

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ  
РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК

УЛЬЯНОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

УЛЬЯНОВСКИЙ ФИЛИАЛ ИНСТИТУТА РАДИОТЕХНИКИ И  
ЭЛЕКТРОНИКИ ИМ. В.А. КОТЕЛЬНИКОВА РАН

# **РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА**

Межвузовский сборник научных трудов

Ульяновск 2009

УДК 621.37/39(04)  
ББК 32я43  
Р45

Редакционная коллегия:

Сергеев В.А. (ответственный редактор), Рогов В.Н., Самохвалов М.К.,  
Смирнов В.И., Ташлинский А.Г., Шевяхов Н.С.

Рецензенты:

д-р техн. наук В.А. Мишин  
д-р техн. наук В.М. Стучебников

УДК 621.37/39(04)

**Радиоэлектронная** техника: Межвузовский сборник научных трудов/Под.  
ред. В.А. Сергеева. Ульяновск: УлГТУ, 2009. - 200 с.

Сборник включает статьи, посвященные актуальным проблемам радиоэлектроники: разработке новых принципов моделирования и проектирования радиоэлектронных устройств, теоретическому и экспериментальному исследованию физических процессов в материалах, структурах, элементах и устройствах радиоэлектроники, разработке методов и алгоритмов обработки сигналов и полей, вопросам измерения и диагностики в радиоэлектронике.

Для научных и инженерно-технических работников и специалистов в области радиоэлектроники, может быть полезным докторантам, аспирантам и студентам соответствующих специальностей.

ISBN 5-89146-555-8

© Оформление УлГТУ, 2009  
© Коллектив авторов, 2009

***Памяти  
профессора, заслуженного деятеля  
науки Российской Федерации,  
доктора технических наук  
Леонида Ивановича Волгина  
посвящается***

**ВВЕДЕНИЕ**

Профессор Волгин Леонид Иванович, памяти которого посвящен настоящий сборник, заложил основы многих направлений развития радиоэлектронной техники: теории синтеза операционных преобразователей, теория оптимального топологического синтеза электрических цепей, реляторная схемотехника. Его работы по измерительным преобразователям, непрерывной логике и комбинентарной алгебре стали классическими.

В настоящем сборнике представлены оригинальные результаты научных исследований по многим из тех направлений, которые определяют прогресс развития радиоэлектроники сегодня. В ряде статей развиваются идеи профессора Л.И. Волгина. Среди авторов сборника ученые вузов и научных организаций городов Москвы, Кирова, Таганрога, Тольятти, Ульяновска, Шахты.

Большая часть работ посвящена разработке новых принципов, методов и алгоритмов обработки сигналов и изображений.

Часть статей посвящены проблемам проектирования радиоэлектронных средств с улучшенными функциональными характеристиками.

Широко представлены статьи, посвященные совершенствованию средств измерений, повышению точности, быстродействия и автоматизации радиоизмерений. В ряде статей представлены оригинальные разработки по применению радиоэлектронных средств в измерительных задачах и задачах контроля качества изделий и материалов.

Следует отметить высокий теоретический уровень статей по моделированию и исследованию физических процессов в материалах и элементах радиоэлектроники, в частности - оптических свойств наноструктурированных материалов.

В сборнике также представлены статьи по прикладным аспектам применения и эксплуатации радиоэлектронных устройств различного назначения. В частности, большой практический интерес представляют работы, посвященные оценке качества сотовой связи, электромагнитной «загрязненности» среды мегаполиса и др.

Следует отметить, что значительная часть представленных результатов уже нашла практическое применение, многие работы поддержаны грантами РФФИ, выполнены в рамках федеральных целевых и ведомственных программ.

Редакционная коллегия уверена, что материалы данного сборника будут интересны и полезны для ученых и специалистов в соответствующих областях науки и техники.

---

---

**ЛЕОНИД ИВАНОВИЧ ВОЛГИН**  
**(27.12.1932 - 19.10.2008)**

**Вехи жизни.** Леонид Иванович Волгин родился в г. Ялуторовске Тюменской области. В 1950 году семья из г. Бийска переезжает в г. Таллин. В 1951, после окончания школы Л.И. Волгин поступает учиться в Ленинградский институт авиационного приборостроения на радиофакультет. В 1957 году после окончания института по распределению был направлен на Таллиннский завод «Пунане РЭТ», где работал в должностях инженера-нормировщика, инженера-конструктора, старшего инженера и главного инженера.

В 1959 году он поступает и в 1961 году оканчивает факультет переподготовки дипломированных инженеров по специальности «Математические и счетно-решающие приборы и устройства» при Ленинградском политехническом институте, а в 1961 году оканчивает заочную аспирантуру Ленинградского НИИ электроаппаратуры (впоследствии переименован в НПО дальней связи).

В 1965 году он защищает кандидатскую диссертацию в Ленинградском институте авиационного приборостроения [1].

В периоды с 1962 по 1964 и с 1966 по 1969 годы Леонид Иванович работал в Таллинском конструкторском бюро радиоэлектроники в должности старшего инженера. С 1969 по 1975 годы работает в должности старшего научного сотрудника в Научно-исследовательском и проектно-технологическом институте систем планирования и управления в электропромышленности (впоследствии - Таллинский электротехнический институт НПО «Электротехника») [3].

В 1974 году он защищает докторскую диссертацию [4, 5] в Киевском политехническом институте.

В 1975 году Л.И. Волгин приглашен на работу в Ульяновский политехнический институт [6], где возглавляет кафедру «Конструирование и производство радиоаппаратуры».

В 1981 году ему присваивается ученое звание профессора.

С 1984 года Л.И. Волгин работает в специальном конструкторском бюро Института кибернетики Академии наук Эстонии [7] в должности главного конструктора проекта.

В 1993 году он возвращается в Ульяновский государственный технический университет (УлГТУ) [6] и продолжает работать заведующим кафедрой «Конструирование и производство радиоаппаратуры».

В 1995 году ему присваивается почетное звание «Заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации».

С 2000 по 2008 годы Л.И. Волгин работает профессором кафедры «Измерительно-вычислительные комплексы» и заведующим научно-исследовательской лабораторией наукоемкого инжиниринга УлГТУ.

**Научная деятельность.** Первые научные публикации Л.И. Волгина были посвящены вопросам теории и проектирования электронных вольтметров и

аналоговых измерительных преобразователей параметров электрических сигналов и цепей. Итоги этих работ отражены в [8, 9],

Логическим продолжением исследований в области аналоговых измерительных преобразователей является цикл работ по развитию общей теории синтеза операционных преобразователей с малой методической погрешностью. Идея объединения различных по назначению преобразователей по признаку «операционности» позволила свести проблему повышения качества широкой номенклатуры аналоговых измерительных и вычислительных преобразователей (решающие усилители, линейные преобразователи параметров электрических цепей в напряжение, интегрирующие и дифференцирующие устройства, масштабирующие преобразователи, управляемые источники тока, измерительные усилители, преобразователи частотно-временной группы, трехполюсные эквиваленты индуктивности и др.) к задаче уменьшения методической погрешности операционных преобразователей. Обобщение этих работ представлено в монографиях [10-12].

Другой цикл работ посвящен структурным методам повышения точности измерительных преобразователей. В этой области Л.И. Волгину принадлежит ряд работ по развитию итерационных и комбинационных методов повышения статической точности измерительных преобразователей, позволяющих строить высокоточные устройства на обычной элементной базе [13].

Существенным является вклад Л.И. Волгина в развитие общей теории синтеза активных электрических цепей [14-18]. Им сформулированы «принцип совместности отрицательной и положительной обратных связей» и «принцип усиления дуального сигнала», являющиеся эффективным средством топологического синтеза и уменьшения погрешности статизма активных цепей с обратной связью. Им показано, что топологические преобразования электрических цепей являются перспективным научным направлением в области синтеза электрических схем и структур, позволяют алгоритмическим путем размножать и расширять классы эквивалентных электрических цепей. Это создает предпосылки для машинного синтеза новых схем и алгоритмического поиска оптимального схемного варианта.

