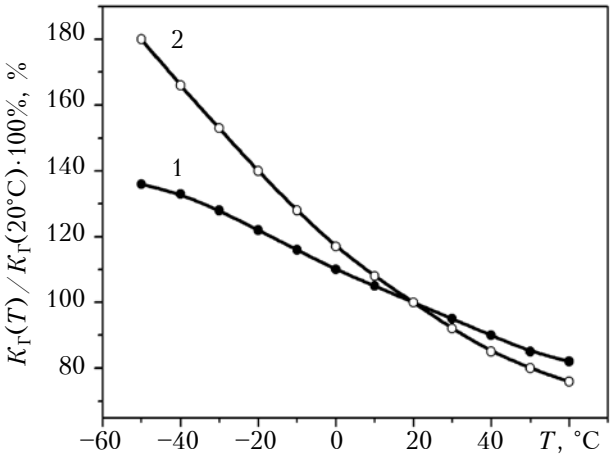


Рис. 2. Температурная зависимость относительного значения коэффициента гидростатического давления НК GaSb *n*-типа, легированных теллуром (*1*) и селеном (*2*)

$$S = \frac{1}{\Delta T}\frac{\Delta K_\Gamma(T)}{K_\Gamma(T_0)},$$

где $\Delta K_\Gamma(T)=K_\Gamma(T)-K_\Gamma(T_0)$;

$\Delta T=T-T_0$.

Для кристаллов, легированных теллуром, были получены значения $S=-(0{,}4\ldots0{,}5)\%\cdot°C^{-1}$. Для НК GaSb, легированных селеном, наблюдается более сильная зависимость коэффициента гидростатического давления от температуры, в этом случае $S=-(0{,}70\ldots0{,}95)\%\cdot°C^{-1}$.

Из приведенных на рис. 1, *б* данных видно, что в диапазоне от −60 до +60°C, кристаллы, легированные селеном, имеют более слабую зависимость сопротивления от температуры, чем легированные теллуром. Температурный коэффициент сопротивления (**ТКС**) определялся по формуле

$$\alpha = \frac{1}{\Delta T}\frac{\Delta R(T)}{R_0},$$

где $\Delta R(T)=R(T)-R_0$.

Для кристаллов, легированных теллуром, были получены значения $\alpha=0{,}5\ldots0{,}7$ %·°C^{-1}, легированных селеном — $\alpha=0{,}30\ldots0{,}41$ %·°C^{-1}.

Следует отметить, что температурная зависимость сопротивления НК GaSb, а следовательно, и величина их ТКС определяются в основном концентрацией легирующей примеси — селена или теллура, а значит, изменяя ее, можно подобрать кристаллы GaSb с оптимальной температурной зависимостью сопротивления.

Сопротивление чувствительных элементов — НК GaSb — в значительной степени зависит от значения тока I, протекающего через кристалл, т. е. от рассеиваемой на чувствительном элементе мощности (**рис. 3**). Повышение сопротивления, обусловленное саморазогревом чувствительных элементов, находящихся в воздушной среде, начинается при мощности рассеивания пример-

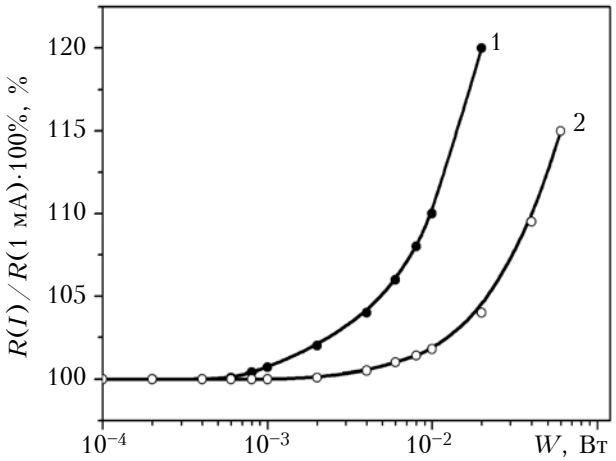


Рис. 3. Зависимость относительного сопротивления НК GaSb *n*-типа от рассеиваемой мощности в различных средах:
1 — в воздухе; *2* — в техническом масле

но $1\cdot10^{-3}$ Вт, в жидкой среде — при $1\cdot10^{-2}$ Вт. Это ограничивает значение рабочего тока величиной 3 мА в первом случае и 10 мА во втором при условии, что сопротивление кристаллов не превышает 100 Ом.

Разработка датчика гидростатического давления на основе НК GaSb

Было разработано несколько вариантов конструкции датчика гидростатического давления с чувствительным элементом **(ЧЭ)** на основе антимонида галлия, одна из которых приведена на **рис. 4**. Датчик представляет собой металлический корпус *1*, через тело которого проходит изолированный герметичный токовывод *2*. Для защиты чувствительного элемента *3* от механических повреждений использован защитный колпачок *4*, изготовленный из тефлона.

Результаты градуировки датчика, которая проводилась при I=1 мА, приведены на **рис. 5**. Из графиков следует, что в зависимости от условий эксплуатации схемы преобразования изменения сопротивления в выходной сигнал датчика требуют обеспечения термокомпенсации выходных характеристик.

Уменьшить температурную зависимость сопротивления датчика гидростатического давле-

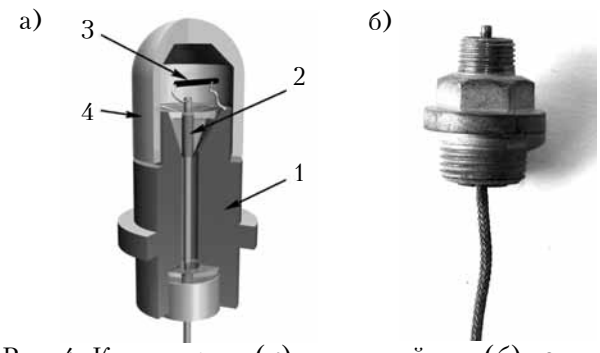


Рис. 4. Конструкция (*а*) и внешний вид (*б*) датчика гидростатического давления:
1 — корпус; *2* — токовывод; *3* — чувствительный элемент; *4* — защитный колпачок

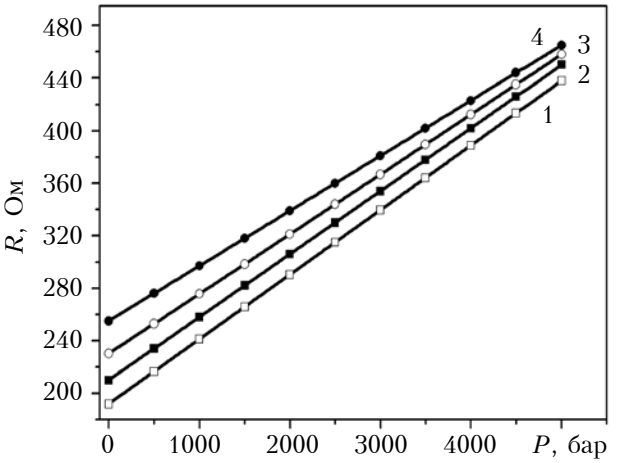


Рис. 5. Зависимость сопротивления ЧЭ датчика от давления при разных значениях температуры (в °С):
1 — 0; *2* — 20; *3* — 40; *4* — 60

ния можно путем закрепления чувствительного элемента на подложке из материала с соответствующим коэффициентом термического линейного расширения α_L, отличающимся от α_L НК GaSb, равного $6{,}2\cdot10^{-6}$ °С$^{-1}$.

На **рис. 6** приведены температурные зависимости относительного изменения сопротивления чувствительных элементов датчиков давления — свободных и закрепленных на различных подложках, а именно: из стали ($\alpha_L=12\cdot10^{-6}$ °С$^{-1}$), никеля ($\alpha_L=13\cdot10^{-6}$ °С$^{-1}$), меди ($\alpha_L=16{,}7\cdot10^{-6}$ °С$^{-1}$) и дюралюминия ($\alpha_L=23\cdot10^{-6}$ °С$^{-1}$). Здесь видно, что при закреплении ЧЭ на подложке может изменяться не только значение температурного коэффициента сопротивления, но и его знак (на подложке из дюралюминия, кривая *5*). Наименьший ТКС — примерно 0,05 %·°С$^{-1}$ — получен при использовании медной подложки.

Для более полной компенсации температурной погрешности дополнительно можно использовать датчик температуры на основе НК крем-

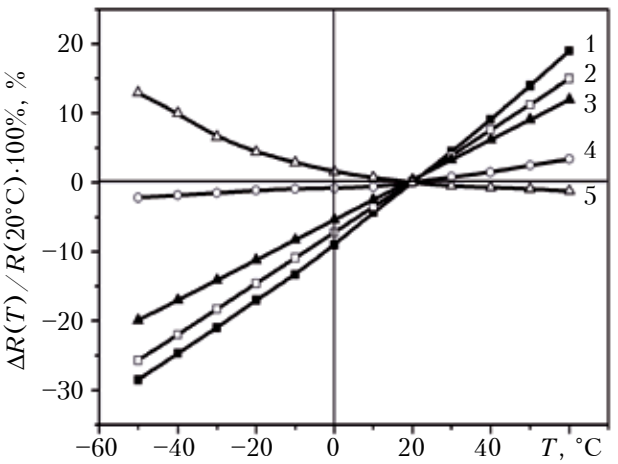


Рис. 6. Температурная зависимость относительного изменения сопротивления ЧЭ датчика на основе НК GaSb *n*-типа в свободном состоянии (*1*) и при его закреплении на подложках из стали (*2*), никеля (*3*), меди (*4*) и дюралюминия (*5*)

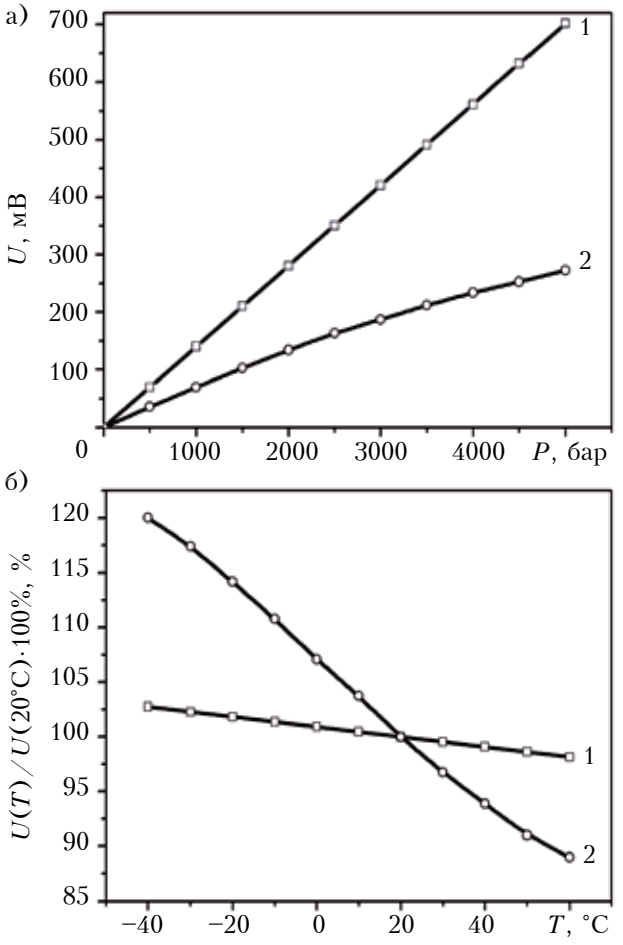


Рис. 7. Зависимость выходного сигнала датчика от давления (*а*) и его температурные характеристики (*б*) для асимметричной (*1*) и симметричной (*2*) мостовой схемы

ния *p*-типа проводимости, который не чувствителен к гидростатическому давлению. Его необходимо закреплять в непосредственной близости от чувствительного элемента датчика давления. При этом необходимо учитывать то, что сопротивление ЧЭ при максимальном давлении (5000 бар) изменяется более чем в два раза при включении его в мостовую схему, а зависимость выходного сигнала от давления имеет нелинейный характер. Этот недостаток можно устранить, используя для питания мостовой схемы источник постоянного тока или асимметричную мостовую схему.

В рассматриваемом датчике оба чувствительных элемента включены в мостовую схему с коэффициентом асимметрии n=9. Для повышения чувствительности асимметричного моста напряжение питания U необходимо увеличить в $(1+n)/2$ раза относительно напряжения питания симметричного моста (это следует из условия равенства допустимой мощности рассеяния на ЧЭ в схемах симметричного и асимметричного мостов). Выходные характеристики датчика гидростатического давления, приведенные на **рис. 7**, свидетельствуют о целесообразности применения асимметричного моста: температурная зависимость чувствительности выходного сигнала датчика уменьшается по сравнению с симметричной схемой почти на порядок.

Заключение

Проведенные исследования указывают на перспективность датчиков гидростатического давления на основе нитевидных кристаллов антимонида галлия *n*-типа. При измерении высоких давлений такие датчики имеют определенные преимущества по сравнению с датчиками давления с полупроводниковыми тензорезисторами, закрепленными на упругих элементах [2, 4, 9], а именно:

— существенное упрощение конструкции датчика за счет отсутствия упругих элементов и необходимости крепления на них тензорезисторов;

— высокая чувствительность к давлению (изменение сопротивления примерно на 18—20% на 1000 бар), постоянная в широком диапазоне высоких давлений;

— улучшение метрологических характеристик датчика за счет отсутствия гистерезиса.

Следует отметить, что разработанный датчик давления по своим параметрам (чувствительность, диапазон измеряемых давлений) не уступает датчикам всестороннего давления на основе твердых растворов арсенида галлия и алюминия [3], а технология его изготовления значительно проще, чем датчика, описанного в [4]. Датчик может найти применение для измерения высоких и экстремально высоких давлений рабочих жидкостей гидравлических систем, для исследования процессов с высоким давлением в химической и нефтехимической промышленности, измерения давления бурового раствора и др.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Дружинін А. О., Мар'ямова І. Й., Кутраков О. П. Датчики механічних величин на основі ниткоподібних кристалів кремнію, германію та сполук A^3B^5. — Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2015.

2. http://www.bdsensors.ua/products/product_info.php?id=39

3. Бернотас К. Э. Полупроводниковый датчик импульсного давления // Физика горения и взрыва. — 1986. — Т. 22, № 2. — С. 133—135.

4. Криворотов Н. П., Изаак Т. И., Ромась Л. М. и др. Микроэлектронные сенсоры давления // Вестник Томского госуниверситета. — 2005. — № 285. — С. 139—147.

5. Шимкявичус Ч. С. Первичные преобразователи давления на основе арсенидов галлия-алюминия // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. — 2004. — № 2. — С. 35—37.

6. Sagar A. Experimental investigation of conduction band of GaSb // Phys. Rev. — 1960. — Vol. 117. — P. 93—100. — DOI: 10.1103/PhysRev.117.93

7. Keyes R. W., Pollak M. Effect of hydrostatic pressure on the piezoresistance of i-InSb, p-InSb and n-GaSb // Phys. Rev. — 1960. — Vol. 118. — P. 1001—1007. — DOI: 10.1103/PhysRev.118.1001

8. Sagar A., Pollak M., Keyes R. W. Effects of high hydrostatic pressure on the electrical properties of n-type GaSb // Bull. Amer. Phys. Soc. — 1960. — Vol. 5, N 1. — P. 63.

9. Осадчий Е. П. Проектирование датчиков для измерения механических величин. — Москва: Машиностроение, 1979.

Дата поступления рукописи в редакцию 25.05 2015 г.

А. О. ДРУЖИНІН, І. Й. МАР'ЯМОВА, О. П. КУТРАКОВ, Н. С. ЛЯХ-КАГУЙ

Україна, Національний університет «Львівська політехніка»
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

ДАТЧИК ГІДРОСТАТИЧНОГО ТИСКУ НА ОСНОВІ МІКРОКРИСТАЛІВ АНТИМОНІДА ГАЛІЮ

Досліджено вплив гідростатичного тиску (до 5000 бар) на опір ниткоподібних кристалів антимоніда галію n-типу, легованих селеном або телуром. Визначено величину коефіцієнта гідростатичного тиску для цих кристалів: $K_Г = (16,5-20,0)\cdot10^{-5}$ бар$^{-1}$ при 20°С. Досліджено вплив температури в діапазоні від −60 до +60°С на опір та на коефіцієнт $K_Г$ цих кристалів. Розглянуто можливість зменшення температурної залежності опору шляхом закріплення чутливого елемента датчика на підкладках з різних матеріалів з різним коефіцієнтом лінійного термічного розширення. Наведено конструкцію розробленого датчика і його основні характеристики.

Ключові слова: антимонід галію, датчик, гідростатичний тиск.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.19
UDC 621.315.592

A. A. DRUZHININ, I. I. MARYAMOVA, A. P. KUTRAKOV, N. S. LIAKH-KAGUY

Ukraine, Ukraine, Lviv National University «Lviv Polytechnic»
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

SENSOR OF HYDROSTATIC PRESSURE BASED ON GALLIUM ANTIMONIDE MICROCRYSTALS

Currently, silicon and germanium, the most common materials in the production of discrete semiconductor devices and integrated circuits, do not always meet all the requirements to the sensing elements of mechanical quantities sensors. Therefore, it is logical to research the properties of other semiconductor materials that could be used as sensing elements in such sensors. A^3B^5 semiconductor compounds seem promising for such purpose.

Effect of hydrostatic pressure up to 5000 bar on the resistance of n-type antimonide gallium whiskers doped by Se or Te was studied. Coefficient of hydrostatic pressure for this crystals was determined, it equals $K_h = (16,5-20,0)\cdot10^{-5}$ bar^{-1} at 20°C. Temperature dependence of resistance and coefficient K_h for this crystals in the temperature range ±60°C was studied. Design of the developed hydrostatic pressure sensor based on GaSb whiskers and its characteristics are presented. The possibility to decrease the temperature dependence of sensitive element resistance by mounting GaSb whiskers on the substrates fabricated from materials with different temperature coefficient of expansion was examined. It was shown that mounting of GaSb crystals on Cu substrate gives the optimal result, in this case the temperature coefficient decrease to 0,05%·°C^{-1}, that leads to decrease of output temperature dependence. The main advantages of developed pressure sensor are: the simplified design in comparison with pressure sensors with strain gauges mounted on spring elements; the high sensitivity to pressure that is constant in the wide pressure range; the improvement of sensors metrological characteristics owing to hysteresis absence. The possible application fields of developed sensors are measuring of high and extremely high pressure, chemical and oil industries, measuring of pressure in oil bore-holes, investigation of explosive processes.

Keywords: gallium antimonide, sensor, hydrostatic pressure.

REFERENCES

1. Druzhinin A. O., Mar'yamova I. I., Kutrakov O. P. *Datchiki mekhanichnikh velichin na osnovi nitkopodibnikh kristaliv kremniyu, germaniyu ta spoluk A^3B^5* [Sensors of mechanical quantities based on whiskers of silicon, germanium and compounds A^3B^5]. Lviv Polytechnic Publishing House, 2015, 232 p. (Ukr)

2. http://www.bdsensors.ua/products/product_info.php?id=39

3. Bernotas K. E., Gritsyus A. A., Zhilenis S. G., Petrovskii Ch. K. Semiconductor impulsive pressure sensor. *Combustion, Explosion, and Shock Waves*, 1986, vol. 22, iss. 2, pp. 256-258. DOI: 10.1007/BF00749276

4. Krivorotov N. P., Izaak T. I., Romas L. M., Svinolupov Yu. G., Stchogol S. S. Microelectronic pressure sensors. *Tomsk State University Journal*, 2005, no. 285, pp. 139-147. (Rus)

5. Shimkyavichus Ch. S. [Pressure transducers based on gallium-aluminum arsenide]. *Instruments and Systems: Monitoring, Control, and Diagnostics*, 2004, no. 2, pp. 35-37. (Rus)

6. Sagar A. Experimental investigation of conduction band of GaSb. *Physical Review*, 1960, vol. 117, pp. 93-100. DOI: 10.1103/PhysRev.117.93

7. Keyes R. W., Pollak M. Effect of hydrostatic pressure on the piezoresistance of i-InSb, p-InSb and n-GaSb. *Physical Review*, 1960, vol. 118, pp. 1001-1007. DOI: 10.1103/PhysRev.118.1001

8. Sagar A., Pollak M., Keyes R. W. Effects of high hydrostatic pressure on the electrical properties of n-type GaSb. *Bulletin of the American Physical Society*, 1960, vol. 5, no. 1, pp. 63.

9. Osadchii E. P. *Proektirovanie datchikov dlya izmereniya mekhanicheskikh velichin* [Design of sensors for measuring mechanical values]. Moscow, Mechanical Engineering, 1979, 480 p. (Rus)

УДК 621.315.592.2:546.681'19 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.24

О. А. АБДУЛХАЕВ, к. ф.-м. н. Д. М. ЁДГОРОВА, д. ф.-м. н. А. В. КАРИМОВ, Ш. М. КУЛИЕВ

Узбекистан, г. Ташкент, Физико-технический институт НПО «Физика-Солнце» АН РУз
E-mail: karimov@uzsci.net

ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ ФОТОПРИЕМНИК НА ОСНОВЕ ГЕРМАНИЕВОЙ ДВУХБАРЬЕРНОЙ СТРУКТУРЫ С ЭФФЕКТОМ СМЫКАНИЯ

Приведены результаты исследования тонкобазовой германиевой p+—n—p-структуры с эффектом смыкания при различных режимах включения. Экспериментально показано, что в режиме запирания p+—n-перехода из-за полного обеднения базовой области структура становится аналогом ограничителя напряжения, а в активном режиме при подсветке базовой области приобретает свойства фототранзистора.

Ключевые слова: фотоприемник, обратный ток, эффект смыкания, тонкая база, область объемного заряда, фоточувствительность, ограничитель напряжения.

В последнее время широкое распространение получили оптические системы передачи и приема сигналов. Прием оптического сигнала в таких системах осуществляется модулями, основу которых составляет фотоприемник, задающий качество принимаемого сигнала, дальность связи и быстродействие всей системы. При этом, используемые ранее в оптронных схемах простые фоторезисторы стали практически полностью вытесняться различными полупроводниковыми фотоприемниками на основе $p—n$-перехода, в частности быстродействующими лавинными фотодиодами, фотодиодами $p—i—n$-типа, а также фотоприемниками с внутренним усилением типа биполярного и полевого транзисторов. Однако их широкое применение требует решения соответствующих проблем.

Для лавинных фотодиодов характерным является «уход» рабочей точки как из-за их разогрева вследствие протекания тока, так и от незначительного колебания рабочего напряжения, поскольку максимальный коэффициент умножения наблюдается в предпробойной области при $V_{раб} \approx V_{проб}$. В этом режиме при большой интенсивности освещения концентрация носителей сильно возрастает, и они экранируют область объемного заряда $p—n$-перехода, вследствие чего снижается напряженность электрического поля в нем, что приводит к уменьшению коэффициента умножения. Проблемой также является необходимость уменьшения туннельных токов до приемлемых значений [1].

В фотодиодах $p—i—n$-типа для получения высокой фоточувствительности толщину слоя объемного заряда необходимо увеличить, а для обеспечения максимального быстродействия — уменьшить, т. е. необходим поиск компромиссного варианта. В этом аспекте, как отмечено в [2], перспективными являются исследования, направленные на оптимизацию параметров базовой области и выбор режимов включения фоточувствительных многобарьерных структур [3].

Таким образом, основным требованием, предъявляемым к используемым в оптических системах связи фотоприемникам, является возможность приема оптических сигналов малой интенсивности, минимальный уровень которых определяется фоточувствительностью фотоприемника и темновыми токами. К числу таких фотоприемников можно отнести биполярные фототранзисторы, усиление тока которых больше, чем у обычных фотодиодов, а интегральная чувствительность равна [4; 5, с. 109—112]

$$S_ф = S_{фд} b, \quad (1)$$

где $S_{фд}$ — токовая чувствительность коллекторного перехода транзистора;
b — коэффициент усиления транзистора.

В биполярных транзисторах площадь коллекторного перехода значительно больше площади эмиттерного перехода, при этом для получения большего напряжения пробоя концентрация носителей в нем должна быть меньше. Такая асимметрия существенно влияет на фотоусилительные свойства транзистора, которые зависят от схемы включения и физической структуры транзистора, что остается малоизученным [6].

Настоящая работа посвящена исследованию фотоэлектрических характеристик полупроводниковой тонкобазовой транзисторной структуры на основе германия.

Экспериментальные образцы и методика эксперимента

Конструкция исследуемой транзисторной структуры на основе германия приведена на **рис. 1**. Базовая область *n*-типа толщиной 1 мкм и площадью 1 мм^2, образующая коллекторный переход, получена диффузией сурьмы. На части ее поверхности сплавлением индия, создающего диффузионный слой *p*-типа, сформирована сильнолегированная эмиттерная область толщиной 0,5 мкм.

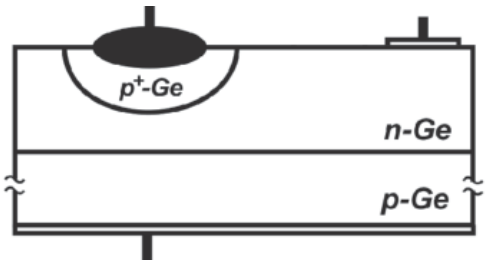


Рис. 1. Диффузионно-сплавная транзисторная p^+-n-p-структура на основе германия

Исследования фотоэлектрических характеристик проводили на основе статических вольтамперных характеристик **(ВАХ)**, измеренных по схеме с общим коллектором. В частности, на переход «коллектор — база» подавали прямое смещающее напряжение от отдельного источника величиной 0,10 и 0,15 В. ВАХ измеряли ламповым вольтметром ВК 7-21А. Подсветку коллекторного перехода осуществляли электрической лампой накаливания (с яркостной температурой нити накаливания T = 2850 К). Интенсивность освещения измеряли люксметром Ю116, а вольтфарадные характеристики **(ВФХ)** — с помощью измерителя емкости Л2-28.

Результаты исследований и их обсуждение

Как видно из **рис. 2**, в режиме запирания отдельно взятого p^+-n-перехода «база — эмиттер» при увеличении напряжения наблюдается сравнительно плавный рост обратного тока (кривая *1*). В то же время, для последовательно соединенного с ним коллекторного $p-n$-перехода в режиме прямого смещения ток растет более резко (кривая *2*), что можно объяснить эффектом динамического смыкания области объемного заряда эмиттерного перехода с областью объемного заряда коллекторного перехода, когда реализуются условия двойной инжекции носителей в полностью обедненную (безбазовую) область транзистора [7]. В данном режиме этот транзистор можно использовать в качестве низковольтного ограничителя — «стабилизатора» напряжения [8], коэффициент ограничения которого можно определить как

$$Z = \frac{\ln\left(R_D / R_{\text{max огр}}\right) - \ln\left(R_D / R_{\text{max проб}}\right)}{\ln I_{\text{огр}} - \ln I_{\text{проб}}} =$$

$$= \frac{\ln\left(R_{\text{max проб}} / R_{\text{max огр}}\right)}{\ln\left(I_{\text{огр}} / I_{\text{проб}}\right)}, \qquad (2)$$

где R_D — сопротивление по постоянному току;
$R_{\text{max огр}}$ — максимальное сопротивление ограничения;
$R_{\text{max проб}}$ — максимальное сопротивление при пробое;
$I_{\text{огр}}$, $I_{\text{проб}}$ — значения тока ограничения и тока при пробое.

Процесс смыкания переходов подтверждается измерениями вольт-фарадной характеристики **(рис. 3)**, а именно: в режиме запирания эмиттерного перехода общая емкость уменьшается до некоторого минимального значения при напряжении 2 В, которое сохраняется вплоть до 3,5 В, а затем наблюдается ее постепенный рост. При изменении напряжения в диапазоне

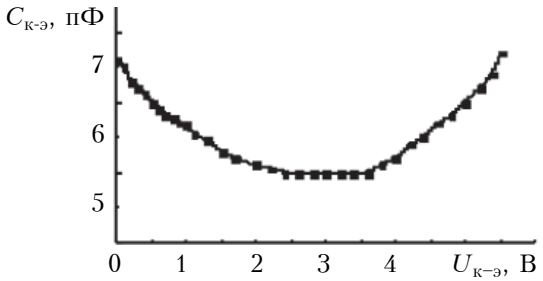


Рис. 3. ВФХ p^+-n-p-структуры в режиме запирания эмиттерного перехода

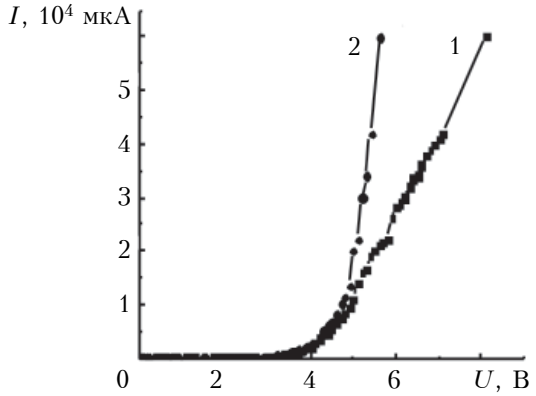


Рис. 2. ВАХ переходов «база — эмиттер» (*1*) и «коллектор — эмиттер» (*2*)

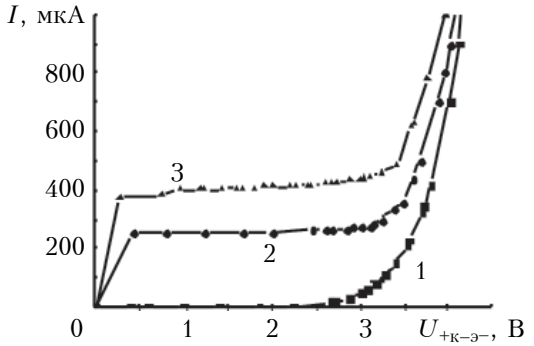


Рис. 4. ВАХ p^+-n-p-структуры в режиме запирания эмиттерного перехода при различных значениях напряжения на переходе «коллектор–база»: *1* — 0 В; *2* — 0,10 В; *3* — 0,15 В

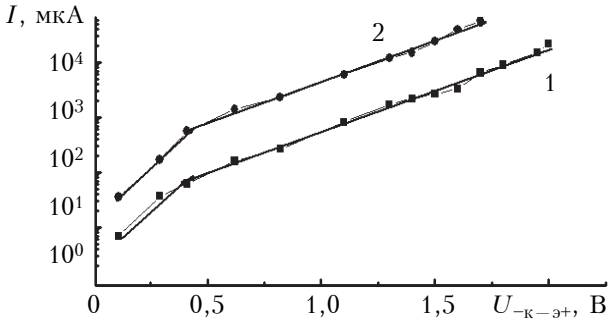


Рис. 5. ВАХ транзисторной структуры при освещенности 50 лк (1) и 3000 лк (2)

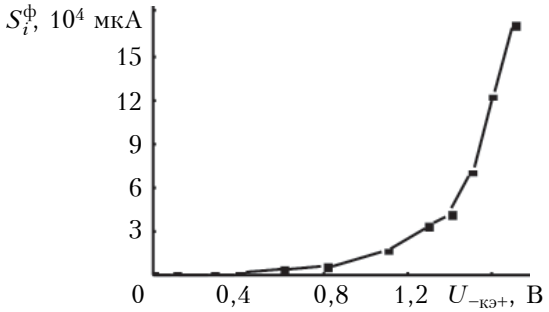


Рис. 6. Зависимости токовой фоточувствительности германиевой p^+-n-p-структуры от рабочего напряжения

2,0–3,5 В емкость, обусловленная смыканием областей объемного заряда, остается практически неизменной, а в дальнейшем за счет возникновения диффузионной емкости эмиттерного перехода наблюдается ее увеличение.

В данном режиме включения при нагрузочном сопротивлении в цепи питания 200 Ом получены вольт-амперные характеристики при отсутствии прямого напряжения на переходе «коллектор — база» и при его наличии. Как видно из **рис. 4,** при достижении напряжения 4,8 В все кривые сходятся в одной точке, причем в отличие от режима включения с общим эмиттером токи имеют более насыщенный характер, а значит, большее выходное сопротивление. При смене полярности рабочего напряжения, т. е. в режиме включения с общим эмиттером, при отсутствии напряжения в базовой области структура обладает высокой фоточувствительностью. Характер зависимости тока от напряжения такой же, как и в случае смыкания областей объемного заряда коллекторного и эмиттерного переходов, т. е. завершается резким ростом.

Характерным для исследуемого транзистора является то, что при подсветке базовой области интегральным освещением заданной интенсивности (50 и 3000 лк) генерируется световой ток, величина которого по мере увеличения рабочего напряжения существенно возрастает. На **рис. 5** видно, что зависимость тока от напряжения экспоненциальная и состоит из двух участков: на первом участке показатель экспоненты равен 4,25, на втором — 10,8, как и в инжекционно-полевом фотодиоде [9]. В интервале напряжений от 0 до 1,7 В токовая чувствительность $S_i^{ф}=I^{ф}/Ф$ (где $I^{ф}$ — фототок, Ф — фоточувствительность) увеличивается до 17 мкА/лк (**рис. 6**), что в 17 раз больше фоточувствительности фототранзистора ФТГ-5 [10].

Заключение

Проведенные исследования вольт-амперных и световых характеристик тонкобазовой p^+-n-p-структуры с эффектом смыкания при различных режимах включения показали, что в режиме запирания p^+-n-перехода с полным обеднением базовой области в таких структурах так же, как и в ограничителях напряжения, происходит резкий рост тока в узком интервале приращения рабочего напряжения. При подсветке базовая область генерирует фототок, величина которого нелинейно увеличивается с повышением рабочего напряжения, причем с увеличением интенсивности освещения кривая ВАХ смещается в область меньших напряжений. Фоточувствительность тонкобазовой p^+-n-p-структуры более чем на порядок выше, чем в германиевом биполярном фототранзисторе.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Nishida K., Taguchi K., Matsumoto Y. InGaAsP heterostrure avalanche photodiodes with high avalanche gain // Appl. Phys. Lett.— 1979.— Vol. 35, N 3.— P. 251–252.

2. Маргулис В.А., Пятаев М.А., Ульянов С.Н. Фототок в квантовом канале с примесью // Физика и техника полупроводников.— 2013.— Т. 47, № 9.— С. 1221–1226.

3. Karimov A. V., Yodgorova D. M. Some features of photocurrent generation in single and multibarrier photodiode structures // Semiconductors.— 2010.—Vol. 44, N 5.— P. 647–652.

4. Шинкаренко В.Г. Фототранзистор. Сигнальные и пороговые характеристики // Электромагнитные волны и электронные системы.— 2009.— Т. 14, № 7.— С. 40–64.

5. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. — Москва: Радио и связь, 1990.

6. Дьяконов В.П. Лавинные транзисторы вчера, сегодня и завтра // Компоненты и технологии.— 2010.— № 8.— С. 49–58.

7. Каримов А.В., Ёдгорова Д.М., Абдулхаев О.А. Арсенид-галлиевые p^+-n-p^+-структуры с обедняемой базовой областью // Технология и конструирование в электронной аппаратур.— 2009.— № 3.— С. 28–31.

8. Рахматов А.З., Каримов А.В., Скорняков С.П., Ёдгорова Д.М., Абдулхаев О.А. Малогабаритные бескорпусные ограничители напряжения // Компоненты и технологии.— 2011.— № 9.— С. 54–55.

9. Karimov A.V., Yodgorova D.M. An injection-type field-emission photodiode // Radioelectronics and communication systems.— 2006.— N 2.— P. 55–58.