Предложенные Л.И. Волгиным топологические преобразования (путем переноса узла или сумматора в замкнутых структурах, путем поворота активного трехполюсника, переносом источника входного сигнала, переносом нагрузки и др.) совместно с другими типами топологических преобразований позволяют решать следующие задачи: доказательство полноты заданного класса электрических схем с целью выбора (обоснования) оптимального схемного варианта; топологический синтез новых схем, обладающих заданными свойствами или более высокими характеристиками; размыкание активных электрических цепей с обратной связью (преобразование цепей с обратной связью в эквивалентные цепи без обратной связи); изменение средств достижения заданного качества электрических цепей; изменение типа обратной связи путем топологического преобразования цепей с отрицательной обратной связью в цепи с положительной обратной связью и обратно; изменение активной элементной базы без изменения функций цепи; изменение типа электрических цепей путем топологи-

ческих преобразований потенциальных, токовых, импедансных и адмитансных цепей в токовые, потенциальные, адмитансные и импедансные цепи; выбор оптимального топологического варианта при разработке гибридно-пленочных микросхем и др.

Эффективность методов топологического преобразования для оптимального синтеза активных электрических цепей (прежде всего для наиболее распространенных классов схем повторителей напряжения) показана в ряде статей и монографии [13].

Работа Л.И. Волгина в Институте кибернетики АН Эстонии и в УЛГТУ связана с созданием и развитием новой предметной области - реляторной схемотехники. Предыдущие работы [19 и др.] показали, что бесконечнозначная (непрерывная, нечетная) логика является эффективным средством для решения задач анализа и синтеза аналоговых нелинейных и логических преобразователей. Итоги работ по синтезу непрерывно-логических устройств, построенных в элементном базисе амплитудных селекторов, изложены в книгах [20, 21].

Однако возможности бесконечнозначной логики как математического аппарата для синтеза электрических цепей в элементном базисе амплитудных селекторов ограничены кругом задач, описываемых линейно-изломными функциями. Более широкими возможностями обладает разработанный Л.И. Волгиным логико-алгебраический аппарат (комлементарная алгебра и ее частная реализация - предикатная алгебра выбора) [22], который позволяет решать задачи, описываемые как линейно-изломными, так линейно-разрывными функциями. Существенно, что предикатная алгебра выбора (ПАВ) включает в себя как частный случай бесконечнозначную логику.

В качестве элементного базиса ПАВ Л.И. Волгиным предложены реляторы - аналоговые логические элементы, воспроизводящие элементарные операции комлементарной алгебры, ПАВ и бесконечнозначной логики. Релятор является универсальным схемным элементом с широкими функциональными возможностями. Л.И. Волгиным показано, что в элементном базисе реляторов возможно построение широкой номенклатуры аналоговых функциональных, логических, коммутационных, измерительных, вычислительных и управляющих преобразователей, аналоговых процессоров ситуационной, позиционной, порядковой и ранговой обработки сигналов без промежуточных преобразований в цифровой код, а также генераторов предикатных, аргументных, предикатно-аргументных и непрерывно-логических функций, систем сжатия и обработки аналоговой информации. Итоги работ по разработке логико-математического аппарата и реляторной схемотехники отражены в изданиях [19, 22-25]. Логически продолжением «реляторного» направления Л.И. Волгина являются его работы по моделированию и синтезу нейронных моделей и сетей в элементном базисе реляторов [24, 26, 27 и др.]. Реляторная парадигма моделей нейронных сетей эффективно работает при построении различных нейротехнических систем.

Л.И. Волгиным подготовлено семь кандидатов и три доктора наук.

Л.И. Волгин был инициатором и организатором ряда международных, все-союзных и республиканских научно-технических конференций и семинаров. Наиболее известные из них «Вопросы теории и проектирования измерительных

преобразователей параметров электрических сигналов и цепей», «Аналоговые измерительные преобразователи», «Проблемы обработки аналоговой информации», «Континуальные алгебраические логики, исчисления и нейроинформатика в науке и технике (КЛИН)». Конференция со звонкой аббревиатурой КЛИН проводилась ежегодно более десяти лет.

Научные идеи Л.И. Волгина развиваются в работах его учеников.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ялуторовск / Составитель Н.Зубарев. – Изд-во газеты «Тюменская правда», 1966. – 68 с.
2. Волгин Л.И. Исследование и разработка методов и аппаратуры для измерения эффективного значения напряжений произвольной формы: Автореф. дис... канд. техн. наук. – Л.: Ленинградский ин-т авиаприборостроения, 1964. – 24 с.
3. Научно-исследовательский институт ПО «ТЭЗ им. М.И. Калинина». – Таллин: Валгус, 1983. – 56 с.
4. Волгин Л.И. Принципы построения, синтез и анализ аналоговых измерительных преобразователей параметров электрических сигналов и цепей: Автореф. дис... докт. техн. наук. – Киев: Киевский политехнический институт, 1974. – 66 с.
5. Новые доктора наук. Леонид Волгин // Вечерний Таллин. – 1974. – 3 августа.
6. Ульяновский государственный технический университет. – Ульяновск: Изд-во УлГТУ, 1994. – 48 с.
7. Институт кибернетики Академии наук Эстонии. – Таллин: Валгус, 1990. – 60 с.
8. Волгин Л.И. Линейные электрические преобразователи для измерительных приборов и систем. – М.: Сов. Радио, 1971. – 334 с.
9. Волгин Л.И. Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное. – М.: Сов. Радио, 1977. – 240 с.
10. Волгин Л.И. Принципы построения и сравнительный анализ аналоговых измерительных преобразователей. – Таллин: Научно-исследовательский и проектно-технологический ин-т систем планирования и управления в электропромышленности, 1973. – 53 с.
11. Волгин Л.И. Аналоговые интегрирующие и дифференцирующие операционные преобразователи. – Саратов: Изд-во Саратовского ун-та, 1982. – 128 с.
12. Волгин Л.И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и систем. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.
13. Волгин Л.И. Высокостабильные усилительные устройства: Методы построения, схемотехника. – Саратов: Изд-во Саратовского ун-та, 1985. – 128 с.
14. Волгин Л.И. Методы топологического преобразования электрических цепей. – Саратов: Изд-во Саратовского ун-та, 1982. – 108 с.
15. Волгин Л.И. Топологические преобразования и синтез схем радиоэлектронных средств. – Тольятти: Изд-во Поволжского технологического ин-та сервиса. 2000. – 173 с.

16. Волгин Л.И. Топологические модели усилителей электрических сигналов. – Тольятти: Поволжский технологический ин-т сервиса, 2002. – 90 с.
17. Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и принципы построения аналоговых операционных преобразователей: учебное пособие. – Ульяновск: УлГТУ, 2005. – 88 с.
18. Волгин Л.И., Королев Ф.А., Филаретов В.В. Схемно-алгебраический анализ и топологические преобразования моделей электронных цепей. – Ульяновск: УлГТУ, 2007. – 354 с.
19. Волгин Л.И. Синтез устройств для обработки образования и преобразования информации в элементном базисе реляторов. – Таллин: Валгус, 1989. – 180 с.
20. Волгин Л.И., Левин В.И. Непрерывная логика: теория и применения. – Таллин: АН Эстонии, 1990. – 210 с.
21. Волгин Л.И. Непрерывная логика и ее схмотехнические применения: Пять лекций по курсу «Логические основы и модели нейронных сетей». – Ульяновск: УлГТУ, 1996. – 108 с.
22. Волгин Л.И. Комплементарная алгебра и предикатная алгебра выбора: Три лекции по курсу «Логические основы и модели нейронных сетей». – Ульяновск: УлГТУ, 1996. – 68 с.
23. Волгин Л.И. Свойства и структуры функций осреднения. – Таллин: АН Эстонии, 1992. – 72 с.
24. Волгин Л.И. Реляторные генераторы предикатных, аргументных и непрерывно-логических функций. – Таллин: АН Эстонии, 1992. – 65 с.
25. Волгин Л.И. Векторная комплементарная алгебра и ее применения: Две лекции по курсу «Логические основы и модели нейронных сетей». – Ульяновск; УлГТУ, 1996. – 52 с.
26. Волгин Л.И. Реляторные нейропроцессоры и коммутационно-логические преобразователи аналоговых сигналов с кодированием номера канала: Три лекции по курсу «Логические основы и модели нейронных сетей». – Ульяновск: УлГТУ, 1996. – 74 с.
27. Волгин Л.И. Комплементарная алгебра и моделирование нейронных структур. – Таллин: АН Эстонии, 1993. – 48 с.