10. Вартанян С.П. Оптоэлектронные приборы и устройства в полиграфии.— Москва: Издательство МГУП, 2000. 187 с. http://hi-edu.ru/e-books/xbook138/01/part-003.htm

Дата поступления рукописи в редакцию 05.05 2015 г.

О. А. АБДУЛХАЄВ, к. ф.-м. н. Д. М. ЙОДГОРОВА,
д. ф.-м. н. А. В. КАРІМОВ, Ш. М. КУЛІЄВ

Узбекистан, м. Ташкент, Фізико-технічний інститут НВО «Фізика-Сонце» АН РУз
E-mail: *karimov@uzsci.net*

ВИСОКОЧУТЛИВИЙ ФОТОПРИЙМАЧ НА ОСНОВІ ГЕРМАНІЄВОЇ ДВОБАР'ЄРНОЇ СТРУКТУРИ ІЗ ЕФЕКТОМ ЗМИКАННЯ

Наведено результати дослідження тонкобазової германієвої p+—n—p-структури з ефектом змикання при різних режимах включення. Експериментально показано, що в режимі замикання p+—n-переходу через повне збіднiння базовій області структура стає аналогом обмежувача напруги, а в активному режимі при підсвічуванні базової області набуває властивості фототранзистора.

Ключові слова: фотоприймач, зворотний струм, ефект змикання, тонка база, область об'ємного заряду, фоточутливість, обмежувач напруги.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.24
UDC 621.315.592.2:546.681'19

O. A. ABDULKHAEV, D. M. YODGOROVA,
A. V. KARIMOV, S. M. KULIYEV

Uzbekistan, Tashkent, Physical-Technical Institute
of «Physics-Sun» SPA of Uzbekistan Academy of Sciences

E-mail: romakobylianskyi@ukr.net

HIGHLY SENSITIVE PHOTODETECTOR BASED ON Ge DOUBLE-BARRIER PUNCH-THROUGH STRUCTURE

In recent years, transmission and reception systems of optical signals are widely used. Receiving the optical signal in such systems is carried by photoreceiving modules based on a photodetector, which defines the quality of the received signal, the range and speed of the entire system. However, hitherto used p–i–n- and avalanche photodiodes do not fully meet the growing demands.

The present work is devoted to investigate the photovoltaic characteristics of semiconductor thin base transistor structure based on germanium, which is superior the silicon counterparts by speed and gain.

Investigated p^+–n–p-structures were obtained by diffusion of antimony onto the substrate of p-type germanium to a depth of 1 micron and alloying of indium to the part of its surface which creates diffusion layer of p+-type and with thickness of 0,5 microns.

Experiments have shown that the reverse biasing of a single p+-n-emitter-base junction leads to a smooth increase in reverse current, at the same time when it is connected in series to forward biased collector p-n-junction there is a sharp increase in the current by voltage, giving properties of voltage surge suppressor. This behavior of the current-voltage characteristics can be explained by the punch-through effect when the space charge regions of the emitter junction and the space charge region of collector junction touch each other and the conditions are realized for double carrier injection into a fully depleted region of the transistor. At the same time giving small fixed voltages 0,1—0,15 V to the collector-base junction the output static characteristics can be received with an operating voltage of 3—3,5 V.

A characteristic feature of the investigated transistor is that when the base region under illumination by integrated light intensity (50 and 3000 lux) light current appears, whose magnitude with the increase of operating voltage (up to 1.7 V) increases nonlinearly, resulting in increased current photosensitivity up to 17 μA/lux, which is one and a half orders of magnitude greater than photosensitivity of germanium phototransistor "ФТГ-5".

Keywords: photodetector, reverse current, punch-through effect, thin base, space charge region, photosensitivity, voltage surge suppressor.

REFERENCES

1. Nishida K., Taguchi K., Matsumoto Y. InGaAsP heterostructure avalanche photodiodes with high avalanche gain // *Applied Physics Letters.* 1979, vol. 35, no 3, pp. 251-252. DOI: 10.1063/1.91089.

2. Margulis V. A., Pyataev M. A., Ulyanov S. N. [Photocurrent in a quantum channel with an impurity]. *Fizika i tekhnika poluprovodnikov.* 2013, vol. 47, no 9, pp. 1209-1214. DOI: 10.1134/S1063782613090145. (Rus)

3. Karimov A. V., Yodgorova D. M. [Some features of photocurrent generation in single and multibarrier photodiode structures]. *Fizika i tekhnika poluprovodnikov.* 2010, vol. 44, no 5, pp. 647-652. – DOI: 10.1134/S1063782610050179. (Rus)

4. Shinkarenko V. G. [Phototransistor. Signal and threshold characteristics]. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy.* 2009, vol. 14, no 7, pp. 40-64. (Rus)

5. Vikulin I. M., Stafeev V. I. *Fizika poluprovodnikovykh priborov* [Physics of Semiconductor Devices]. Moscow: Radio i svyaz`, 1990, pp. 109-112. (Rus)

6. D`yakonov V. P. [Avalanche transistors yesterday, today and tomorrow]. *Komponenty i tekhnologii*. 2010, no 8, pp. 49-58. (Rus)

7. Karimov A. V., Yodgorova D. M., Abdulkhaev O. A. GaAs p^+-n-p^+ structures with depleted base area]. *Tekhnologiya i konstruirovanie v elektronnoi apparature*. 2009, no 3, pp. 28-31. (Rus)

8. Rakhmatov A. Z., Karimov A. V., Skornyakov S. P., Yodgorova D. M., Abdulkhaev O. A. [Small frameless voltage limiters]. *Komponenty i tekhnologii*. 2011, no 9, pp. 54-55. (Rus)

9. Karimov A.V., Yodgorova D.M. [An injection-type field-emission photodiode]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*. 2006, vol. 49, no 2, pp. 55-57. (Rus)

10. Vartanyan S. P. *Optoelektronnye pribory i ustroistva v poligrafii* [Optoelectronic devices and devices in the printing industry]. Moscow: Izdatel`stvo MGUP, 2000. (Rus)

УДК 536.5:004.855.5 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.28

Д. т. н. С. С. ФЕДИН, И. С. ЗУБРЕЦКАЯ

Украина, Киевский национальный университет технологий и дизайна
E-mail: sergey_fedin@bigmir.net, l-marius@yandex.ru

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТОЧНОСТИ АППРОКСИМАЦИИ *R/T*-ХАРАКТЕРИСТИКИ NTC-ТЕРМИСТОРА НА ОСНОВЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Разработаны нейросетевые модели для аппроксимации нелинейной R/T-характеристики полупроводникового терморезистивного преобразователя температуры в рабочем диапазоне. На примере термистора типа NTC серии B57703M показано, что использование разработанных нейросетевых моделей позволяет обеспечить более высокую точность аппроксимации по сравнению с полиномиальной моделью Стейнхарта – Харта.

Ключевые слова: точность аппроксимации, R/T-характеристика, NTC-термистор, полиномиальная модель, нейросетевые модели.

В настоящее время для проведения температурных измерений в различных отраслях промышленности и сферах деятельности человека широко используются полупроводниковые терморезистивные преобразователи температуры с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления — термисторы типа NTC (negative temperature coefficient), преимуществами которых являются их малые габаритные размеры, низкая инерционность, высокая чувствительность и широкий рабочий диапазон температуры [1, 2].

Отличительной особенностью NTC-термисторов, например, от термопреобразователей сопротивления, чувствительный элемент которых изготовлен из металла (Pt, Cu, Ni), является существенная нелинейность функции преобразования температуры T в электрическое сопротивление R. Поэтому для обеспечения точности NTC-термистора необходимо выполнять его индивидуальную градуировку для получения соответствующей R/T-характеристики. В [2] показано, что функцию преобразования практически любого термистора можно описать на основе полиномиальной модели седьмого порядка с параметрами, зависящими только от свойств используемых для изготовления термистора материалов. При этом наиболее универсальным способом математического описания R/T-характеристики NTC-термистора является полиномиальная зависимость Стейнхарта – Харта [3, с. 121]

$$\frac{1}{T} = a + b\ln(R) + c\left(\ln(R)\right)^3, \qquad (1)$$

где a, b, c — параметры, определяемые при градуировке в трех температурных точках с интервалом не менее чем 10°C [4]; значения T и R — в К и Ом соответственно.

Очевидно, что используя зависимость (1), можно получить максимально точную аппроксимацию R/T-характеристики NTC-термистора в температурном диапазоне не более 30°C. В то же время, рабочий диапазон температуры NTC-термисторов различных фирм-изготовителей может составлять от −55 до 250°C [5, с. 18]. Так, для NTC-термисторов фирмы EPCOS серии B57703M он равен −55...155°C [6, с. 4], поэтому аппроксимация R/T-характеристики с использованием зависимости (1) может быть осуществлена, например, для семи поддиапазонов температуры (в °C): −55...−30; −25...0; 5...30; 35...60; 65...90; 95...120; 125...155.

В [7] было показано, что с увеличением величины поддиапазона обеспечение точности аппроксимации R/T-характеристики NTC-термистора зависит от выбора узловых точек и представляет собой нетривиальную задачу, решение которой возможно на основе непараметрического нейросетевого моделирования. Суть данного подхода заключается в нахождении таких весовых коэффициентов связей между нейронами сети, при которых погрешность аппроксимации зависимости «вход→выход», полученной на основе обучения модели нейронной сети (**НС**), является минимальным. Целесообразность использования методов интеллектуальной нейросетевой обработки измерительной информации для аппроксимации R/T-характеристики NTC-термистора обусловлена универсальностью нейросетевых алгоритмов обучения моделей НС с использованием нелинейных функций активации нейронов и подтверждается результатами исследований, приведенными в [8].

Целью настоящей работы является разработка нейросетевых моделей для повышения точности аппроксимации R/T-характеристики

Таблица 1

Значения нормализованной R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017

T, °C	R_T/R_{25}	T, °C	R_T/R_{25}	T, °C	R_T/R_{25}	T, °C	R_T/R_{25}	T, °C	R_T/R_{25}
−55	96,30	−10	5,533	35	0,6531	80	0,1258	125	0,03417
−50	67,01	−5	4,232	40	0,5327	85	0,1072	130	0,03009
−45	47,17	0	3,265	45	0,4369	90	0,09177	135	0,02654
−40	33,65	5	2,539	50	0,3603	95	0,07885	140	0,02348
−35	24,26	10	1,990	55	0,2986	100	0,06800	145	0,02083
−30	17,70	15	1,571	60	0,2488	105	0,05886	150	0,01853
−25	13,04	20	1,249	65	0,2083	110	0,05112	155	0,01653
−20	9,707	25	1,000	70	0,1752	115	0,04454	—	—
−15	7,293	30	0,8057	75	0,1481	120	0,03893	—	—

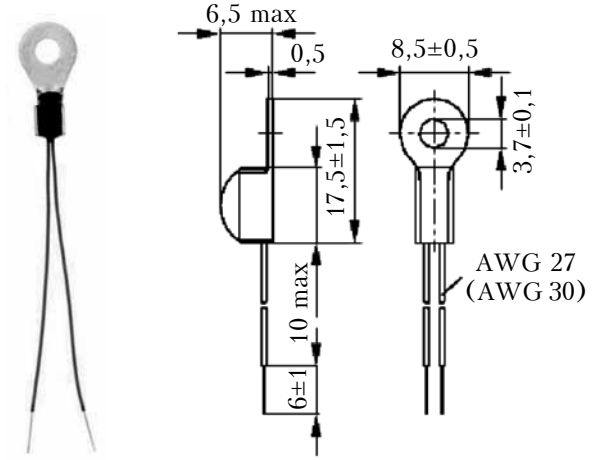


Рис. 1. Внешний вид и габаритные размеры NTC-термистора B57703M0103G017

NTC-термистора в рабочем диапазоне температуры по сравнению с полиномиальной моделью Стейнхарта – Харта.

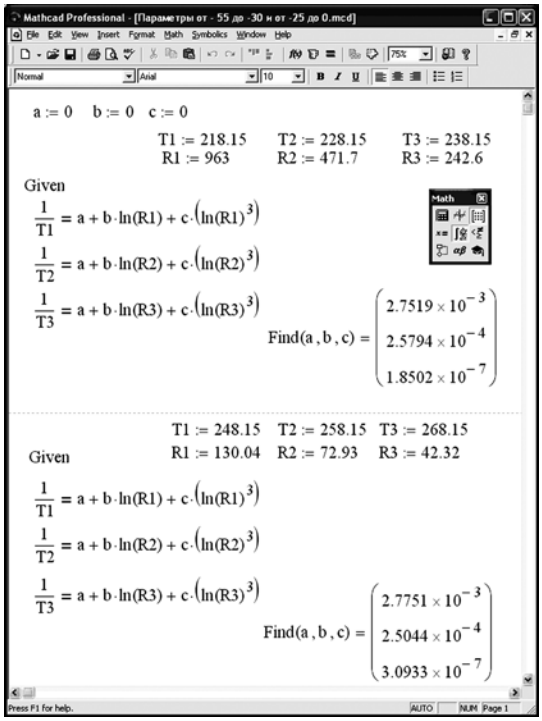
Полиномиальная аппроксимация функции преобразования NTC-термистора

Рассмотрим решение задачи аппроксимации функции преобразования полупроводникового терморезистивного преобразователя температуры на примере NTC-термистора серии B57703M. Термисторы этой серии представляют собой герметичные первичные преобразователи, предназначенные для измерения температуры в различных сферах деятельности, это, например, и жилищное хозяйство, и трубопроводы, и пр. [5].

Для создания полиномиальной и нейросетевых аппроксимационных моделей (НС-моделей) использовали приведенные в **табл. 1** априорные данные нормализованной R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017 **(рис. 1)** с коэффициентом температурной чувствительности B=3988 К, номинальными значениями температуры T_N=25°С и сопротивления R_N=R_{25}=10 кОм [6, с. 4].

Полиномиальную аппроксимацию R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017 осуществляли на основе зависимости Стейн-

а)



б)

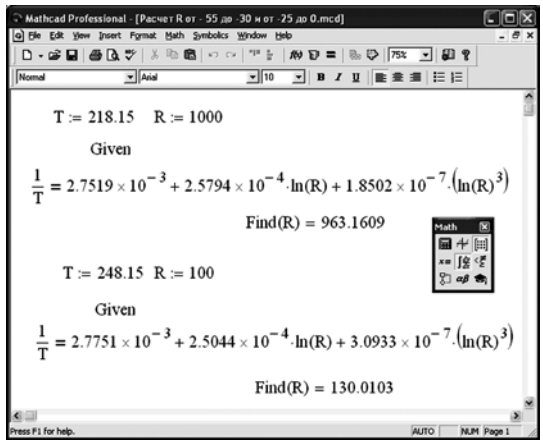


Рис. 2. Скриншоты фрагментов расчета параметров полиномиальной модели (*а*) и сопротивления (*б*) для двух поддиапазонов

ISSN 2225-5818

Таблица 2

Результаты полиномиальной аппроксимации R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017

T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм
218,15	963,1609	263,15	55,3141	308,15	6,5315	353,15	1,2572	398,15	0,3417
223,15	669,8129	268,15	42,3108	313,15	5,3276	358,15	1,0719	403,15	0,3007
228,15	471,7738	273,15	32,6244	318,15	4,3694	363,15	0,9179	408,15	0,2654
233,15	336,3627	278,15	25,3889	323,15	3,6028	368,15	0,7885	413,15	0,2348
238,15	242,6355	283,15	19,8979	328,15	2,9862	373,15	0,6800	418,15	0,2083
243,15	176,9952	288,15	15,7093	333,15	2,4879	378,15	0,5886	423,15	0,1852
248,15	130,0103	293,15	12,4907	338,15	2,0829	383,15	0,5112	428,15	0,1650
253,15	96,6042	298,15	9,9996	343,15	1,7523	388,15	0,4454	–	–
258,15	72,9137	303,15	8,0584	348,15	1,4809	393,15	0,3892	–	–

харта – Харта (1) для следующих семи поддиапазонов температуры (в К): 218,15…243,15; 248,15…273,15; 278,15…303,15; 308,15…333,15; 338,15…363,15; 368,15…393,15; 398,15…428,15. Для этого в каждом поддиапазоне определяли параметры a, b, c зависимости (1) с использованием системы математического моделирования MathCAD и далее рассчитывали электрическое сопротивление R (**рис. 2**). Полученные результаты приведены в **табл. 2**.

Нейросетевая аппроксимация *R/T*-характеристики NTC-термистора

Точность аппроксимации, при которой нейросетевая модель характеризуется свойством сходимости алгоритма обучения, в значительной степени зависит от выбранного диапазона обучающего показателя, увеличение которого в ряде случаев уменьшает достоверность обобщения информации. Это объясняется тем, что в процессе обучения и тестирования нейросетевой модели каждый пример обучающей выборки должен быть в «допуске обучения» при выполнении условия [9, с. 81]

$$O_R \in P_R \pm TOL(R_{\max} - R_{\min}), \qquad (2)$$

где O_R, P_R – соответственно, аппроксимируемое (Output) и обучающее (Pattern) значения выбранного примера;

TOL – параметр точности обучения нейросетевой модели;

$R_{\max}$, $R_{\min}$ – минимальное и максимальное значения обучающего показателя R.

Очевидно, что для диапазона электрического сопротивления 963,0…0,1653 кОм (см. табл. 1) приемлемую точность аппроксимации можно получить при $TOL \le 10^{-6}$. На практике достижение такой точности алгоритмами обучения НС-моделей возможно только в режиме запоминания, но не обобщения информации [10].

Для решения этой проблемы на этапе предварительной обработки данных значения электрического сопротивления указанного диапазона были прологарифмированы, диапазон полученных значений $\ln R_T$ составлял 6,870053…–1,799993. Такая точность обусловлена возможностью восстановления исходных данных R_T во всем рассматриваемом диапазоне с использованием оператора $\exp(\ln R_T)$. Полученную характеристику $\ln R_T$ использовали в качестве обучающего показателя нейросетевой модели с параметром $TOL = 10^{-6}$.