# 1. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ

---

УДК 621.375

*Н. Н. Прокопенко, Д. Н. Конев, П. С. Будяков*

## СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ СТАБИЛЬНОСТИ НУЛЯ КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ ТЕМПЕРАТУРНЫХ И РАДИАЦИОННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

Предлагается концепция синтеза комплементарных дифференциальных усилителей с малым напряжением смещения нуля при радиационных и температурных воздействиях.

Радиационное и температурное воздействия изменяют напряжение эмиттер-база ( $U_{эб}$ ), обратный ток коллекторного перехода  $I_{кб.0}$  и коэффициент усиления по току базы ( $\beta$ ) транзисторов. При этом два последних фактора приводят к нестабильности тока базы.

Изменение напряжения смещения  $U_{см}$  нуля для классического операционного усилителя (ОУ) в целом значительно превосходит расчетное  $U_{см}$  входного дифференциального каскада (ДК) [1]. Это объясняется тем, что отклонение выходного напряжения интегрального ОУ от нуля при облучении обусловлено не только изменением свойств входных ДК, а в основном связано с нарушениями режима по постоянному току выходных подсхем из-за заметной деградации  $\beta$  транзисторов [1].

Для минимизации первой систематической составляющей  $U_{см.1}$ , обусловленной дрейфом  $U_{эб}$ , применяются хорошо известные параллельно-балансные схемы, в которых обеспечивается взаимная компенсация нестабильности  $U_{эб}$  двух одинаковых входных транзисторов ДК. В результате эта составляющая напряжения смещения уменьшается:  $U_{см.1} \approx 0$ .

Что касается второй составляющей  $U_{см.2}$ , зависящей от изменений  $\beta$  транзисторов ОУ, то для ее минимизации необходимы специальные архитектурные решения входного каскада (ДК) и его выходной подсхемы (БУ), в которых реализуются эффекты взаимной компенсации абсолютных значений токов базы и их приращений, обусловленных температурной, радиационной или режимной зависимостью параметров транзисторов.

Анализ современных операционных усилителей с одним выходом показывает, что большинство их схем приводятся к архитектуре рис. 1(а), в которой можно выделить высокоимпедансный узел «А», обеспечивающий суммирование выходных токов ( $I_3$  и  $I_4$ ) обобщенного входного дифференциального каскада (ДК1) и входного тока ( $I_{Бу}$ ) выходной подсхемы (буферного усилителя, БУ):

$$I_{\text{вых.1}}(\beta_{i,n}, \beta_{j,p}, I_{ij}, u_{\text{вх}}) = I_4(\beta_{k,n}, \beta_{m,p}, I_{k,m}, u_{\text{вх}}) + I_{\text{БУ}}(\beta_{s,n}, \beta_{f,p}, I_{sf})$$

где  $I_{ij}$ ,  $I_{km}$ ,  $I_{sf}$  – координаты источников тока, устанавливающих статический режим транзисторов схемы;  $\beta_{i,n}$ ,  $\beta_{k,n}$ ,  $\beta_{s,n}$ ;  $\beta_{j,p}$ ,  $\beta_{m,p}$ ,  $\beta_{f,p}$  – коэффициенты усиления по току базы  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  транзисторов, влияющих на токи узлов 3–4 и входной ток ( $I_{\text{БУ}}$ ) буферного усилителя.

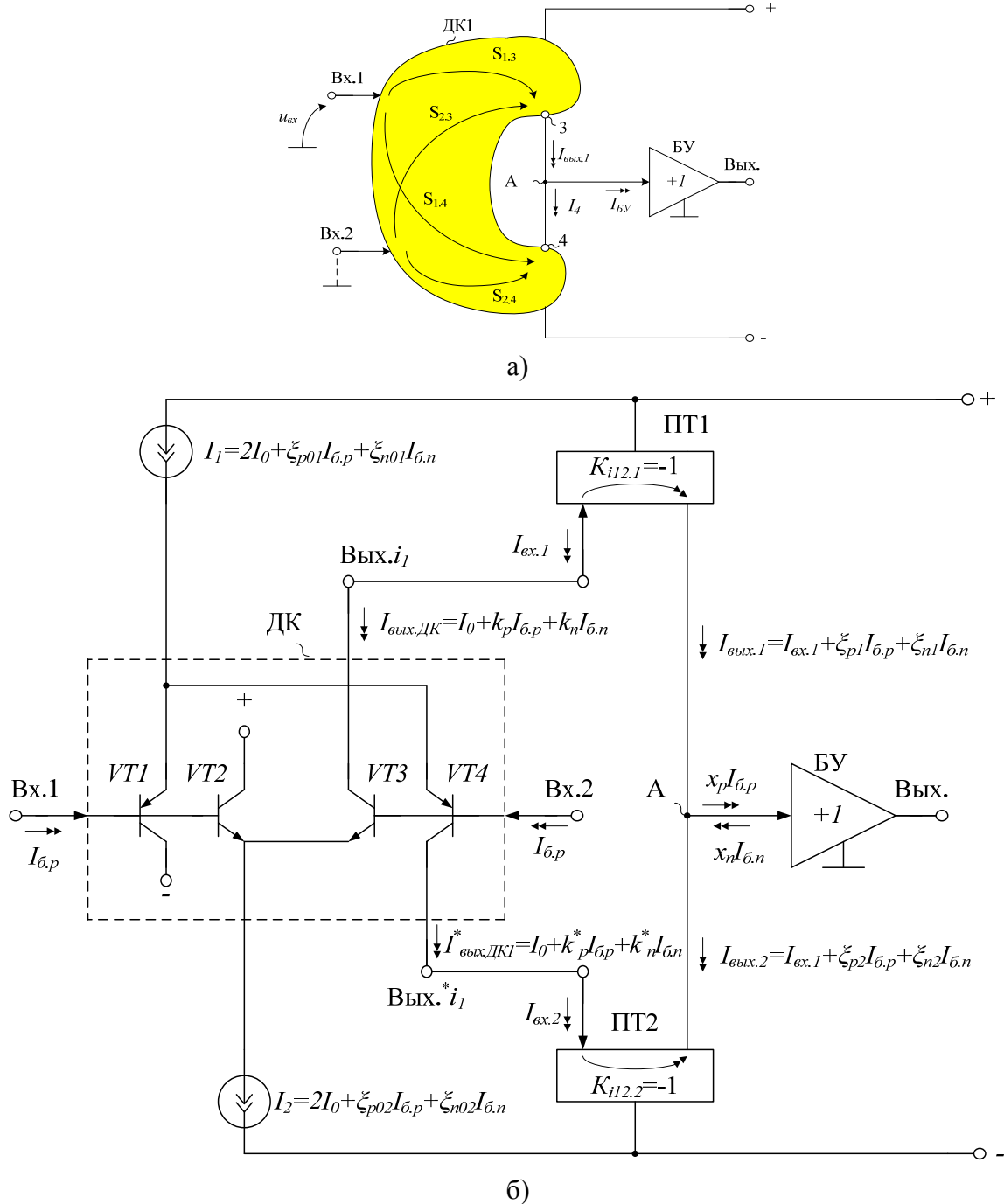


Рис. 1. Архитектура ДУ с малым  $U_{\text{см}}$  (а) и частный случай ее реализации (б)

Если в статическом режиме ( $u_{\text{вх}} = 0$ ) сумма токов в узле «А»  $I_p = I_{\text{вых.1}} - I_4 - I_{\text{БУ}}$  при его коротком замыкании на эквипотенциальную общую шину не равна нулю ( $I_p \neq 0$ ), то для компенсации статической ошибки ОУ в рабочем режиме необходимо на его дифференциальный вход (Вх.1, Вх.2) подавать некоторое напряжение, соответствующее э.д.с. смещения нуля

$U_{см.2} \approx S_{ДУ}^{-1} I_p$ , где  $S_{ДУ} = i_A / u_{ex}$  - крутизна усиления входного ДК1 при коротком замыкании узла «А» на эквипотенциальную шину.