Обучение прямослойной НС-модели (feed forward) для всего рабочего диапазона температуры выполняли по алгоритму Back Propagation в системе BrainMaker Professional 3.52 [11]. Число нейронов скрытого слоя выбирали из диапазона от 5 до 15. Вычислительные эксперименты показали, что наилучшие результаты, которых удалось достичь при аппроксимации зависимости R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017, были получены при использовании НС-модели с архитектурой 1:10:1. Однако абсолютные отклонения полученных результатов от фактических были намного выше, чем при полиномиальной аппроксимации, во всем рабочем диапазоне температуры (**табл. 3**).

Таблица 3

Сравнение результатов нейросетевой и полиномиальной аппроксимаций R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017 в рабочем диапазоне температуры

T, К	Значения R_T		
	НС-модель 1:10:1	полиномиальная аппроксимация	фактические
218,15	879,4249	963,1609	963,000
223,15	603,3009	669,8129	670,100
228,15	489,6148	471,7738	471,700
. . .	. . .	. . .	. . .
418,15	0,2197	0,2083	0,2083
423,15	0,2058	0,1852	0,1853
428,15	0,1961	0,1650	0,1653

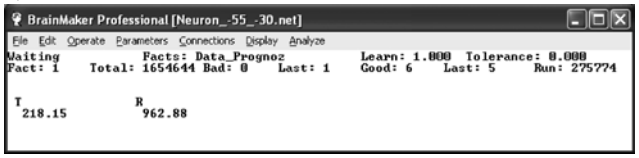
ISSN 2225-5818

Таблица 4

Результаты нейросетевой аппроксимации R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017, полученные при использовании различных алгоритмов

T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм	T, К	R_T, кОм
Алгоритм Back Propagation									
218,15	962,8800	263,15	55,3780	308,15	6,5313	353,15	1,2580	398,15	0,3415
223,15	670,1200	268,15	42,3710	313,15	5,3251	358,15	1,0720	403,15	0,3010
228,15	471,8200	273,15	32,6580	318,15	4,3677	363,15	0,9183	408,15	0,2652
233,15	336,5300	278,15	25,3870	323,15	3,6047	368,15	0,7885	413,15	0,2346
238,15	242,6100	283,15	19,9030	328,15	2,9878	373,15	0,6800	418,15	0,2081
243,15	177,0700	288,15	15,7050	333,15	2,4903	378,15	0,5888	423,15	0,1852
248,15	130,4000	293,15	12,4970	338,15	2,0828	383,15	0,5110	428,15	0,1654
253,15	97,1170	298,15	10,0090	343,15	1,7519	388,15	0,4456	—	—
258,15	72,9420	303,15	8,0585	348,15	1,4813	393,15	0,3893	—	—
Алгоритм Resilient Propagation									
218,15	962,8626	263,15	55,3319	308,15	6,5186	353,15	1,2578	398,15	0,3417
223,15	670,1010	268,15	42,3188	313,15	5,3274	358,15	1,0720	403,15	0,3009
228,15	471,6998	273,15	32,6939	318,15	4,3688	363,15	0,9179	408,15	0,2654
233,15	336,5051	278,15	25,3848	323,15	3,6030	368,15	0,7883	413,15	0,2348
238,15	242,5947	283,15	19,9001	328,15	2,9859	373,15	0,6800	418,15	0,2083
243,15	177,2185	288,15	15,7099	333,15	2,4893	378,15	0,5886	423,15	0,1853
248,15	130,2418	293,15	12,4900	338,15	2,0792	383,15	0,5112	428,15	0,1653
253,15	97,0721	298,15	10,0000	343,15	1,7520	388,15	0,4454	—	—
258,15	72,9276	303,15	8,0570	348,15	1,4811	393,15	0,3893	—	—

а)



б)

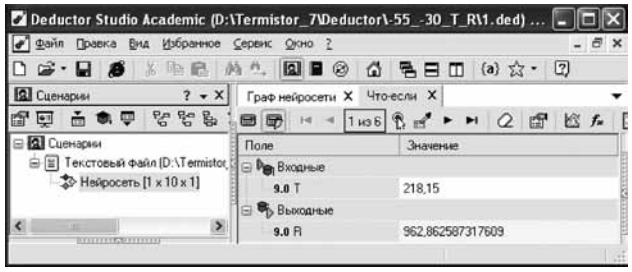


Рис. 3. Скриншоты с результатами нейросетевой аппроксимации R/T-характеристики в первой узловой точке поддиапазона 218,15…243,15 К при использовании системы BrainMaker Professional 3.52 (*а*) и аналитической платформы Deductor Academic 5.3 (*б*)

В связи с этим, далее нейросетевую аппроксимацию R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017 проводили для семи выбранных поддиапазонов температуры.

Обучение НС-моделей типа feed forward с одним скрытым слоем осуществляли по входным (T) и выходным (R) значениям с использованием алгоритмов Back Propagation и Resilient Propagation, реализованных, соответственно, в лицензионной версии системы моделирования НС BrainMaker Professional 3.52 и свободно распространяемой версии аналитической платформы Deductor Academic 5.3 [11, 12]. Во всех семи НС-моделях с архитектурой 1:10:1 использовали сигмоидную функцию активации, значения которой монотонно изменяются от 0 до 1 [10]. Для повышения точности нейросетевой аппроксимации в системе Deductor выполняли нормирование значений обучающей выборки, а в системе BrainMaker данная процедура активировалась автоматически [11]. Было установлено, что созданные НС-модели характеризуются свойством сходимости к заданному значению параметра точности обучения TOL=0,0005.

Пример получения результатов нейросетевой аппроксимации R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017 на основе алгоритма «on-line» обучения Back Propagation и алгоритма «off-line» обучения Resilient Propagation приведены на **рис. 3**. а сами результаты — в **табл. 4**.

Обсуждение полученных результатов

Оценку точности результатов моделирования на основе полиномиальной и нейросетевой аппроксимации функции преобразования NTC-термистора осуществляли с использованием кри-

ISSN 2225-5818

териев среднеквадратической (*MSE*) и относительной (*MPE*) погрешности:

$$MSE = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left(R_i - \widehat{R}_i\right)^2, \quad (3)$$

$$MPE = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\frac{R_i - \widehat{R}_i}{R_i} \quad . \quad (4)$$

где R_i, $\widehat{R}_i$ — исходные значения электрического сопротивления (табл. 1) и полученные в результате аппроксимации (табл. 2, 4).

Результаты сравнения точности моделей полиномиальной и нейросетевой аппроксимации R/T-характеристики NTC-термистора B57703M0103G017 приведены в **табл. 5**. Анализ этих данных показывает, что нейросетевая аппроксимация является более точной по сравнению с полиномиальной, поскольку значения *MSE* и *MPE* и их стандартные отклонения (**СО**) для НС-моделей меньше, чем для модели Стейнхарта—Харта. Следует отметить, что данный результат не позволяет определить значимость различий между полиномиальной моделью и нейросетевыми моделями по критериям *MSE* и *MPE*. Решение этой задачи осуществляли с использованием *t*-критерия для независимых выборок исходных (R_i) и аппроксимированных ($\widehat{R}_i$) значений электрического сопротивления.

Таблица 5

Сравнение аппроксимационных моделей по критериям MSE и MPE

Критерии	Аппроксимационная модель		
	Стейнхарта—Харта	Back Propagation	Resilient Propagation
MSE	0,011721	0,000991	0,002182
СО *MSE*	0,041428	0,003141	0,008537
MPE	0,000306	−0,000110	0,000054
СО *MPE*	0,000897	0,000475	0,000537

Результаты сравнения аппроксимационных моделей с использованием *t*-критерия и диаграмм размаха в системе STATISTICA 6.1 представлены на **рис. 4**. Отсутствие пересечения интервалов стандартных ошибок *MSE* и *MPE* указывает на значимое различие между полиномиальной моделью Стейнхарта—Харта (1) и разработанными моделями прямослойных НС с алгоритмом обучения Back Propagation по этим критериям с учетом их вариации на уровне значимости p=0,1 и p=0,01. При сравнении полиномиальной модели и НС-моделей с алгоритмом обучения Resilient Propagation значимое различие между ними наблюдалось при p=0,15 и p=0,12.

Таким образом, проведенный статистический анализ результатов моделирования показал, что наилучшая аппроксимация R/T-характеристики в рабочем диапазоне температуры NTC-термистора получена на основе НС-моделей с использованием алгоритма обучения Back Propagation (**рис. 5**).

При использовании нейросетевого моделирования важно, чтобы НС-модель была способна к обобщению информации без переобучения, т. е. «запоминания» данных обучающей выборки. Поэтому для оценки свойства обобщения информации были проанализированы результаты нейросетевой и полиномиальной интерполяции значений сопротивления в промежуточных точках рабочего диапазона температуры с шагом 1°С (**табл. 6**, **рис. 6**). Использование *t*-критерия для независимых выборок позволило с 98%-ной вероятностью установить отсутствие значимого различия между результатами интерполяции на основе НС-модели Back Propagation и полиномиаль-

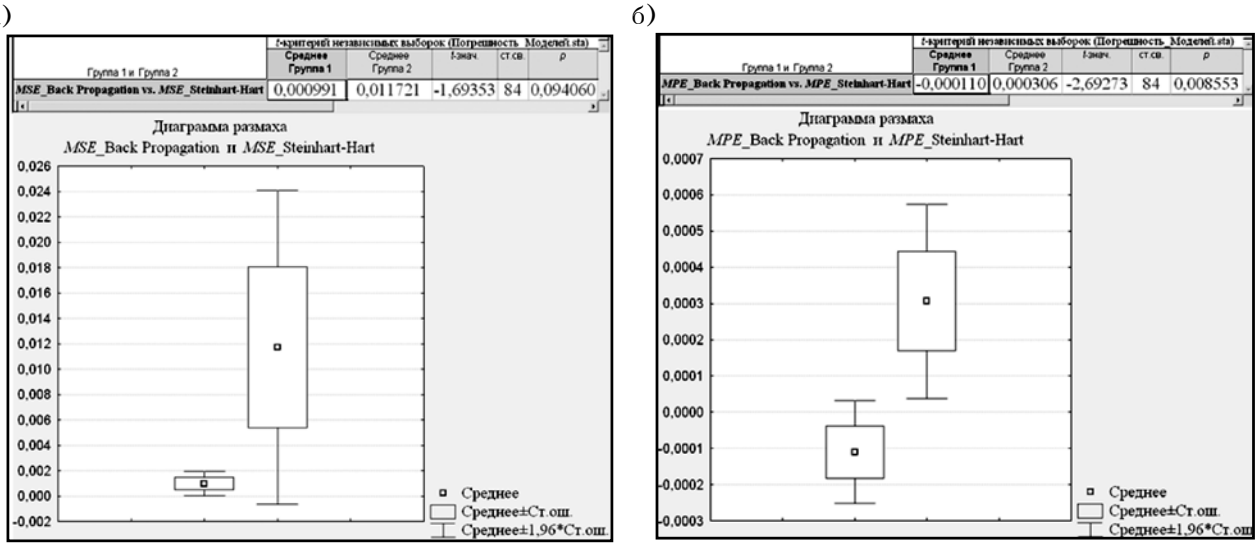


Рис. 4. Скриншоты с результатами оценки значимости различий между нейросетевыми моделями Back Propagation и полиномиальной моделью по критериям *MSE* (*а*) и *MPE* (*б*)

ISSN 2225-5818

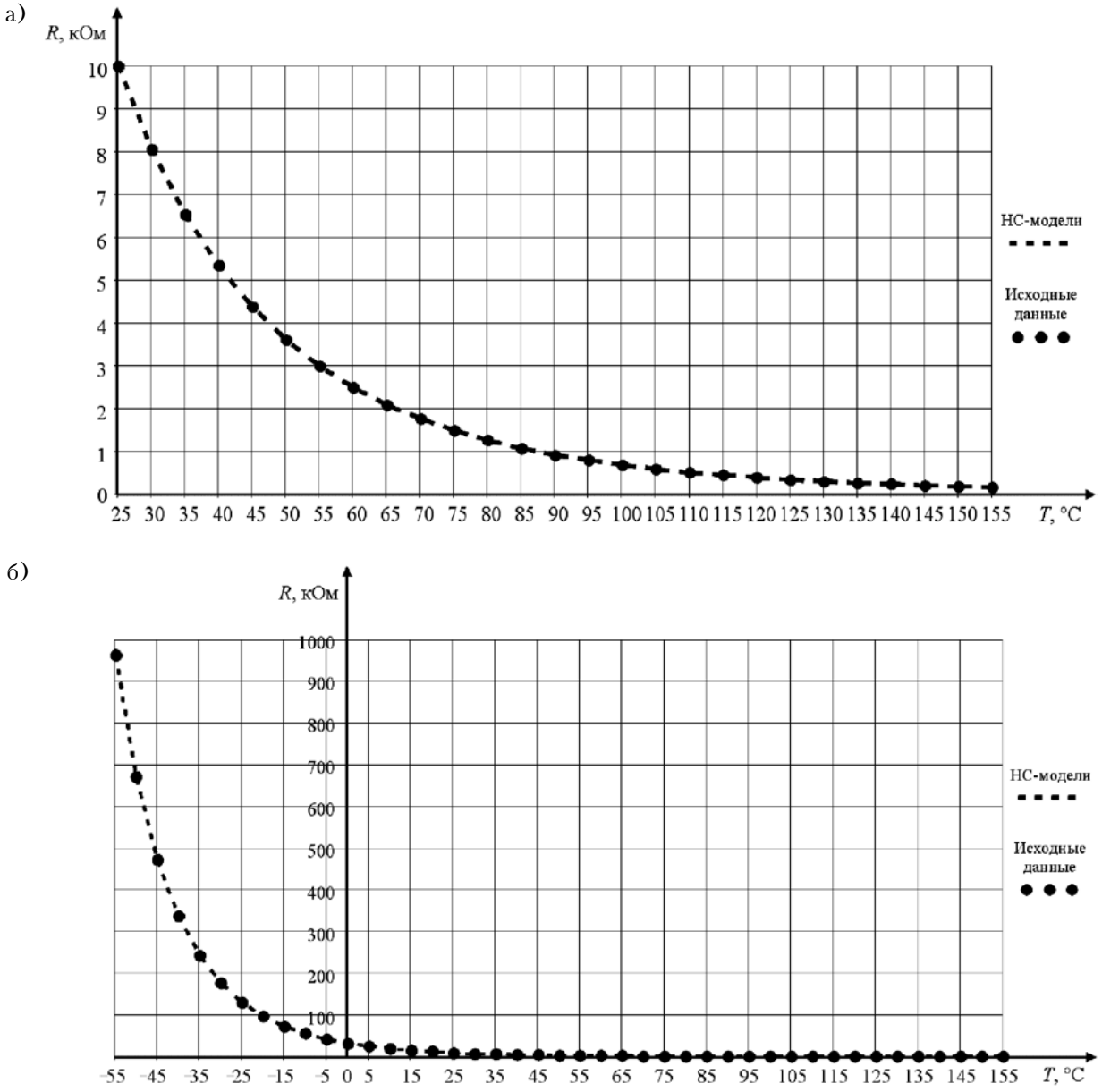


Рис. 5. Результат нейросетевой аппроксимации (линия) R/T-характеристики NTC-термистора (точки) в диапазоне температуры 25…155°C (*а*) и во всем рабочем диапазоне −55…155°C (*б*)

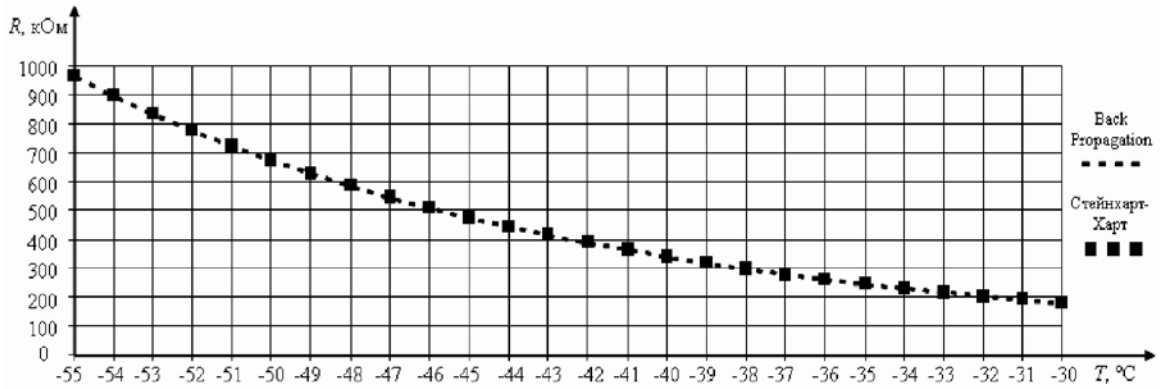


Рис. 6. Фрагмент результатов интерполяции на основе НС-модели Back Propagation (линия) и модели Стейнхарта — Харта (точки) для поддиапазона −55…−30°C с шагом 1°C

Таблица 6

Фрагмент результатов полиномиальной и нейросетевой интерполяции

T, К	R_T, кОм	
	Модель Стейнхарта — Харта	Модель Back Propagation
218,15	963,1609	962,8800
219,15	894,7388	895,3079
220,15	831,6152	832,7042
221,15	773,3486	774,8464
222,15	719,5368	721,3492
223,15	669,8129	670,1200
224,15	623,8428	626,0582
225,15	581,3207	583,6483
226,15	541,9681	544,3607
227,15	505,5543	507,9497
228,15	471,7738	471,8200
229,15	440,4862	442,8688
230,15	411,4725	413,8029
231,15	384,5541	386,8161
232,15	359,5674	361,7482
233,15	336,3627	336,5300
234,15	314,8026	316,7938
235,15	293,7856	296,6486
236,15	276,1218	277,9036
237,15	258,7792	260,4534
238,15	242,6355	242,6100
239,15	227,6007	229,0591
240,15	213,5922	214,9451
241,15	200,5343	201,7839
242,15	188,3567	189,5062
243,15	176,9952	177,0700

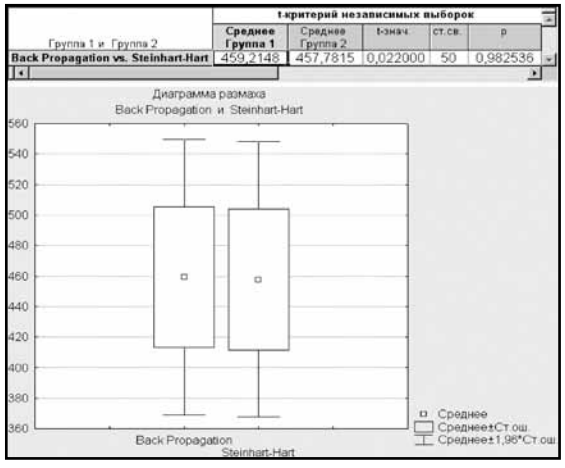


Рис. 7. Оценка значимости различий между результатами нейросетевой и полиномиальной интерполяции для поддиапазона −55…−30°С

ной модели Стейнхарта — Харта для поддиапазона −55…−30°С **(рис. 7)**. Полученные результаты указывают на отсутствие переобучения НС-моделей.

Выводы

Таким образом, сравнительный анализ свойств нейросетевых аппроксимационных моделей и полиномиальной модели Стейнхарта — Харта позволил установить, что более высокую точность аппроксимации R/T-характеристики NTC-термистора в рабочем диапазоне температуры можно получить при использовании моделей нейронных сетей типа feed forward с алгоритмами обучения Back Propagation и Resilient Propagation. Отсутствие переобучения НС-моделей и полученные статистические оценки обуславливают эффективность практического применения нейросетевого моделирования для обеспечения высокой точности аппроксимации R/T-характеристики и индивидуальной градуировки NTC-термисторов, при этом более предпочтительным является алгоритм Back Propagation.

Дальнейшие исследования в этой области могут быть направлены на повышение точности аппроксимации термометрических характеристик NTC-термисторов с использованием других методов интеллектуальной обработки информации, полученной на основе измерительных экспериментов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шарапов В. М., Полищук Е. С. Датчики: Справочное пособие. — Москва: Техносфера, 2012.

2. Зотов В. Принципы построения систем температурного контроля на NTC-термисторах компании Epcos // Компоненты и технологии. — 2007. — № 6. — С. 32—38.

3. Sahoo Subhanarayan, S. K. S. Parashar, S. M. Ali. $CaTiO_3$ nano ceramic for NTCR thermistor based sensor application // Journal of Advanced Ceramics. — 2014. — N 3(2). — P. 117—124. DOI: 10.1007/s40145-014-0100-6

4. http://temperatures.ru/pages/termistory

5. Библиотека электронных компонентов. Вып. 5: Термисторы фирмы Siemens & Matsushita. — Москва: ДОДЭКА, 1999.

6. NTC thermistors for temperature measurement. Probe assemblies B57703M — EPCOS AG, 2013.

7. Зубрецкая Н. А., Федин С. С., Зубрецкая И. С. Построение градуировочных характеристик датчиков температуры с использованием нейронных сетей // Вестник Инженерной академии Украины. — 2015. — № 1 — С. 130—136.

8. Шварц Ю. М., Яганов П. А., Дзюба В. Г. Нейросетевая аппроксимация термометрической характеристики диодного сенсора // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2005. — № 5. — С. 18—22.

9. Федин С. С., Зубрецкая Н. А., Гончаров А. С. Прогнозирование конкурентоспособности продукции по совокупности показателей качества на основе нейросетевого моделирования // Системні дослідження та інформаційні технології ІПСА, НТУУ КПІ. — 2012. — №3. — С. 74—84.

10. Назаров А. В., Лоскутов А. И. Нейросетевые алгоритмы прогнозирования и оптимизации систем. — СПб.: Наука и техника, 2003.

11. Getting started with BrainMaker. Simulated biological intelligence. — Nevada City: California Scientific Software, 1995.

12. Deductor. Руководство аналитика. Версия 5.3. — Рязань: BaseGroup Labs, 2013.

Дата поступления рукописи в редакцию 02.06 2015 г.

С. С. ФЕДІН, І. С. ЗУБРЕЦЬКА

Україна, Київський національний університет технологій та дизайну
E-mail: sergey_fedin@bigmir.net, l-marius@yandex.ru

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ТОЧНОСТІ АПРОКСИМАЦІЇ *R/T*-ХАРАКТЕРИСТИКИ NTC-ТЕРМІСТОРА НА ОСНОВІ НЕЙРОМЕРЕЖНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Розроблено нейромережні моделі для апроксимації нелінійної R/T-характеристики напівпровідникового терморезистивного перетворювача температури в робочому діапазоні. На прикладі термістора типу NTC серії B57703M показано, що використання розроблених нейромережних моделей дозволяє забезпечити більш високу точність апроксимації в порівнянні з поліноміальною моделлю Стейнхарта—Харта.

Ключові слова: точність апроксимації, R/T-характеристика, NTC-термістор, поліноміальна модель, нейромережні моделі.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.28
UDC 536.5:004.855.5

S. S. FEDIN, I. S. ZUBRETSKAYA

Ukraine, Kiev National University of Technology and Design
E-mail: sergey_fedin@bigmir.net, l-marius@yandex.ru

ENSURING THE ACCURACY OF THE APPROXIMATION OF *R/T*-CHARACTERISTICS OF NTC-THERMISTOR BASED ON NEURAL NETWORK MODELING

The research is aimed at improving the accuracy of the approximation of characteristics of the semiconductor thermoresistive temperature conductor on the example of an NTC-type thermistor (B57703M series) using neural network techniques for intelligent processing of measurement information.

The objective of the study is to develop feed forward neural network models with Back Propagation and Resilient Propagation learning algorithms in order to ensure the accuracy of approximation of R/T-characteristics of NTC-thermistors in the working temperature range. It is shown that the use of the developed neural network models can provide higher accuracy of the approximation in comparison with the known Steinhart-Hart polynomial model.

Statistical estimation has shown that for the purpose of solving the problem of neural network approximation of R/T-characteristics of NTC-thermistors, the Back Propagation algorithm is preferable to the Resilient Propagation algorithm. The practical use of the developed models improves the accuracy of individual calibration of NTC-thermistor's temperature range 218,15 … 428,15 K.

Keywords: accuracy of approximation, R/T-characteristics, NTC-thermistor, polynomial model, neural network models.

REFERENCES

1. Sharapov V. M., Polishchuk E. S. D*atchiki: Spravochnoe posobie* [Sensors: Handbook]. Moscow, Tekhnosfera, 2012, 624 p. (Rus)

2. Zotov V. [The principles of construction of systems for temperature control NTC-thermistors company Epcos]. *Components & Technologies*, 2007, no. 6, pp. 32-38. (Rus)

3. Sahoo Subhanarayan, S. K. S. Parashar, S. M. Ali. $CaTiO_3$ nano ceramic for NTCR thermistor based sensor application. *Journal of Advanced Ceramics*, 2014, no. 3(2), pp. 117-124. DOI: 10.1007/s40145-014-0100-6

4. http://temperatures.ru/pages/termistory

5. *Biblioteka elektronnykh komponentov. Vyp. 5: Termistory firmy Siemens & Matsushita* [Library of electronic components. Iss. 5: Thermistors of company Siemens & Matsushita]. Moskow, DODEKA, 1999, 48 p. (Rus)

6. NTC thermistors for temperature measurement. Probe assemblies B57703M — EPCOS AG, 2013, 9 p.

7. Zubretskaya N. A., Fedin S. S., Zubretskaya I. S. *Vestnik Inzhenernoi akademii Ukrainy*, 2015, no. 1, pp. 130-136. (Rus)

8. Shwarts Yu. M., Yaganov P. A., Dzuba V. G. Neuronet approximation thermometrical characteristics of the diode temperatures sensor. *Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature*, 2005, no. 5, pp. 18-22. (Rus)

9. Fedin S. S., Zubretskaya N. A., Goncharov A. S. *System Research & Information Technologies*, 2012, no. 3, pp. 74-84. (Rus)

10. Nazarov A. V., Loskutov A. I. *Neirosetevye algoritmy prognozirovaniya i optimizatsii sistem* [Neural network algorithms for prediction and optimization systems]. Sankt-Peterburg, nauka i tekhnika, 2003, 384 p. (Rus)

11. *Getting started with BrainMaker. Simulated biological intelligence*. Nevada City: California Scientific Software, 1995. — 40 p.

12. *Deductor. Rukovodstvo analitika. Versiya 5.3* [Deductor. Manual analyst. Version 5.3]. Ryazan, BaseGroup Labs, 2013, 219 p.

УДК 621.382 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.36

К. т. н. Ю. Н. ЛАВРИЧ

Украина, г. Днепропетровск, Институт транспортных систем и технологий НАНУ
E-mail: lavrich@westa-inter.com

ТЕПЛОВОЙ МОНИТОРИНГ КАК МЕТОД ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ЦИФРОВЫХ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ

Приведены результаты экспериментальных исследований, направленных на разработку систем контроля, в которых в качестве обобщенного параметра технического состояния системы использовались бы тепловые характеристики элементной базы в одной обобщенной точке. Исследования проводились на серийно выпускаемых цифровых радиоэлектронных изделиях.

Ключевые слова: цифровые устройства, техническое состояние, контроль, обобщенный параметр, тепловой мониторинг.

Требования к уровню надежности современной элементной базы настолько высоки, что традиционные методы оценки технического состояния радиоэлектронных средств **(РЭС)** становятся неэффективными, современная теория надежности почти не имеет практического применения [1], а показатель надежности не отражает истинного состояния РЭС вследствие недостаточного объема информации, получаемой при испытаниях изделий электронной техники **(ИЭТ)**.

В большинстве своем современные РЭС как объекты эксплуатации являются ограниченно контролепригодными. Они оборудуются незначительным количеством средств прямого измерения, что приводит к несвоевременному выявлению неисправностей и невозможности оперативного принятия мер.

Известно, что функциональные возможности и физическая надежность полупроводниковых приборов различного назначения во многом определяются температурой их активной области в процессе эксплуатации. Согласно [2], температура является одним из критических параметров, определяющих их работоспособность. Существует достаточно много исследований как тепловых характеристик цифровых ИЭТ, так и методов контроля теплового режима, однако область применения большинства из них имеет ограничения. Имеются и методы прогнозирования надежности цифровых элементов [3], однако в обзорах, посвященных состоянию технологии исследования надежности [4, 5], все чаще звучит разочарование существующей технологией исследования надежности, поскольку слишком часто и слишком сильно реальные значения показателей надежности расходятся с прогнозными оценками. Что же касается ИЭТ, разработанных в соответствии со специальными стандартами, то автору не удалось найти ссылок в открытой печати ни на отечественные, ни на зарубежные исследования надежности подобных изделий, изготовленных по стандарту типа MIL-STD.

Несмотря на то, что в РЭС новых поколений используется современная элементная база и новые технологии конструирования, их работоспособность по-прежнему определяется двумя состояниями — исправное или неисправное, а отказ продолжает оставаться неожиданным. Это связано с тем, что современные методы контроля не могут обеспечить своевременное обнаружение изменения параметров, а тестирование, будучи основным видом контроля, не включает в себя каких-либо функциональных тестов или тестов, направленных на обнаружение неисправностей, не являющихся функцией времени [6]. Действительно, с точки зрения обнаружения процесса зарождения и развития отказа функциональные тесты, как правило, слабоинформативны, т. к. направлены только на контроль выполняемых РЭС функций. Однако, как показывает практика, успех контроля обеспечивается созданием двух взаимосвязанных баз данных — технических состояний и симптомов этих состояний. Отказ представляет собой неконтролируемый результат необратимого деградационного процесса, протекающего во времени и имеющего соответствующие временные параметры, но не сам критический акт. Используемые традиционные параметры оценки технического состояния современных РЭС не изменяют своих значений вплоть до отказа, хотя для своевременного выявления деградационной динамики должны использоваться такие параметры, которые отражали бы не только состояние структуры, но и эволюцию этого состояния.

Еще одна особенность современных РЭС — это разнесенность во времени процессов контроля состояния изделия и его функционирования,

что не позволяет использовать результаты контроля при реализации целевой функции и создает предпосылки для возникновения неконтролируемого отказа. Усложнение современных РЭС привело к несоответствию эффективности закладываемых целевых функций возможностям контроля, в процессе которого используется априорная информация, а результаты контроля становятся лишь констатацией факта свершившегося отказа [7].

Из вышесказанного следует, что задача поиска нового подхода к оценке технического состояния современных РЭС является весьма актуальной, а в условиях всё возрастающих объемов и видов контроля, неидентичных при изготовлении и при эксплуатации, на первое место выходит проблема выбора параметров оценки состояния изделия. Очевидно, что с практической точки зрения целесообразно минимизировать число признаков распознавания состояния, поскольку это позволяет сделать систему контроля более простой. В условиях отсутствия границы минимальности принципиально возможным видится построение такой системы на основе всего одного обобщенного параметра [8].

Целью данной работы является оценка возможности использования в качестве основного параметра диагностирования состояния современных цифровых РЭС температуры обобщенной точки, а также поиск этой точки, т. е. места установки датчика для проведения измерений.

Обоснование выбора основного параметра и обобщенной точки контроля

Проектирование РЭС осуществляется с использованием практически всего существующего набора изделий электронной техники (интегральных микросхем, полупроводниковых приборов, резисторов, конденсаторов и др). Современные ИЭТ можно рассматривать как термодинамические системы с размещенными внутри объема источниками тепла. Функцией состояния таких систем является температура как мера термодинамического равновесия, и всякое ее изменение свидетельствует о факте изменения внутреннего состояния системы [9]. Функция состояния не зависит от предыстории и полностью определяет состояние в данный момент времени. Четыре переменные — время, температура, энергия активации и прочность — являются основными факторами, вносящими свой вклад в кинетику разрушения и определяющими ее, а с учетом электротепловой аналогии и взаимосвязи именно температура представляет собой определяющий параметр [10]. Кроме того, полупроводниковые материалы и приборы на их основе являются в той или иной мере неравновесными системами, и происходящие в них процессы по своей сути являются термоактивационными, скорость которых зависит от температуры. Энергия активации основных используемых полупроводниковых материалов находится в пределах 0,10—0,25 эВ, чем объясняется ее высокая чувствительность к малым изменениям температуры.

Целесообразность выбора температуры в качестве параметра, характеризующего техническое состояние РЭС, очевидна, поскольку практически все параметры полупроводниковых приборов и протекающие в них деградационные процессы зависят от температуры, и для всех форм энергии имеет место ее превращение в тепло. При этом неважно, какова природа возникновения градиента температуры, важно то, что отклонение температуры от требуемой сигнализирует о наличии процессов, ведущих к отказу. Следовательно, можно говорить о том, что температура может быть тем параметром, который позволяет контролировать состояние радиоэлектронной системы, и предположить, что отказ возникнет в точке максимального отклонения температуры от требуемого значения.

Кроме выбора контролируемого параметра, не менее важной задачей является и определение места измерения его величины, в данном случае — места установки датчика температуры, поскольку и место установки, и тип датчика определяют уровень чувствительности, а следовательно, и степень достоверности результатов контроля технического состояния контролируемых объектов. С учетом того, что в конечном итоге надежность всей РЭС определяется надежностью ее функциональных узлов различного конструктивно-иерархического уровня, вплоть до низшего — интегральной микросхемы **(ИМС)**, очевидна возможность применения теплового мониторинга ИМС как метода оценки технического состояния цифровых РЭС.

Разогретый кристалл ИМС, как и лицевые панели типовых элементов замены **(ТЭЗ)**, являются источниками тепла, поэтому контроль их нагрева можно вести, измеряя температуру ИМС или же лицевых панелей ТЭЗ.

Экспериментальные исследования

В ходе проведенных исследований необходимо было подтвердить выдвинутые предположения о том, что температура может служить информативным обобщенным параметром контроля состояния РЭС в цифровом исполнении, а обобщенной точкой контроля — корпус микросхемы или лицевая панель ТЭЗ.

В качестве датчиков температуры **(ДТ)** были использованы бескорпусные транзисторы, откалиброванные при 0 и 100°С. С помощью регулировок усилителя выходного сигнала ДТ диапазон изменения выходного напряжения был установлен в пределах 0—1 В, что соответствовало диапазону изменения температуры от 0 до 100°С. Датчики в ходе эксперимента крепились как к корпусам элементов, так и к лицевым панелям объектов исследования.

Исследовались специально разработанный объект контроля **(ОК)** — электронный модуль, состоящий из семи ИМС, и серийно изготав-

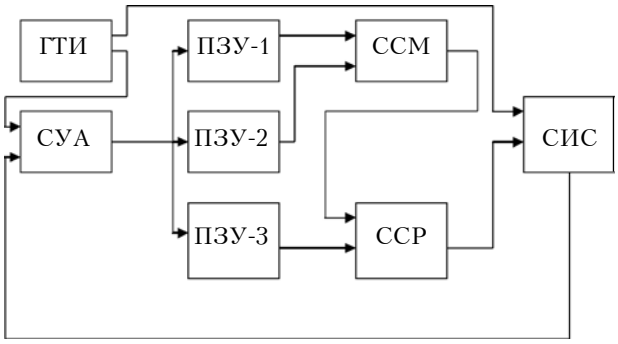


Рис. 1. Структурная схема объекта контроля: ГТИ — генератор тактовых импульсов; СУА — схема установки адреса; ПЗУ — постоянное запоминающее устройство; ССМ — схема суммирования; ССР — схема сравнения; СИС — схема индикации состояния

ливаемые ТЭЗ. Кроме этого, в качестве объекта исследований более высокого конструктивно-иерархического уровня выступало также функционально-законченное устройство (**ФЗУ**), прошедшее стандартные приемо-сдаточные испытания.