Таким образом, одним из условий синтеза архитектур ОУ с малыми значениями второй систематической составляющей э.д.с. смещения нуля  $U_{см.2} \approx 0$  является такое построение архитектуры и основных подсхем ДК, ПТ1, ПТ2, БУ рис. 1(б), при которых во всем диапазоне внешних воздействий (температура, радиация), а также режимных изменений параметров транзисторов и их статических токов при вариациях напряжений питания, будет обеспечиваться равенство  $I_{вых.1} = I_{вых.2} + (x_p I_{\delta.p} + x_n I_{\delta.n})$ . Минимизация систематической составляющей  $U_{см.2}$  - это «зона ответственности» схемотехников, разрабатывающих аналоговую микросхему.

В зависимости от знака входного тока БУ ( $I_{БУ}$ ), а также свойств конкретной базовой архитектуры ОУ, которую необходимо модернизировать для уменьшения  $U_{см.2}$ , обусловленного влиянием  $\beta$  транзисторов, возможен синтез различных частных схем комплементарного ДУ, обладающих высокой стабильностью нулевого уровня.

Найдем ограничения на уровни токов смещения  $I_{см.i}$  относительно идеальных проходных характеристик входного каскада (ДК) и токовых зеркал (ПТ1, ПТ2) при произвольных значениях и знаке входного тока БУ ( $I_{БУ}$ ), полагая, что эти смещения обусловлены влиянием деградирующих под действием радиации токов базы  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  транзисторов (рис. 2-3).

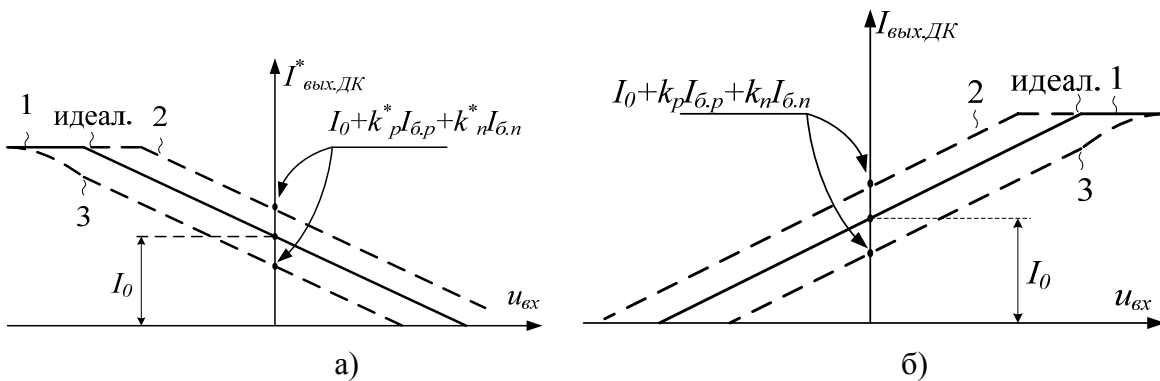


Рис. 2. Возможные варианты смещения характеристик подсхемы ДК (а, б), зависящее от численных значений и знаков масштабных коэффициентов  $k_i, \xi_i$

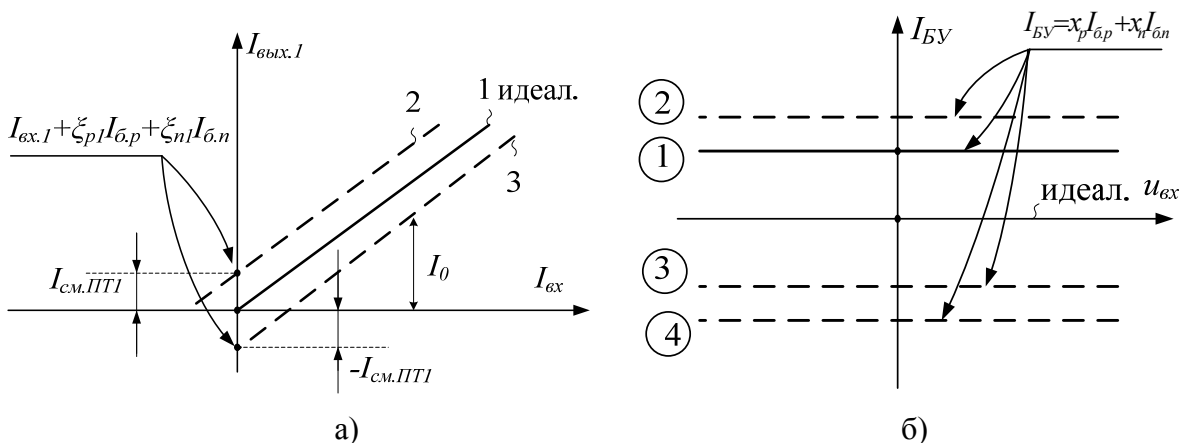


Рис. 3. Возможные варианты смещения характеристик подсхем ПТ1 (а), БУ (б)

В зависимости от схемотехники функциональных узлов ДК, ПТ1, ПТ2, БУ (рис. 1б), их смещения нуля могут быть как положительными, так и отрицательными. Поэтому коэффициенты  $k_i$ ,  $\xi_i$ ,  $x_i$ , характеризующие  $I_{см.i}$ , принимают как положительные, так и отрицательные значения. За счет выбора свойств на постоянном токе подсхем ДК, ПТ1, ПТ2 и БУ, можно обеспечить малое результирующее смещение нуля  $U_{см.2}$  в архитектуре комплементарного ДУ рис. 1(б), а также, небольшой его температурный и радиационный дрейф.

Будем считать, что каждая из подсхем ДК, ПТ1, ПТ2, БУ рис. 1(б) отличается от идеальной и имеет токовые координаты, несколько смещенные относительно «идеального» уровня на величины:

$$I_{см.1} = k_p I_{\bar{o}.p} + k_n I_{\bar{o}.n}, \quad (1)$$

$$I_{см2} = k_p^* I_{\bar{o}.p} + k_n^* I_{\bar{o}.n}, \quad (2)$$

$$I_{см.ПТ1} = \xi_{p1} I_{\bar{o}.p} + \xi_{n1} I_{\bar{o}.n}, \quad (3)$$

$$I_{см.ПТ2} = \xi_{p2} I_{\bar{o}.p} + \xi_{n2} I_{\bar{o}.n}, \quad (4)$$

$$I_{БУ} = x_n I_{\bar{o}.n} + x_p I_{\bar{o}.p}, \quad (5)$$

где  $k_i$ ,  $\xi_i$ ,  $x_i$  – масштабные коэффициенты при токах базы  $I_{\bar{o}.n}$ ,  $I_{\bar{o}.p}$ , характеризующие смещение нулевых уровней подсхем ДК, ПТ1, ПТ2 и БУ.

Поэтому, для узла «А» рис. 1(б):

$$\begin{aligned} I_0 + k_p I_{\bar{o}.p} + k_n I_{\bar{o}.n} + \xi_{p1} I_{\bar{o}.p} + \xi_{n1} I_{\bar{o}.n} + x_n I_{\bar{o}.n} = \\ = I_0 + x_p^* I_{\bar{o}.p} + k_n^* I_{\bar{o}.p} + \xi_{p2} I_{\bar{o}.p} + \xi_{n2} I_{\bar{o}.n} + x_p I_{\bar{o}.p} \end{aligned} \quad (5)$$

Последнее уравнение можно представить в виде:

$$I_{\bar{o}.n} (k_n + \xi_{n1} - x_n + k_n^* - \xi_{n2}) = I_{\bar{o}.p} (-k_p - \xi_{p1} + k_p^* + \xi_{p2} + x_p). \quad (6)$$

Таким образом, для минимизации составляющей  $U_{см.2}$  необходимо синтезировать подсхемы ДК, ПТ1, ПТ2, БУ, масштабные коэффициенты которых  $k_i$ ,  $\xi_i$ ,  $x_i$  при известных значениях токов базы  $I_{\bar{o}.p}$  и  $I_{\bar{o}.n}$  применяемых  $n$ - $p$ - $n$  и  $p$ - $n$ - $p$  транзисторов, удовлетворяют условию (6). При этом целесообразно выбирать:

$$k_n + \xi_{n1} + k_n^* = x_n + \xi_{n2}, \quad k_p^* + \xi_{p2} + x_p = k_p + \xi_{p1}. \quad (7)$$

В свою очередь коэффициенты  $k_i$ ,  $\xi_i$ ,  $x_i$  зависят от параметров  $\xi_{p01}$ ,  $\xi_{n01}$ ,  $\xi_{p02}$ ,  $\xi_{n02}$  источников опорного тока  $I_1$  и  $I_2$ .

Приведенные в [2-4] примеры иллюстрируют методику синтеза комплементарного дифференциального усилителя с архитектурой рис. 1.

Выводы:

1. Для минимизации систематической составляющей напряжения смещения нуля комплементарного ДУ масштабные коэффициенты  $k_n, \xi_{n1}, k_n^*, x_n, \xi_{n2}, k_p^*, \xi_{p2}, x_p, k_p, \xi_{p1}$  применяемых в них функциональных узлов следует выбирать в соответствии с равенством (7). Это позволит за счет введения слабой токовой асимметрии в архитектуру комплементарного ДУ уменьшить на 1–2 порядка статическую погрешность  $U_{см.2}$ , обусловленную конечной величиной  $\beta$  транзисторов и его радиационной (или температурной) зависимостью.

2. В связи с большим многообразием вариантов построения четырех функциональных узлов ДК, ПТ1, ПТ2, БУ, можно синтезировать более 1000 практических схем ДУ с малыми значениями систематической составляющей  $U_{см.2} \approx 0$  в условиях внешних воздействий.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Агаханян Т.М., Аствацатурьян Е.Р., Скоробогатов П.К. Радиационные эффекты в интегральных микросхемах. – М.: Энергоатомиздат, 1989.

2. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст]: заявка на патент Российской Федерации, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34 / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. - № 2009119631/09; заявл. 25.05.2009 (195)

3. Каскодный дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст] : заявка на патент Российской Федерации, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34 / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Серебряков А.И. – № 2009119952/09; заявл. 26.05.2009 (194)

4. Дифференциальный усилитель с малым напряжением смещения нуля [Текст]: заявка на патент Российской Федерации, МПК8 Н 03 F 3/45, 3/34/ Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С. – № 2009120332/09; заявл. 28.05.2009. (188)

---

---

УДК 621.282.001.63

*С. Г. Новиков, Н. Т. Гурин, И. В. Корнеев*

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ПЕРЕДАТОЧНОЙ N-ОБРАЗНОЙ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ**

В работе рассмотрен метод реализации встроенной защиты биполярных транзисторов от токовых перегрузок в управляющей цепи на основе комбинации элемента с N-образной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) с биполярным транзистором. Особенности приборов, реализованных по данному методу, являются наличие статической передаточной N-образной ВАХ, а также одной или нескольких цепей положительной обратной связи, которые позволяют ограничивать диапазон рабочих входных токов и выходных напряжений в заданных пределах. Использование данного метода позволит создавать структуры биполярных транзисторов со встроенной защитой от токовых перегрузок в управляющей цепи.

Использование современных биполярных транзисторов в качестве переключающих элементов в различных узлах современной электронной и микросистемной техники, бортовой электроники, микропроцессорных системах, а также системах телекоммуникаций предполагает их высокую надежность и стабильность работы, в том числе и в критических режимах, связанных с перегрузками по току и по напряжению, как в управляющих, так и в выходных (нагрузочных) цепях. Существуют методы защиты ключевых полупроводниковых приборов и нагрузочных цепей, связанные с использованием дополнительных ключевых элементов – предохранителей, как одноразовых, так и самовосстанавливающихся [1], а также с использованием встроенной защиты – когда в активные или пассивные области полупроводниковой структуры встраиваются дополнительные защитные элементы [2]. Последний метод наиболее интересен с точки зрения повышения «интеллектуальности» и функциональности ключевых элементов за счет интеграции схем защиты и ключа в одном кристалле, реализации цепей положительной обратной связи и повышения качества надежности полупроводниковой структуры при практически неизменной технологии их производства.

Одним из вариантов реализации встроенной защиты могут являться полупроводниковые структуры ключевых элементов со статическими передаточными N-образными ВАХ. Особенностью таких структур является наличие одной или нескольких цепей положительной обратной связи, которые позволяют получить диапазон рабочих входных токов и выходных напряжений в заданных ограниченных пределах.

Такие структуры возможно реализовать за счет использования прибора с N-образной ВАХ включенного во входную цепь биполярного транзистора

(рис.1а). Рассмотрим данную модель и проведем анализ возможности ее применения для реализации биполярного транзистора с передаточными N-образными ВАХ.

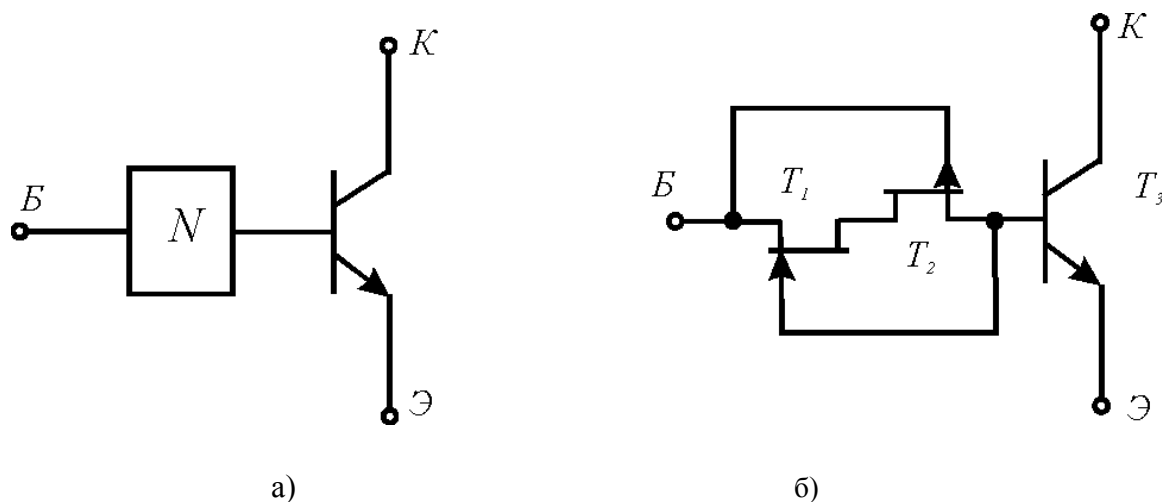


Рис.1. Структурная схема метода защиты биполярного транзистора от перегрузок по току в цепи базы (а) и принципиальная схема на основе аналога  $\lambda$ -диода (б)

Управление транзистором происходит посредством модуляции тока базы элементом с N-образной ВАХ, например схмотехническим аналогом  $\lambda$ -диода (рис.1б), состоящим из двух полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом [3]. В этой схеме с ростом входного напряжения увеличивается ток базы, вследствие чего увеличивается ток в коллекторной цепи транзистора. Эта картина наблюдается до момента, когда входной ток достигает максимума (ток пика N-элемента). В этот момент на выходной характеристике транзистора ток также достигает максимума. Затем при росте входного напряжения происходит уменьшение тока N-элемента, следовательно и тока базы биполярного транзистора, а также и тока коллектора. Таким образом, при перегрузке (по току или по напряжению) в управляющей цепи биполярного транзистора его выходной ток не превысит некоторого установленного значения, что равносильно защите нагрузочных цепей от токовых перегрузок.