Упрощенная структурная схема разработанного ОК приведена на **рис. 1**. Он был изготовлен в соответствии с технологией производства серийно выпускаемых ТЭЗ и предназначен для суммирования и сравнения двух четырехразрядных чисел, хранящихся в памяти запоминающих устройств. Схема сравнения выдает результат сравнения содержимого ПЗУ-3 и ССМ. Генератор тактовых импульсов формирует тактовую последовательность для управления схемой установки адреса и схемой индикации состояния

В объекте контроля конструктивно-схемными решениями предусмотрена возможность изменения штатного режима его элементов (производительности системы охлаждения, нагрузки выходных цепей, питающего напряжения, температуры окружающей среды), имитирующего возникновение и протекание термоактивированных процессов деградации в ОК.

В качестве диагностирующего устройства использовалось специально разработанное устройство диагностирования технического состояния (**УДТС**), схема которого приведена на **рис. 2**.

УДТС представляет собой одноплатную микро-ЭВМ. Сигналы датчиков температуры объектов исследований через коммутатор поочередно поступают в аналого-цифровой преобразователь. На компараторе уровень сигналов, полученных в АЦП, сравнивается с заданным, и выходной сигнал компаратора является информационным показателем текущего состояния соответствующего элемента схемы.

Максимально допустимые значения температуры всех элементов схемы изделия, полученные в ходе его проектирования, хранятся в оперативно-запоминающем устройстве и используются для сравнения с текущими сигналами соответствующего датчика температуры в соответствии с алгоритмом опроса датчиков температу-

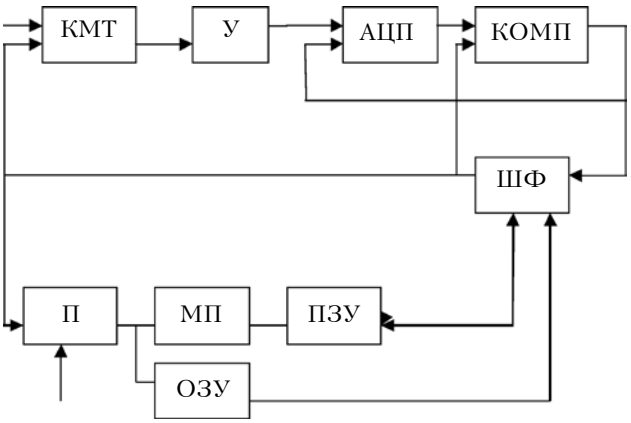


Рис. 2. Структурная схема устройства диагностирования технического состояния: КМТ — коммутатор; У — усилитель; АЦП — аналого-цифровой преобразователь; КОМП — компаратор; ШФ — шинный формирователь; П — процессор; МП — мультиплексор; ПЗУ — постоянное запоминающее устройство; ОЗУ — оперативно-запоминающее устройство

ры. Процессор предназначен для реализации программного управления микро-ЭВМ и внешними устройствами, а мультиплексор — для побайтной записи адреса, который передается процессором в регистры ПЗУ, содержащего две области: экранную — для хранения и регенерации изображения на устройства отображения и область пользователя — для хранения данных и программ пользователя. Хранение программ операционной системы и программ загрузки осуществляет ПЗУ с ультрафиолетовым стиранием. Для мультиплексирования шины данных между ОЗУ, ПЗУ и процессором применен шинный формирователь.

Температура элементов схемы ОК, помещенного в камеру тепла (точность поддержания заданной температуры ±1°С), измерялась эталонным прибором Ф-266 ($T_Э$) и УДТС ($T_К$). Данные измерений приведены в **табл. 1**. Выбор максимального значения температуры (60°С) обусловлен температурным диапазоном работы исследуемых изделий, минимальное значение (5°С) выбрано, исходя из статистики отказов изделий в процессе периодических испытаний.

Таблица 1

Значения температуры элементов, °С

Заданная температура	Измеренная температура		$T_Э - T_К$
	$T_Э$	$T_К$	
5	4,90	5,82	0,92
20	18,90	18,50	0,40
60	60,27	61,15	0,88

Как видно из таблицы, разность между значениями температуры, полученными при ее измерении эталонным прибором и разработанным устройством диагностирования ($T_Э - T_К$), не превышает допустимого уровня погрешности измерений температуры ИЭТ (±1°С) [11]. Это сви-

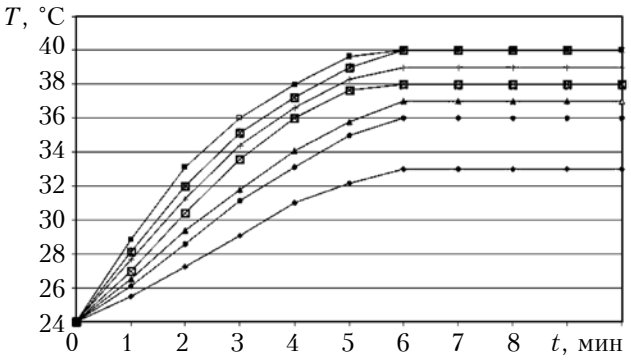


Рис. 3. Изменение во времени температуры семи исследуемых элементов

детельствует о том, что разработанное УДТС пригодно для контроля температуры современных ИЭТ с заданной степенью точности и может служить в качестве мониторинговой информационной системы, не подлежащей метрологической оценке.

В ходе дальнейших экспериментов с ОК исследовалось соответствие степени информативности цифровых логических сигналов (логические ноль и единица) техническим условиям **(ТУ)** на ИЭТ, изменение уровня логических сигналов элементов при увеличении их температуры вследствие нарушения режима работы.

Объекты выводились на равновесный тепловой режим **(рис. 3)** в соответствии с [11], после чего измерялась температура элементов ОК.

Как видно из **табл. 2**, значения температуры элементов, работающих в соответствии с ТУ ($T_Н$) и с их нарушением ($T_И$), отличаются между собой на 3–11°С, что может быть легко обнаружено. Соответствующие отклонения уровней логических сигналов этих элементов составляли 30–68 мВ. Отметим, что в отличие от аналоговых электронных устройств, для которых все уровни разрешены, в цифровых микросхемах существует только два разрешенных уровня сигнала, поэтому небольшие отклонения от них никак не искажают цифровой сигнал и не влияют на нормальное функционирование цифрового устройства.

Таблица 2

Результаты измерения температуры семи ИМС, входящих в состав объекта контроля, °С

$T_Н$	33	40	37	38	40	36	39
$T_И$	42	48	48	44	44	40	42
$T_И - T_Н$	9	8	11	6	4	4	3

На следующем этапе исследовали серийно изготавливаемые типовые элементы замены **(рис. 4)**, в которых на стадии приемо-сдаточных испытаний были обнаружены самоустраняющиеся отказы, причем 63% из них не выдержали непрерывный 8-часовой электрический прогон. Целью этого исследования была проверка возможности организации контроля температуры

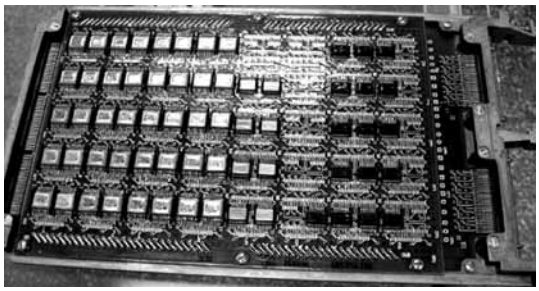


Рис. 4. Общий вид ТЭЗ

ТЭЗ в одной точке и оценка степени информативности этого параметра с точки зрения контроля надежности устройства. Измерение температуры проводились на лицевой панели ТЭЗ, представляющей собой в данном случае теплоотвод и выполняющей роль обобщенной точки. Предварительно ТЭЗ были разделены на четыре группы в соответствии со значениями средней температуры их лицевой панели при работе в режимах согласно ТУ.

Температурные датчики устанавливали на внутренней поверхности лицевой панели, а температуру измеряли при функционировании ТЭЗ в двух режимах — в нормальных условиях ($\overline{T_{ЛН}}$) и при имитации нарушений ТУ ($\overline{T_{ЛИ}}$).

Из приведенных в **табл. 3** данных видно, что нарушение режима функционирования сопровождалось увеличением температуры лицевой панели ТЭЗ ($\Delta T_Л = T_{ЛИ} - T_{ЛН}$) на 4–6°С. Очевидно, что такое отклонение температуры позволяет организовать процесс ее контроля, однако при этом получаемая характеристика является интегральной, не отражающей технического состояния каждого из элементов схемы ТЭЗ, т. к. диагностика проводится на уровне лицевой панели. Кроме этого, реализация контроля температуры лицевых панелей ТЭЗ, являющихся изделиями более высокого, чем ИМС, конструктивно-иерархического уровня, связана с конструкторско-технологическими трудностями, а сам процесс контроля имеет большую инерционность. Однако следует отметить, что несмотря на указанные недостатки, измерение температуры лицевой панели ТЭЗ для контроля состояния цифровых устройств может быть использовано в условиях плотного монтажа элементов на печатных платах с высоким уровнем тепловыделения.

Таблица 3

Экспериментальные данные по ТЭЗ четырех групп, °С

$\overline{T_{ЛН}}$	$\overline{T_{ЛИ}}$	$\Delta T_Л$	$\overline{T_В}$	$\overline{T_А}$
38	42	4	49	55
41	47	6	52	58
43	49	6	54	60
39	44	5	49	55

На третьем этапе исследований проводили контроль температуры корпуса каждого элемента ТЭЗ. В этом случае при нарушении режима функционирования температура возрастала на 6—12°С, т. е. по сравнению с измерениями, проводимыми на лицевой панели, повышалась не только информативность (выявление дефекта на уровне элемента), но и чувствительность. Таким образом, в качестве обобщенного параметра контроля технического состояния устройства можно рекомендовать температуру корпуса элемента, а сам корпус элемента — в качестве обобщенной точки.

Для установления возможности использования температуры для изучения кинетики отказа исследовалось функционально-законченное устройство. Исследования проводили следующим образом.

ФЗУ представляло собой шкаф, состоящий из шестидесяти девяти ТЭЗ, среди которых были и исправные, и те, что не прошли 8-часовой прогон. На лицевых панелях последних были установлены ДТ. Сначала шкаф работал в соответствии с требованиями ТУ, однако через некоторое время (полтора-два часа) его нормальное функционирование нарушалось вследствие отказов дефектных ТЭЗ (как и при прогоне), причем происходило это при температурах лицевых панелей, не превышающих значения допустимых по ТУ ФЗУ. В таком случае момент отказа может быть зафиксирован только специальным штатным стендовым оборудованием, а идентификация технического состояния изделий различного конструктивно-иерархического уровня с целью принятия решения относительно их дальнейшей эксплуатации невозможна. Поэтому процесс кинетики отказа исследовался путем контроля температуры корпусов элементов дефектных ТЭЗ в составе шкафа.

Для исследования кинетики отказа использовались значения температуры корпусов элементов, зафиксированные при отказе ТЭЗ в процессе электрического прогона: эта температура служила в качестве отказового показателя $\overline{T_A}$ (сигнал «Авария»), а величина $\overline{T_B}=\overline{T_A}-6$°С — в качестве предотказового (сигнал «Внимание») (табл. 3). Для наблюдения за кинетикой процесса изменения температуры перед наступлением отказа было предусмотрено формирование на индикаторном устройстве соответствующих сигналов при достижении значений $\overline{T_B}$ и $\overline{T_A}$. Следует отметить, что для непрерывного контроля можно задать любое необходимое число уровней температуры соответствующих элементов, которые будут отображать соответствующее состояние РЭС. При этом функцию теплового мониторинга можно сделать внутренней функцией устройства, предусмотрев ее еще на стадии проектирования РЭС.

В результате проведенных исследований ФЗУ удалось выявить тенденции изменения его технического состояния, которые не были обнаружены в ходе приемо-сдаточных испытаний.

Выводы

Таким образом, исследования функциональных узлов различного конструктивно-иерархического уровня цифровых РЭС, в том числе низшего — интегральной микросхемы, показали, что контроль их температуры может быть использован для автоматического мониторинга технического состояния таких устройств в масштабе реального времени. В качестве обобщенного параметра контроля следует использовать температуру корпуса элемента, а сам корпус элемента — в качестве обобщенной точки. В современной радиоэлектронной аппаратуре, построенной на элементах «система на кристалле» (SoC), возможна эффективная организация контроля, поскольку датчик температуры можно разместить в полупроводниковом кристалле, который является и источником тепла, и обобщенной точкой контролируемого ИЭТ. Это позволит не только устранить инерционность измерения, но и значительно упростить конструктивно-схемное решение и существенно повысить достоверность данных контроля.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ushakov I. Is the theory of reliability living yet? // Proc. of the 6th Int. conf. ,,Mathematical methods in safety". — USA, Sante Fe. — 2006. — P. 188.

2. International standard IEC 60747-1 Second edition 2006-2 Semiconductor devices. Part 1: General IEC 2006 Copyright.

3. Bowles J.B. A survey reliability prediction procedures for microelectronics devices // IEEE Trans. Reliab. — 1992. — Vol. 41, N 1. — P. 2—12.

4. Стрельников В. П. Новая технология исследования надежности машин и аппаратуры // Математичні машини і системи. — 2007. — № 3, 4. — С. 227—238.

5. Coppola A. The status of the reliability engineering technology // Reliability Society Newsletter. — 1997. — N 43. — P. 7—9.

6. Городецкий А. Тестирование или техническая диагностика цифровых устройств // Компоненты и технологии. — 2011. — № 3. — С. 8—10.

7. Лаврич Ю. Н. Особенности контроля надежности системы управления высокоскоростного наземного транспорта // Тр. XIII МНПК «СИЭТ-2012». — Украина, г. Одесса. — 2012. — С. 218.

8. Глаголев К. В. Физическая термодинамика. — Москва: Изд-во МВТУ, 2007.

9. Степанов Ю.И. Современная концепция обеспечения надежности и стойкости радиоэлектронных средств вооружения // Технологическое оборудование и материалы : информ. бюллетень для руководителей, организаторов пр-ва и технологов. — 1998. — № 4. — С. 50—53.

10. ГОСТ В 20.57.306-76 КСКК. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Общие технические требования, методы контроля и испытаний.

Дата поступления рукописи в редакцию 22.05 2015 г.

Ю. М. ЛАВРІЧ

Україна, м. Дніпропетровськ, Інститут транспортних систем і технологій НАНУ
E-mail: lavrich@westa-inter.com

ТЕПЛОВИЙ МОНІТОРИНГ ЯК МЕТОД ОЦІНКИ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ЦИФРОВИХ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ ПРИСТРОЇВ

Наведено результати експериментальних досліджень, спрямованих на розробку систем контролю, в яких узагальненим параметром технічного стану системи мали б бути теплові характеристики елементної бази в одній узагальненій точці. Дослідження проводилися на цифрових радіоелектронних виробах, що серійно випускаються.

Ключові слова: цифрові пристрої, технічний стан, контроль, узагальнений параметр, тепловий моніторинг.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.36
UDC 621.382

Yu. N. LAVRICH

Ukraine, Dnepropetrovsk Institute of Transport Systems and Technologies of NASU
E-mail: lavrich@westa-inter.com

THERMAL MONITORING AS A METHOD FOR ESTIMATION OF TECHNICAL STATE OF DIGITAL DEVICES

Requirements to the reliability level of modern element base are so high that traditional methods of assessing the technical condition of electronics become ineffective, the modern theory of reliability has almost no practical applications [1], and reliability index does not reflect the true state of an electronic device due to an insufficient amount of information received during testing of electronic devices.

The majority of modern electronics are limitedly easy-to-test. They are equipped with small number of tools for direct measurement that leads to a delayed troubleshooting and the inability to take measures efficiently.

Despite the fact that new generations of electronics use modern components and new design technologies, their performance is still defined by two states — serviceability or failure, and the failure still happens unexpectedly. We may note, that failure is an uncontrolled result of an irreversible degradation process, taking place in time and having appropriate time parameters, but it's not the critical act.

Research of various structural and hierarchical levels of functional units of digital electronics show that temperature control can be used for automatic condition monitoring of such devices in real time. As a generalized control parameter, it is advisable to use the temperature of the case of the element, and the case itself — as a generalized point.

Keywords: digital devices, technical state, control, generalized parameter, thermal monitoring.

REFERENCES

1. Ushakov I. Is the theory of reliability living yet? *Proc. of the 6th Int. Conf. ,,Mathematical methods in safety*", USA, Sante Fe, 2006, p. 188.

2. *International standard IEC 60747-1 Second edition 2006-2 Semiconductor devices* – Part 1: General IEC 2006 Copyright.

3. Bowles J.B. A survey reliability prediction procedures for microelectronics devices. *IEEE Trans. Reliab.*, 1992, vol. 41, no. 1, pp. 2-12.

4. Strelnikov V.P. New technology the research of machine and equipment reliability. *Mathematical Machines and Systems*, 2007, no. 3, 4, pp. 227-238. (Rus)

5. Coppola A. The status of the reliability engineering technology. *Reliability Society Newsletter*, 1997, no. 43, pp. 7-9.

6. Gorodetskiy A. [Testing or technical diagnostics of digital devices]. *Components & Technologies*, 2011, no. 3, pp. 8-10.

7. Lavrich Yu. N. [The features of control system safety monitoring for high speed surface transport]. Proc. of the XIII Int. Sc. Pract. Conf. "*Modern information and electronic technologies: MIET-2012*", Ukraine, Odessa, 2012, p. 218. (Rus)

8. Glagolev K.V. *Fizicheskaya termodinamika* [Physical Thermodynamics]. Moscow, Publishing house of Bauman MSTU, 2007.

9. Stepanov Yu. I. [The modern conception of providing the radio electronic arming equipment reliability and firmness]. *Elektronnyi katalog: Tekhnologicheskoe oborudovanie i materialy*, 1998, no. 4, pp. 50-53. (Rus)

10. GOST B 20.57.306-76 KCKK. *Apparatura, pribory, ustroistva i oborudovanie voennogo naznacheniya. Obshchie tekhnicheskie trebovaniya, metody kontrolya i ispytanii* [State Standart 20.57.306-76 KCKK. Equipment, instruments, devices and equipment for military purposes. General technical requirements, methods of inspection and testing.]. (Rus)

УДК 621.36.5 DOI: 10.15222/TKEA2015.4.42

Д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ[1], к. т. н. И. А. БУЧКОВСКИЙ[2], к. т. н. И. С. РОМАНЮК[1]

Украина, г. Черновцы, [1]Завод «Кварц», [2]ЧНУ имени Юрия Федьковича
E-mail: ashchelovaa@rambler.ru

УСТРОЙСТВО ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ЭКСПРЕСС-ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Показана возможность применения вихретокового метода для бесконтактного определения основных параметров термоэлектрических материалов, таких как эффективность, коэффициенты термо-эдс, электропроводности и теплопроводности. Приведена схема установки, реализующей данный метод, а также результаты проведенных экспериментальных исследований.