Для анализа и моделирования работы комбинированного биполярного транзистора, схема которого приведена на рис.1б, проведем предварительную оценку тока схмотехнического аналога  $\lambda$ -диода, а затем соединим полученное выражение с выражениями для ВАХ биполярного транзистора.

Для получения выражения ВАХ схмотехнического аналога  $\lambda$ -диода будем считать транзисторы симметричными и учтем, что каждый транзистор работает до момента полного запираения при напряжениях сток-исток не превышающих напряжения отсечки этого транзистора [4]. При этих условиях зависимость тока через полевой транзистор от напряжения сток-исток можно приближенно считать линейной, напряжения  $U_{cu1}=U_{zu2}=U/2$  и  $U_{cu2}=U_{zu1}=-U/2$  равными по модулю, и тогда ВАХ полевого транзистора можно описать простой формулой:

$$I_N(U) = \frac{US_{\max}}{2} \left( 1 - \left| \frac{U}{2U_{i0N}} \right| \right)^2, \quad (1)$$

где  $S_{\max}$  – максимальная крутизна полевого транзистора,  $U_{OTC}$  – напряжение отсечки полевого транзистора.

Для моделирования ВАХ биполярного транзистора можно воспользоваться моделью Эберса-Молла [5]. Для построения математической модели введем некоторые ограничения:

- Рассматриваемые составляющие структуру транзисторы являются бездрейфовыми.
- На характеристики не влияет различие между площадями эмиттера и коллектора. В активном режиме это допущение не приводит к существенным погрешностям.
- Падения напряжения на омических сопротивлениях областей транзистора нет. Это допущение приемлемо при малых уровнях сигнала.
- Рассмотрим только одномерную модель, т.е. считаем, что носители переносятся только в одном направлении, и краевые эффекты отсутствуют.

Характеристические токи транзистора рассчитываются по известным формулам [5]:

$$\begin{aligned} I_{y,y} &= I_{ns}^a \coth\left(\frac{W_0}{L_n}\right), \\ I_{y,e} &= I_{ns}^a \operatorname{csc} h\left(\frac{W_0}{L_n}\right), \\ I_{e,e} &= I_{ns}^a \coth\left(\frac{W_0}{L_n}\right), \end{aligned}$$

где  $I_{ns}^b$  – ток насыщения одиночного  $p-n$ -перехода, определяемый по формуле:

$$I_{ns}^a = \frac{qD_n n_a S_y}{L_n},$$

где  $q$  – элементарный заряд,  $D_n$  – подвижность носителей,  $L_n$  – диффузионная длина носителей,  $S_y$  – площадь эмиттерного перехода,  $n_0$  – плотность равновесных носителей в базе,  $W_0$  – ширина базы.

Зависимость тока базы от напряжения база-эмиттер:

$$I_A(U_{AY}) = (I_{YY} - 2I_{EE} + I_{EE}) \left( e^{\frac{U_{AY}}{U_i}} - 1 \right),$$

где  $U_i = kT/q$  – тепловой потенциал.

Выходной ток коллектора зависит от напряжения  $U_{кэ}$  и тока базы  $I_B$ :

$$I_E(U_{EY}, I_A) = \frac{(I_A(U_{AY}) + I_{YY} + I_{EE} - 2I_{YY}) \cdot \left( I_{EY} - I_{EE} e^{\frac{U_{EY}}{U_i}} \right)}{I_{YY} - I_{EY} - (I_{YE} - I_{EE}) e^{\frac{U_{EY}}{U_i}}} - I_{EY} + I_{EE}. \quad (2)$$



Ток  $I_B$  в (2) равен току  $\lambda$ -диода (1).

Влияние падения напряжения на открытом переходе база-эмиттер для упрощения учтем в виде составляющей  $U_d$ , зависящей от напряжения открытия перехода база-эмиттер. Таким образом, зависимость тока базы от входного напряжения определяется выражением:

$$I_A(U_{A\bar{O}}) = \frac{(U_{A\bar{O}} - U_{A\bar{}})}{2R_m} \left( 1 - \left| \frac{U - U_{A\bar{}}}{2U_{i\bar{O}\bar{N}}} \right| \right)^2,$$

а ток коллектора будет представлять уравнение поверхности.

$$I_E(U_{E\bar{Y}}, U_{A\bar{O}}) = \frac{(I_A(U_{A\bar{O}}) + I_{Y\bar{Y}} + I_{E\bar{E}} - 2I_{Y\bar{Y}}) \cdot \left( I_{E\bar{Y}} - I_{E\bar{E}} e^{\frac{U_{E\bar{Y}}}{U_i}} \right)}{I_{Y\bar{Y}} - I_{E\bar{Y}} - (I_{Y\bar{E}} - I_{E\bar{E}}) e^{\frac{U_{E\bar{Y}}}{U_i}}} - I_{E\bar{Y}} + I_{E\bar{E}}. \quad (3)$$

Графическая интерпретация выражения (3) представлено на рис.2.

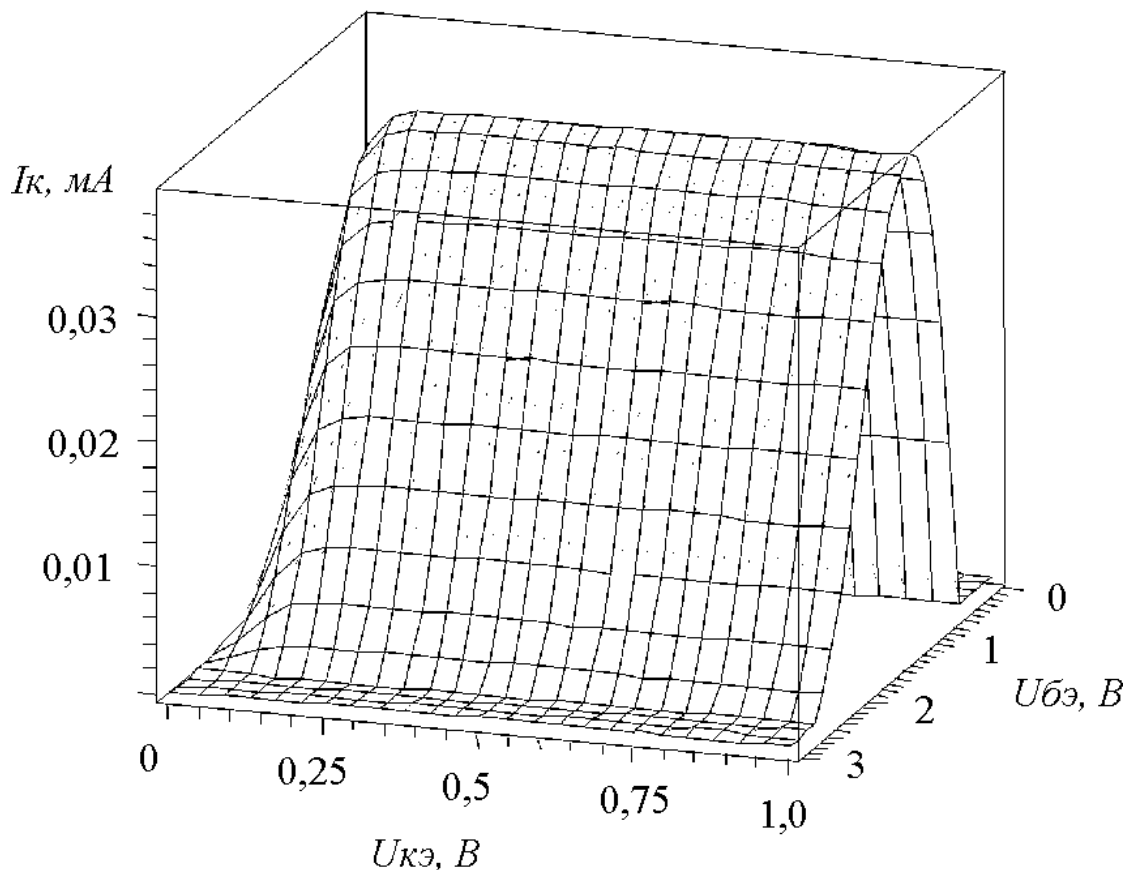


Рис.2. Семейство выходных ВАХ биполярного транзистора с передаточной N-образной характеристикой, полученное в результате математического моделирования

Сечение этой поверхности плоскостью  $(I_K, U_{KЭ})$  при фиксированном напряжении  $U_{БЭ}$  даст выходную характеристику, а сечение плоскостью  $(I_K, U_{БЭ})$  – передаточную.