Ключевые слова: вихревой ток Фуко, сила Ампера, эффекты Пельтье и Джоуля, термоэлектрический материал, термо-эдс, теплопроводность, электропроводность, термоэлектрическая эффективность.

Основными параметрами термоэлектрического материала являются коэффициенты термо-эдс α, электропроводности σ и теплопроводности χ, а также его эффективность Z [1]. В настоящее время известно достаточное количество методов их определения [2, 3], в том числе и путем последовательного измерения электропроводности термоэлектрического образца в изотермических и адиабатических условиях [4]. Однако наличие необходимых при таких измерениях электрических контактов на контролируемых образцах ведет к известным неудобствам и возрастанию погрешности этих методов. В [5] была показана перспективность вихретокового метода бесконтактного определения электропроводности термоэлектрических материалов при сравнительно малой погрешности, а позднее было разработано устройство для его реализации [6].

В настоящей работе предлагается устройство, основанное на вихретоковом методе, позволяющем определять основные параметры термоэлектрических материалов, такие как эффективность, коэффициенты термо-эдс, электропроводности и теплопроводности.

Краткое описание метода

Физические эффекты взаимодействия электромагнитного поля с исследуемым веществом, которые лежат в основе реализации вихретокового метода для измерения параметров материалов, были рассмотрены в [5–8]. В этих работах показано, что в случае размещения контролируемого образца в зазоре сердечника катушки индуктивности, которую питает асимметричный ток, возникает магнитное поле с индукцией B, состоящей из переменной синусоидальной (B_1) и постоянной (B_0) составляющих. Переменная составляющая индуктирует в образце ток Фуко, каждый полупериод которого характеризуется наличием собственной магнитной индукции. Взаимодействие этих составляющих ведет к появлению как радиальных, так и аксиальных составляющих сил Ампера. Аксиальные составляющие вызывают смещение отрицательного и положительного полупериодов токов Фуко к верхней и нижней торцевым граням образца, а радиальные составляющие приводят к изменению эффективного радиуса действия магнитного поля $R_{эф}$. Такое зонально-объемное расслоение полупериодов индуктированного тока ведет к значительному объемному перераспределению тепловых потоков, вызванных эффектами как Джоуля ($q_{ср.Дж}$), так и Пельтье ($q_{ср.П}$). Реализация предлагаемого метода осуществляется путем определения потерь электрической мощности при возникновении вихревых токов в образце.

Минимизация погрешности этого метода проводилась путем компьютерного моделирования физических процессов, происходящих при измерениях, с помощью пакета программ ComsolFenlab 3.3. В результате этих исследований установлено, что для термоэлектрических материалов на основе соединений Bi–Te–Se–Sb [7] рабочая частота измерительного колебательного контура должна выбираться в диапазоне 36–250 кГц, а протекающий через контур ток — с учетом неравенства $q_{ср.П}/q_{ср.Дж} \geq 10q$. Отношение значений индукции магнитного поля и ее составляющих выбирается из условия $B_0/B \geq 8{,}6$, что также отвечает условиям минимального воздействия со стороны гальванотермомагнитных явлений [9].

В [8] было показано, что при наличии значений электрической добротности измерительного контура без образца (Q_1) и с образцом в случае протекания симметричного и асимме-

тричного тока (соответственно, Q_2 и Q_3) можно определить усредненные значения асимметричной электропроводности материала σ_a и его термоэлектрической добротности $Z_{ср}$:

$$\sigma_a = c\frac{Q_1 - Q_3}{Q_1 Q_3 d\left(1 + 4\ln\frac{R_0}{R_{эф}}\right)}, \quad (7)$$

$$Z_{ср} = \frac{1}{T}\frac{Q_1 - Q_2}{Q_1 - Q_3}, \quad (8)$$

где c — коэффициент, $c = \dfrac{\pi\omega\mu_0(\mu'_n)^2 R_{эф} l_{ср}}{8\mu'_n S}$;

d — ширина зазора;

R_0 — радиус кольцевого датчика;

T — температура;

ω — круговая частота измерительного колебательного контура;

μ_0, μ'_n — динамические магнитные проницаемости образца и ферритового сердечника контура соответственно;

$l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии;

$I_ф$ — ток смещения ферритового сердечника.

Далее, на основании приведенных в [8] формул были получены выражения для вычисления коэффициентов термо-эдс $\alpha_{ср}$ и теплопроводности $\chi_{ср}$:

$$\alpha_{ср} = \sqrt{\frac{2q_{срП}}{\sigma_a T^2}\frac{Q_1 - Q_3}{Q_1 - Q_2}} = \sqrt{\frac{2q_{срП}Q_1 Q_3 c\left(1 + 4\ln\left(R_0/R_{эф}\right)\right)}{Q_1 - Q_2}}, \quad (9)$$

$$\chi_{ср} = Z_{ср} d q_{срП}(x_0, y_0, z_0) = \frac{\omega L I_2^2}{\pi R_{эф}^2}\frac{d}{T}\frac{Q_1 - Q_3}{Q_1 - Q_2}\frac{Q_2 - Q_3}{Q_2 Q_3}. \quad (10)$$

Следует отметить, что при измерении параметров материала в соответствии с предлагаемой методикой образец должен быть соответствующим образом ориентирован относительно заданного направления вектора магнитного поля, возникающего в зазоре магнитопровода измерительного колебательного контура [9, 10]. Например, образец из анизотропного термоэлектрического материала необходимо располагать так, чтобы выбранные кристаллографические оси лежали в плоскости торцевой грани (диаметром $2R_{эф}$ и толщиной δ), а при исследовании термоэлектрически неоднородного материала торцевой гранью образца должна служить плоскость с максимальной неоднородностью. Измерение параметров термоэлектрически однородного материала может проводится на образцах, выполненных, например, из двух геометрически одинаковых полудисков, находящихся в электрическом и тепловом контактах. Один из полудисков выполняется из эталонного термоэлектрически однородного материала с известными параметрами, а второй — из контролируемого материала.

Особенности конструкции устройства для бесконтактного определения параметров термоэлектрических материалов

С целью реализации вихретокового бесконтактного метода для определения основных параметров термоэлектрических материалов была проведена модернизация устройства, представленного в [6, 7]. Модернизированное устройство позволяет бесконтактно измерять усредненное значение не только симметричной электропроводности σ_c, но и асимметричной σ_a, необходимое для определения параметров термоэлектрических материалов. С этой целью в его измерительный датчик введена дополнительная индуктивность. Протекающий через нее постоянный ток создает в рабочем зазоре постоянное подмагничивающее поле, формирующее необходимые физические процессы в объеме контролируемого образца. Однако, в то же время, это поле влияет и на характеристики материала ферромагнитного сердечника измерительного датчика, изменяя его индуктивность и величину электромагнитной связи с контролируемым образцом. Соответственно изменяется и резонансная (рабочая) частота датчика, а также его чувствительность по сравнению с этими же параметрами при нулевом токе подмагничивания. Эти изменения обуславливают существенное искажение результатов измерения основных параметров термоэлектрических материалов.

Использование измерительного датчика, схема которого приведена на **рис. 1**, позволило устранить зависимость его индуктивности от тока подмагничивания. Конструктивно датчик состоит из двух идентичных ферритовых колец с катушками подмагничивания L_3 и L_4, включенных электрически последовательно-встречно, а также рабочей катушки L_1, намотанной одновременно

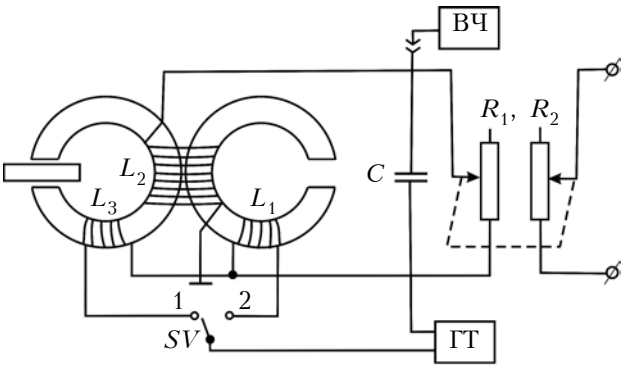


Рис. 1. Схема включения измерительного датчика с подмагничиванием

на оба ферритовых кольца. Индуктивности L_3 и L_4 через переключатель SV подключены к генератору постоянного тока ГТ, а индуктивность L_1 совместно с конденсатором C образует параллельный колебательный контур, подключенный к генератору высокочастотного тока ВЧ, рабочая частота $f_р$ которого равна резонансной частоте f_0 LC-контура. Спаренные переменные резисторы R_1 и R_2 обеспечивают контроль тепловых потерь, вносимых в LC-контур при размещении контролируемого образца в рабочем зазоре датчика. Если переключатель SV находится в положении 1, то измеряется асимметричная электропроводность σ_a, а подмагничивающее поле воздействует на параметры и образца, и ферритового кольца с индуктивностью L_3. Когда переключатель SV находится в положении 2, измеряется симметричная электропроводность σ_c (подмагничивающее поле в рабочем зазоре отсутствует, в этом случае изменяются параметры ферритового кольца с индуктивностью L_4, через которую протекает соответствующий ток подмагничивания). Поскольку ферритовые кольца с индуктивностями L_3 и L_4 идентичны, а токи через них в обоих случаях одинаковы, изменение параметров ферритовых колец при любом положении переключателя SV не влияет на величину индуктивности L_1, а соответственно, и на резонансную частоту f_0 LC-контура.

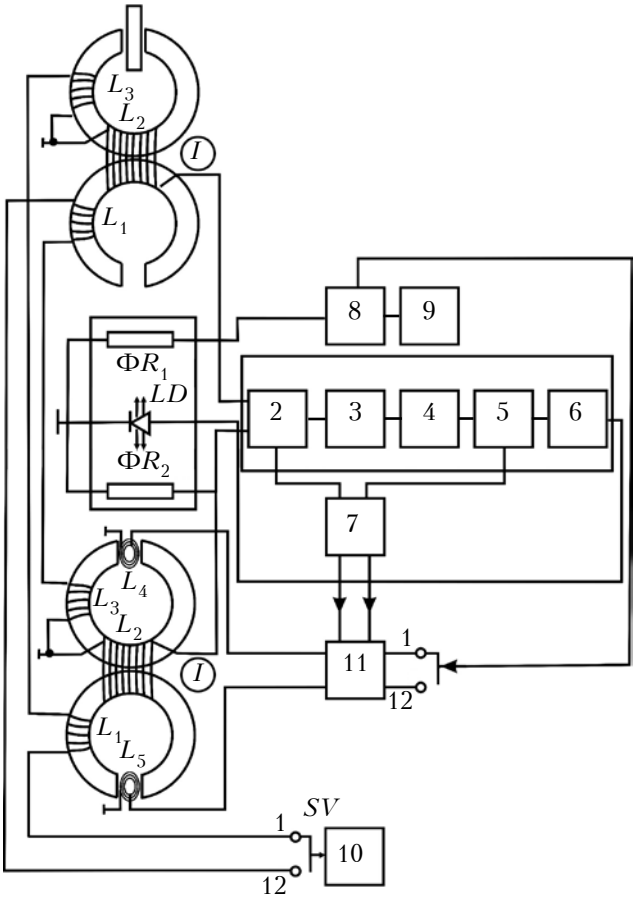


Рис. 2. Структурная схема устройства для бесконтактного измерения симметричной σ_c и асимметричной σ_a электропроводности термоэлектрических материалов: *1*, *12* — положение переключателя SV; *2* — электронный коммутатор; *3* — автогенератор; *4* — усилитель переменного тока; *5* — синхронный детектор; *6* — усилитель постоянного тока; *7* — генератор импульсов; *8* — блок обработки сигнала; *9* — индикаторное устройство; *10* — индикатор постоянного тока; *11* — узел коррекции; ΦR_1, ΦR_2 — фоторезисторы

Полная блок-схема модернизированного устройства приведена на **рис. 2**. В зазоре второго датчика с индуктивностью L_2 размещены микродатчики переменного магнитного поля (в виде специальных микроиндуктивностей L'_5 и L''_5). Устройство содержит переключатель SV и генератор постоянного тока *10*, аналогичный устройству, представленному на рис. 1, а также узел сравнения *11*, аналогичный использованному в [6, 7]. Выходной сигнал этого узла пропорционален изменению чувствительности индуктивного датчика при воздействии тока подмагничивания, который далее с помощью блока *8* используется для автоматической коррекции показаний выходного прибора. Блок *2* собран по схеме амплитудных детекторов, а блок *3* — по схеме сумматора.

Реальную работу созданного устройства иллюстрируют приведенные на **рис. 3** временные диаграммы напряжения на индуктивностях L_1 и L_2 датчиков, а также индукции магнитного поля в рабочем зазоре датчика с индуктивностью L_1 при наличии подмагничивания и при его отсутствии, что соответствует положениям 1 и 12 переключателя SV, т. е. режимам измерения асимметричной (σ_a) и симметричной (σ_c) электропроводности. При измерении σ_c выходной сигнал блока *11* через переключатель SV поступа-

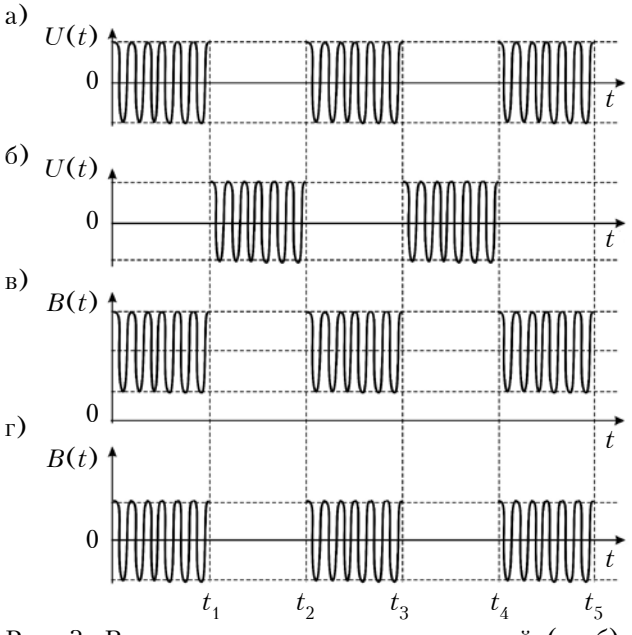


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений (*а*, *б*), а также индукции магнитного поля в рабочем зазоре датчика (*в*, *г*) при отсутствии подмагничивания (*а*, *в*) и при его наличии (*б*, *г*)

ет на блок *8*, измеряющий сопротивление фоторезистора ΦR_1 и корректирующий его значение в соответствии с изменением чувствительности измерительного датчика.

Заключение

Измерения параметров образцов твердых растворов Bi—Te—Se—Sb показали, что реальная погрешность измерений составляет около 2%. Это указывает на то, что вихретоковый метод может успешно использоваться для бесконтактного измерения основных параметров термоэлектрических материалов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Иоффе А.Ф. Полупроводниковые термоэлементы. — М.—Л.: Изд. АН СССР, 1960.
2. Harman T.C., Cahn J.H., Logan M.J. Measurement of thermal conductivity by utivization of Peltier effect // J. Appl. Phys.— 1959.— Vol. 30, N 9. — P. 1351—1359.— DOI: 10.1063/1.1735334.
3. Павлов Л.П. Методы измерения параметров полупроводниковых материалов.— Москва: Высшая школа, 1987.
4. Вайнер А.Л. Термоэлектрические параметры и их измерение. – Одесса: Негоциант, 1998.
5. Сурин Ю.В., Шимко В.И., Матвеев В.В. Бесконтактный метод измерения удельного сопротивления пластин полупроводников и эпитаксиальных слоев. // Заводская лаборатория.— 1966.— Т. 32, № 9.— С. 1086—1088.
6. Ащеулов А.А., Бучковский И.А., Романюк И.С. Установка для бесконтактного измерения электропроводности полупроводников // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2007.— № 2.— С. 55—57.
7. Ащеулов А.А., Горобець М.В., Добровольський Ю.Г., Романюк І.С. Термоелектричні модулі Пельт'є на основі кристалів твердих розчинів Bi—Te—Se—Sb.— Чернівці: Прут, 2011.
8. Ащеулов А.А. Бесконтактный метод определения эффективности термоэлектрических материалов // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2009.— № 2.— С. 43—45.
9. Самойлович А.Г. Термоэлектрические и термомагнитные методы превращения энергии.— Черновцы: Рута, 2006.
10. Пат. 29213 України. Процес визначення добротностіі термоелектричних матеріалів / Ащеулов А. А., Бучковський І.А., Величук Д.Д.— 2008.— Бюл. №1.

Дата поступления рукописи в редакцию 23.02 2015 г.

А. А. АЩЕУЛОВ[1], І. А. БУЧКОВСЬКИЙ[2], І. С. РОМАНЮК[1]

Україна, м. Чернівці, [1]Завод «Кварц», [2]ЧНУ імені Юрія Федьковича
E-mail: ashchelovaa@rambler.ru

ПРИСТРІЙ ДЛЯ БЕЗКОНТАКТНОГО ЕКСПРЕС-ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ТЕРМОЕЛЕКТРИЧНИХ МАТЕРІАЛІВ

УПоказана можливість застосування вихрострумового методу для безконтактного вимірювання основних параметрів термоелектричних матеріалів, таких як ефективність, коефіцієнти термо-ерс, електропровідності і теплопровідності. Наведено схему установки, що реалізує даний метод, а також результати проведених експериментальних досліджень.

Ключові слова: вихровий струм Фуко, сила Ампера, ефекти Пельт'є та Джоуля, термоелектричний матеріал, термо-ерс, теплопровідність, електропровідність, термоелектрична ефективність.

DOI: 10.15222/TKEA2015.4.42
UDC 621.36.5

A. A. ASHCHEULOV[1], I. A. BUCHKOVSKII[2], I. S. ROMANYUK[1]

Ukraine, Chernivtsi, [1]LLC «Quartz»,
[2]Yuriy Fedkovych Chernivtsi National University
E-mail: ashchelovaa@rambler.ru

EXPRESS METHOD FOR CONTACTLESS MEASUREMENT OF PARAMETERS OF THERMOELECTRIC MATERIALS

The paper presents an original method for contactless express measurement of parameters of thermoelectric materials.

The presence of a combination of AC and DC magnetic fields in the gap of the oscillating circuit, where the monitored sample of the thermoelectric material is located, leads — due to Ampure force — to delamination of geometric regions of the occurrence of half-cycles of Foucault current. This in turn causes the appearance of additional heat losses in the oscillating circuit caused by Peltier effect.

Computer modeling of these processes with the use of the software package ComsolFenlab 3.3 allowed determining the nature and magnitude of the electric currents in oscillating circuit, the range of operating frequencies, and the ratio of amplitudes of the variable and fixed components of the magnetic field. These components eventually cause a certain temperature difference along the controlled sample, which difference is proportional to the thermoelectric figure of merit Z of the material.

The basic expressions are obtained for determining the value of the Seebeck coefficient α, thermal conductivity χ, electrical conductivity σ and thermoelectric figure of merit Z.

A description is given to the design of the device for contactless express measurement of parameters of thermoelectric materials based on Bi—Te—Se—Sb solid solutions. Its distinctive feature is the ability to determine the symmetric and asymmetric components of the electric conductivity of the material values. The actual error in parameter measurement in this case is 2%.

Keywords: eddy current Foucault, Ampere, Peltier and Joule effects, thermoelectric material, the thermoelectric power, thermal conductivity, electrical conductivity, thermoelectric figure of merit.

REFERENCES

1. Ioffe A.F. *Poluprovodnikovye termoelementy* [Semiconductor thermoelements]. Moscow-Leningrad, Publ. house of AS USSR, 1960, 346 p. (Rus)

2. Harman T.C., Cahn J.H., Logan M.J. Measurement of thermal conductivity by utivization of Peltier effect. *J. Appl. Phys.*, 1950, vol. 30, no. 9, pp. 1351-1359. DOI: 10.1063/1.1735334.

3. Pavlov L.P. *Metody izmereniya parametrov poluprovodnikovykh materialov* [Methods of measuring the parameters of semiconductor materials]. Moscow, Vysshaya shkola, 1987, 240 p. (Rus)

4. Vainer A. *Termoelektricheskie parametry i ikh izmerenie* [Thermoelectric parameters and their measurement]. Odessa, Negotsiant, 1998, 68 p. (Rus)

5. Surin J.V., Shimko V.I., Matveev V.V. [Non-contact method of measuring the resistivity of the semiconductor wafers and epitaxial layers]. *Zavodskaya laboratoriya*, 1966, vol. 32, no. 9, pp. 1086-1088. (Rus)

6. Ashcheulov A.A., Buchkovskii I.A., Romanyuk I.S. [Device for contactless measurement of electroconductivity of semiconductors]. *Tekhnologiya i konstruirovanie v elektronnoi apparature*, 2007, no. 2, pp. 55-57. (Rus)

7. Ashcheulov A.A., Gorobets' M.V., Dobrovol's'kii Yu.G., Romanyuk I.S. *Termoelektrichni moduli Pel't'ye na osnovi kristaliv tverdikh rozchiniv* [Pelt'ye thermoelectric modules based on crystals of solid solutions Bi-Te-Se-Sb]. Chernivtsi, Prut, 2011, 168 p. (Ukr)

8. Ashcheulov A.A. [Non-invasive method of determination of thermoelectric materials figure of merit]. *Tekhnologiya i konstruirovanie v elektronnoi apparature*, 2009, no. 2, pp 43-45. (Rus)

9. Samoilovich A.G. *Termoelektricheskie i termomagnitnye metody prevrashcheniya energii* [Thermoelectric and thermomagnetic methods of energy conversion]. Chernivtsi, Ruta, 2006, 228 p. (Rus)

10. Ashcheulov A.A., Buchkovskii I.A., Velichuk D.D. [The process of determining the quality factor of thermoelectric materials]. *Pat. UA no 29213*, 2008. (Rus)

РЕЦЕНЗЕНТЫ НОМЕРА

Алиева Алмаз Паша-кызы, канд. техн. наук, доцент, Азербайджанский технический университета, г. Баку

Бондарев Андрей Петрович, докт. техн. наук, зав. кафедрой, Национальный университет «Львовская политехника»

Брайловский Владимир Васильевич, канд. физ.-мат. наук, доцент, Черновицкий национальный университет имени Юрия Федьковича

Глушеченко Эдуард Николаевич, канд. техн. наук, начальник отдела, НПП «Сатурн», г. Киев

Дружинин Анатолий Александрович, докт. техн. наук, профессор, Национальный университет «Львовская политехника»

Ковалюк Захар Дмитриевич, докт. физ.-мат. наук, руководитель Черновицкого отделения Института проблем материаловедения им. И. Н. Францевича НАНУ

Николаенко Юрий Егорович, докт. техн. наук, ведущий научный сотрудник, НТУУ «Киевский политехнический институт»

Николенко Анатолий Александрович, канд. тех. наук, доцент, Одесский национальный политехнический университет

Остапенко Владимир Михайлович, начальник отдела, ЦКБ «Ритм», г. Черновцы

Проценко Иван Ефимович, докт. физ.-мат. наук, зав. кафедрой, Сумский государственный университет

Смирнов Алексей Борисович, канд. физ.-мат. наук, старший научный сотрудник, Институт физики полупроводников им. В. Е. Лашкарёва НАНУ, г. Киев

Фаст Владимир Николаевич, канд. техн. наук, доцент, Национальный университет «Львовская политехника»

Цопа Александр Иванович, докт. техн. наук, старший научный сотрудник, Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Юрьев Василий Григорьевич, начальник СКБ, ЦКБ «Ритм», г. Черновцы

ПАМЯТКА АВТОРУ ЖУРНАЛА «ТКЭА»

1. К рассмотрению принимаются статьи прикладной направленности на русском или английском языке, которые не были опубликованы ранее и не переданы для публикации в другие издания.

2. В журнале публикуются результаты научно-практических и экспериментальных работ по следующим тематическим направлениям:
— Современные электронные технологии;
— Новые компоненты для электронной аппаратуры;
— Электронные средства: исследования, разработки;
— СВЧ-техника;
— Системы передачи и обработки сигналов;
— Микропроцессорные устройства и системы;
— Энергетическая электроника;
— Полупроводниковая светотехника;
— Биомедицинская электроника;
— Сенсоэлектроника;
— Функциональная микро- и наноэлектроника;
— Обеспечение тепловых режимов;
— Технологические процессы и оборудование;
— Материалы электроники;
— Метрология. Стандартизация.

3. Все поступающие к рассмотрению материалы проходят двухсторонне-закрытое рецензирование.

4. При обнаружении плагиата или фальсификации результатов статья отклоняется.

5. Редакция не взимает плату за опубликование рукописи и не выплачивает авторский гонорар. Экземпляр журнала с опубликованной статьей высылается авторам по почте.

6. Обязательным условием для принятия статьи к печати является ее соответствие общепринятым нормам построения научной публикации, то есть наличие в ней:
— постановки проблемы в общем виде с указанием ее связи с важными научными или практическими задачами;
— анализа последних достижений и публикаций, в которых рассматривается описанная проблема, с выделением той ее части, решению которой посвящена данная статья;
— цели статьи (постановки задачи);
— основного материала с обсуждением и интерпретацией полученных результатов;
— выводов, а также указания на перспективы проведения исследований в данном направлении.
Кроме этого, при оценке рукописи редакцию будут интересовать следующие аспекты:
— возможность практического применения;
— целесообразность таблиц, иллюстраций, списка использованных источников;
— строгость терминологии;
— композиция рукописи, в т. ч. оправданность объема.

7. Статья должна быть четко структурирована, а поставленная задача, выводы и название — согласованы между собой.

8. При написании статьи следует обратить внимание на следующее:
— название рукописи должно быть конкретным, информативным и, в то же время, по возможности кратким;
— аннотация должна быть достаточно лаконичной (от 30 до 60 слов) и в то же время информативной, соответствовать содержанию статьи и показывать, что сделано в работе;

— ключевые слова должны быть подобраны так, чтобы вероятность нахождения статьи через поисковые системы была как можно выше;

— описание результатов, представленных на рисунках, должно включать в себя интерпретацию этой информации, а не сводиться к дублированию подрисуночных подписей или к простому описанию приведенных зависимостей. Например, вместо таких неинформативных фраз, как «На рис. 1 приведен график зависимости A от B. Из рисунка видно, что при возрастании B значение A монотонно уменьшается.», следует дать пояснение типа «Как видно из рис. 1, при возрастании B значение A монотонно уменьшается, что свидетельствует о том, что …»;

— выводы (заключение) не должны повторять аннотацию — в них нужно показать, что получено в работе, кратко и четко сформулировать результаты работы, а не приводить краткое содержание статьи. (Правильно сформулировать выводы помогут такие фразы, как «Проведенное исследование показало, что …», «Разработанная методика позволяет …», «Авторами установлено, что …» и др.)

9. Список «Использованные источники» (образец см. на сайте) формируется в порядке их упоминания в тексте. При этом нужно иметь в виду следующее:

— обязательно наличие ссылок на статьи и монографии последних лет, в том числе зарубежных авторов;

— не рекомендуется включать в список литературы ссылки на такие нормативные документы, как указы, акты и т. п. — если без этого нельзя обойтись, лучше упомянуть их непосредственно в тексте статьи;

— желательно избегать ссылок на труднодоступные или недолговечные источники;

— при ссылке в тексте на численные значения, формулы и иные фактические данные, заимствованные из книг, следует указывать не только саму книгу, но и страницу (например, [2, с. 418]);

— количество источников не должно быть неоправданно большим: для подтверждения какого-либо факта достаточно одной-двух ссылок.

10. Тематическую информацию (название, ФИО авторов, место работы, аннотацию и ключевые слова) для русскоязычной статьи нужно привести на украинском (по возможности) и английском языках в конце статьи. При этом англоязычная аннотация должна быть представлена в расширенном виде (до 250 слов) и отражать все структурные элементы статьи (актуальность темы, постановку задачи, описание решения, выводы и практическую значимость).

Для статей на английском языке приводится краткая аннотация (50—100 слов), а также перевод тематической информации на русский и украинский (по возможности).

11. Редакция не предъявляет жестких требований к объему статьи — главное, чтобы он был оправдан.

12. При наборе текста статьи допускается использование программ типа MathType только в тех случаях, когда Word бессилен, например при наборе специальных знаков над буквенными обозначениями, подкоренных выражений, пределов интегрирования, суммирования и т. п.

13. Единицы измерения всех величин должны отвечать современным требованиям, а терминология соответствовать общепринятой. Все использованные символы и аббревиатуры нужно пояснить при первом их упоминании в тексте.

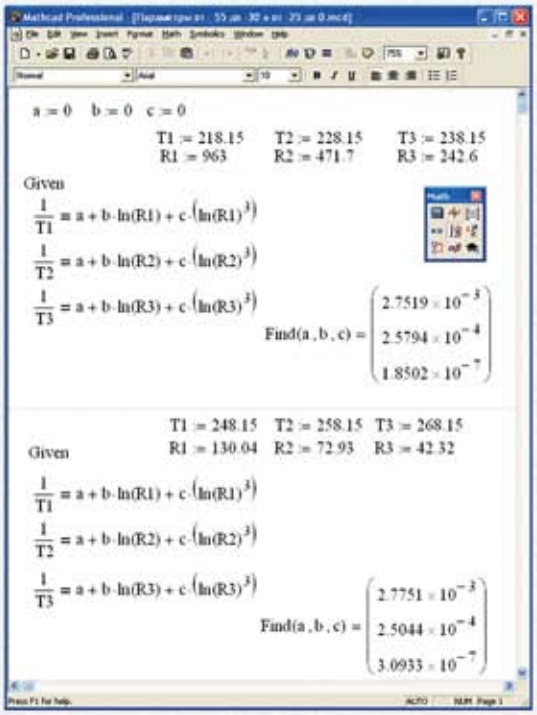
14. В начале статьи необходимо указать ее индекс по Универсальной десятичной классификации (УДК).

15. Материалы статьи, вместе с подписанным Авторским соглашением и информацией об авторах (см. на сайте), направляются по e-mail <tkea@optima.com.ua>.

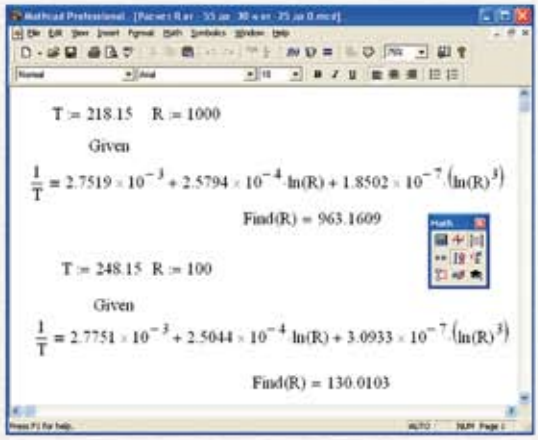
P.S. Для контроля выполнения требований к содержанию статьи авторы могут воспользоваться критериями, по которым рукопись будет оцениваться рецензентом (см. бланк рецензии на сайте).

К статье «Обеспечение точности аппроксимации *R/T*-характеристики *NTC*-термистора на основе нейросетевого моделирования»

а)

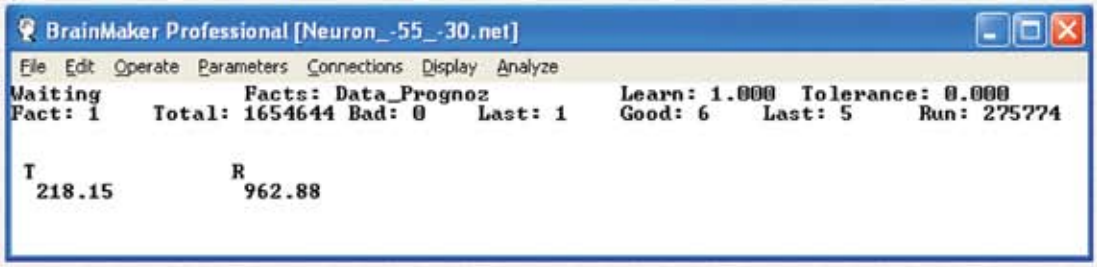


б)

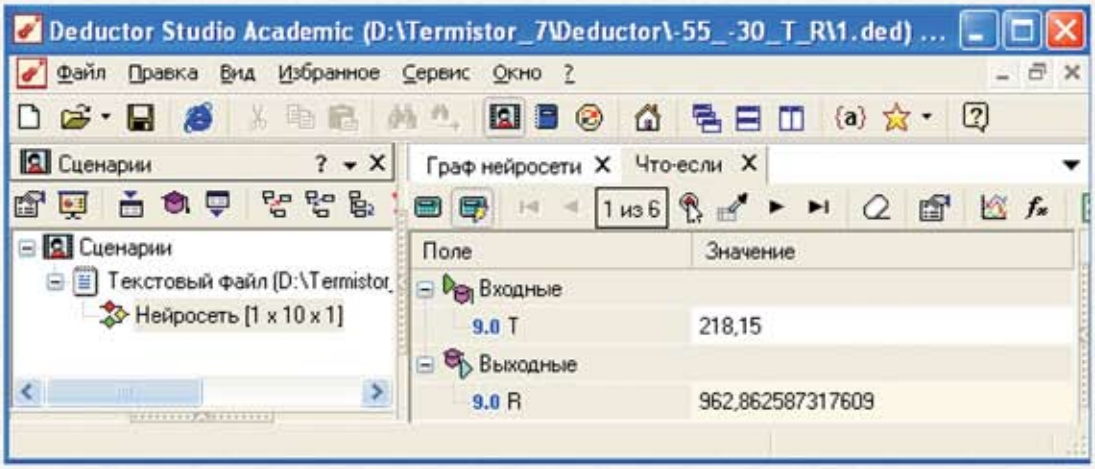


Скриншоты фрагментов расчета параметров полиномиальной модели (*а*) и сопротивления (*б*) для двух поддиапазонов

а)



б)



Скриншоты с результатами нейросетевой аппроксимации R/T-характеристики в первой узловой точке поддиапазона 218,15...243,15 K при использовании системы BrainMaker Professional 3.52 (*а*) и аналитической платформы Deductor Academic 5.3 (*б*)

Украина
ЭкспоСервис
Харьков

Тел./факс +38(057) 758-70-30,
758-70-29, 758-72-30
http://expoua.all.biz/eksposervis-ooo-by_org1276114001

Специализированная выставка
06—08 октября 2015 г.

КИП

Контрольно-измерительные приборы

Электроника. Информатика. Связь

RADMIR EXPOHALL

ПВЦ «Радмир Экспохолл»
(г. Харьков ул. Академика Павлова, 271)

ISSN 2225-5818 ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ. № 4. 2015 г.

Номер готовили
Баку, Днепропетровск, Киев, Львов, Одесса, Сумы, Ташкент, Харьков, Черновцы

Пишите
Подписывайтесь
Читайте