Для проверки принципиальной работоспособности схемы замещения и подтверждения результатов математического моделирования рассмотренного биполярного транзистора проведено схемотехническое моделирование с использованием программного пакета MicroCap и входящего в него модуля PSpice.

Лямбда-диод реализован на основе двух полевых транзисторов из библиотеки пакета с заменой их модельных параметров на параметры, соответствующие экспериментальным образцам. В качестве биполярного транзистора использован зарубежный аналог транзистора КТ3102.

В результате компьютерного моделирования получены семейство ВАХ, изображенные в виде поверхности на рис.3.

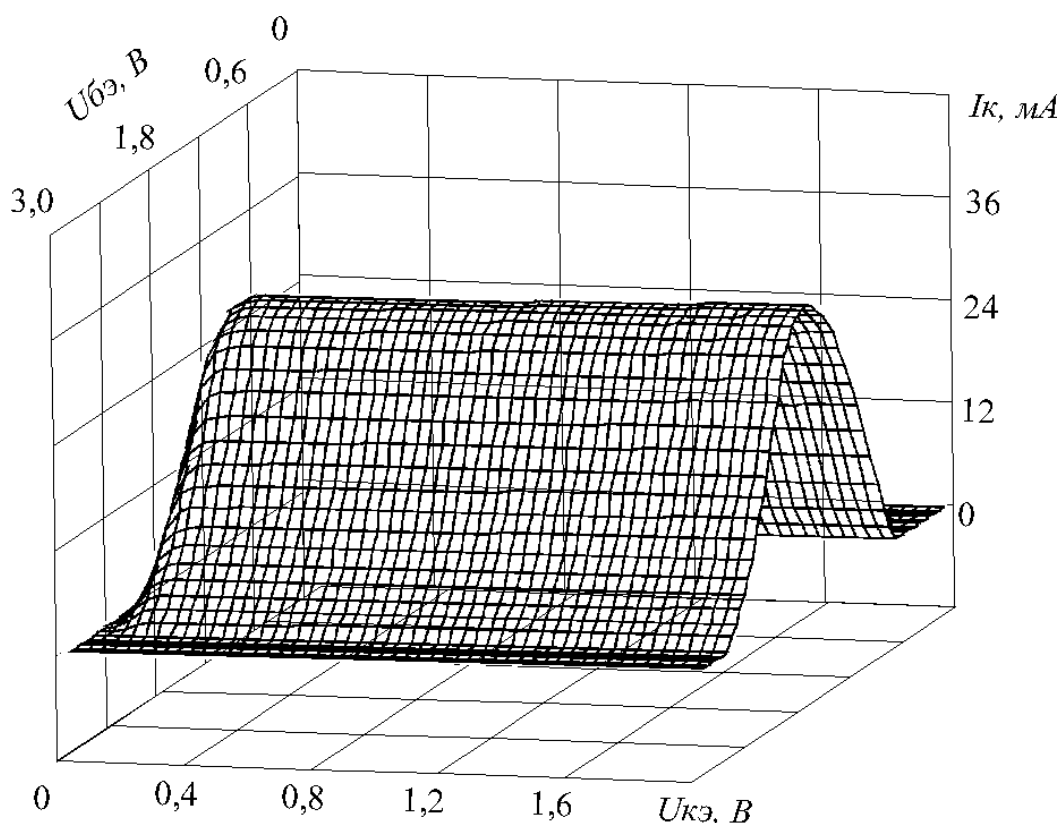


Рис.3. Семейство выходных характеристик биполярного транзистора с передаточной N-образной ВАХ, полученных в результате схемотехнического моделирования

Для подтверждения результатов математического и схемотехнического моделирования проведено экспериментальное исследование входных, выходных и передаточных характеристик экспериментальных образцов, реализованных на базе полевых транзисторов КП103 (канал р-типа) и КП303 (канал n-типа), и биполярного транзистора КТ3102 с коэффициентом передачи  $h_{21}=120$ . На рис.4 представлена передаточная характеристика экспериментального образца.

Передаточная характеристика имеет N-образную форму с максимумом при напряжении 1,5 В. Как следует из рисунка увеличение выходного напряжения приводит к увеличению тока пика характеристики. При напряжении свыше 2,6 В ток начинает уменьшаться, что показывает уменьшение нагру-

зочного тока при росте входного напряжения и обеспечивает защиту от перенапряжения. Семейство выходных характеристик экспериментального образца приведено на рис.5.

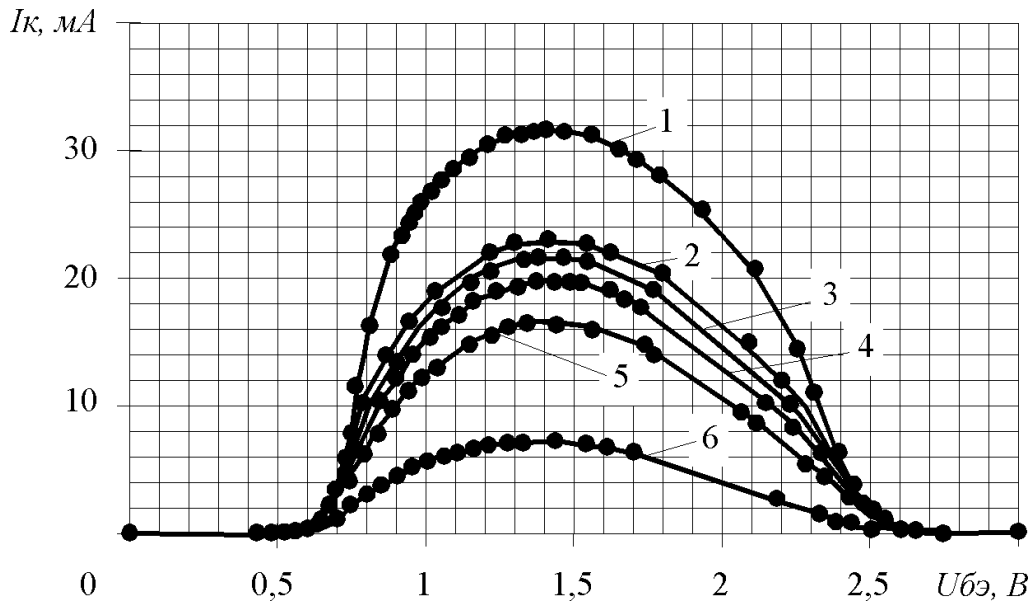


Рис.4. Семейство передаточных характеристик экспериментального образца при различных значениях  $U_{кэ}$ : 1 – 1 В, 2 – 0,5 В, 3 – 0,4 В, 4 – 0,3 В, 5 – 0,2 В, 6 – 0,1 В

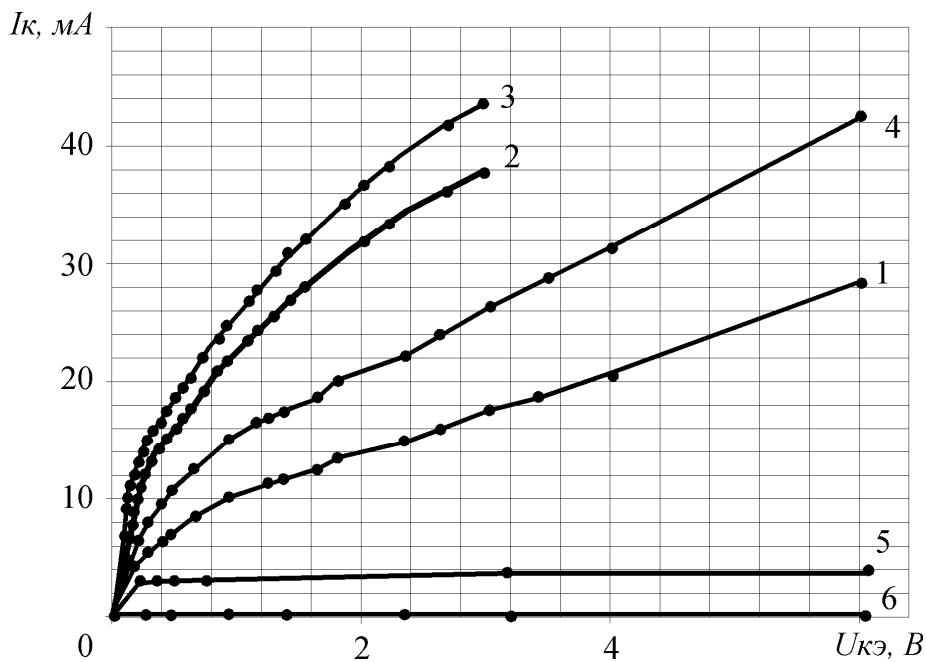


Рис.5. Семейство выходных характеристик экспериментального образца при различных значениях  $U_{бэ}$ : 1 – 2,2 В, 2 – 2 В, 3 – 1 В, 4 – 0,8 В, 5 – 0,7 В, 6 – 0,6 В

Как видно из рисунка, при увеличении входного напряжения первоначально происходит рост тока коллектора, а затем уменьшение. Это и обеспечивает режим защиты биполярного транзистора по входу.

При сравнении результатов математического (рис.2) и схемотехнического (рис.3) моделирования с результатами экспериментального исследования (рис.4) можно отметить хорошее качественное согласование. Количественное согласование в данном исследовании недостигнуто из-за, упрощения математической модели и отличий использованных моделей транзисторов от реальных экспериментальных образцов.

Таким образом, предложенный метод реализации встроенной защиты биполярных транзисторов от токовых перегрузок в управляющей цепи на основе комбинации элемента с N-образной ВАХ с биполярным транзистором является эффективным, полученные аналитические соотношения для статических вольт-амперных характеристик рассмотренных структур позволяют проводить расчет параметров биполярных транзисторов с защитой по входу, а разработанные схемотехнические модели приборов с N-образной ВАХ и защитой от перенапряжения могут найти применение в различных узлах электронной аппаратуры.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дюбоу М. Электронный переключатель взамен плавкого предохранителя // Электроника. –1974. – №4. – С. 72-73.
2. Интегральный транзистор с защитой от перенапряжений. Пат. РФ №2175461, опубл. 2001.
3. Chua L.O., Yu J., Yu Y. Bipolar-JFET-MOSFET Negative Resistance Devices // IEEE. Transactions on Circuits and Systems. –1985. – №1. – P.46-61.
4. Агафонов В. Упрощенный расчет лямбда-диода // Радио. – 1997. –N 8, –С. 48.
5. Спиридонов Н.С. Основы теории транзисторов/ Киев: Техника, 1975.–360с.

---

---

УДК 004.3'144:621.3.049.75

*А. А. Кувшинов*

## **АППАРАТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ БАЗИСОВ ТРЕХЗНАЧНОЙ ЛОГИКИ ОДНОКАНАЛЬНЫМИ РЕЛЯТОРАМИ**

Получены схемотехнические ИАВ-формулы базовых трехзначных функций и показана возможность программирования релейной структуры на воспроизведение необходимой функции заданием соответствующих трехзначных констант на компараторных и переключательных входах

**Постановка задачи.** В фундаментальных работах профессора Л. И. Волгина разработана метасистема алгебраических логик, бинарные и многоместные операции которых порождаются функцией-аксиомой взвешенных степенных средних  $[1 \div 4]$ . Базовая ветвь метасистемы объединяет ряд алгебраических логик – алгебру скалярных произведений (АСП), комплементарную алгебру (КА), предикатную алгебру выбора (ПАВ), импликативную алгебру выбора (ИАВ), непрерывную логику (НЛ), многозначные логики (МЗЛ), булеву алгебру (БЛ) – с областью значений переменных от континуальной (АСП) до двузначной (БЛ). Практически значимым следствием семантического единства алгебраических логик базовой ветви метасистемы является универсальность элементного базиса, осуществляющего аппаратную реализацию базовых операций. В [5, 6] показано, что базовые бинарные операции КА, ПАВ, ИАВ, НЛ и БЛ воспроизводятся универсальным логическим элементом – одноканальным релятором. Однако в указанных исследованиях не затронуты вопросы аппаратной реализации функций МЗЛ, которые находят достаточно широкое практическое применение, например, в информационно-измерительной технике, в системах технического зрения, в задачах технической диагностики сложных систем [7,8]. Внимания заслуживает, прежде всего трехзначная логика, математический аппарат которой достаточно глубоко разработан, а троичная система счисления является наиболее экономичной для представления чисел [9].

В настоящей работе рассмотрена возможность и целесообразность использования одноканальных реляторов в качестве универсального элементного базиса трехзначной логики.

**Основные операции трехзначной логики.** Базовыми для трехзначной логики являются следующие функции одной ( $x$ ) и двух ( $x_1, x_2$ ) переменных, заданных на трехэлементном множестве  $\{0,1,2\}$  [10]:

- константы 0,1,2, т.е. функции, для которых все переменные являются фиктивными;
- характеристические функции  $\varphi_i(x) = \begin{cases} 2, & \text{если } x = i \\ 0, & \text{если } x \neq i \end{cases}$ , где  $i = 0,1,2$ ;
- функции инверсии  $f(x) = 2 - x$ ;
- функции циклического отрицания  $f(x) = x + 1(\text{mod } 3)$ ;
- функция трехзначной дизъюнкции  $f(x_1, x_2) = x_1 \vee x_2 = \max(x_1, x_2)$ ;
- функция трехзначной конъюнкции  $f(x_1, x_2) = x_1 \wedge x_2 = \min(x_1, x_2)$ ;
- трехзначная функция Вебба  $f(x_1, x_2) = \max(x_1, x_2) + 1(\text{mod } 3)$ .

Данные функции примечательны тем, что из них могут быть образованы ряд базисов: Поста (дизъюнкция и циклическое отрицание), Россера и Тьюкетта (характеристические функции, конъюнкция, дизъюнкция, константы), Вебба (функция Вебба). Аппаратурная реализация любого базиса открывает возможность синтеза произвольных трехуровневых логических систем.

**Элементный базис релейторов.** Одноканальный релейтор RL (рис. 1) содержит аналоговый компаратор DA, управляющий замыкающим S и размыкающим  $\bar{S}$  ключами переключательного канала и воспроизводит базовые бинарные операции импликативной алгебры выбора – ИАВ-дизъюнкцию ( $\vee$ ) и ИАВ-конъюнкцию ( $\wedge$ ) [5,6]

$$\vee(y_1, y_2) = y_1 \cdot I(x_1 - x_2) + y_2 \cdot I(x_2 - x_1), \quad (1)$$

$$\wedge(y_1, y_2) = y_1 \cdot I(x_2 - x_1) + y_2 \cdot I(x_1 - x_2), \quad (2)$$

где  $y_1, y_2$  - предметные переменные, удовлетворяющие условиям выделения  $y_i \cdot 1 = y_i$  и поглощения  $y_i \cdot 0 = 0$  на отрезке  $[y_{\min}, y_{\max}]$  с центром  $y_0 = 0,5 \cdot (y_{\min} + y_{\max})$ ,  $x_1, x_2$  - предикатные переменные, область определения которых в общем случае есть действительные числа;  $I(x)$  - единичная функция, равная единице при  $x \geq 0$  или нулю при  $x < 0$ .

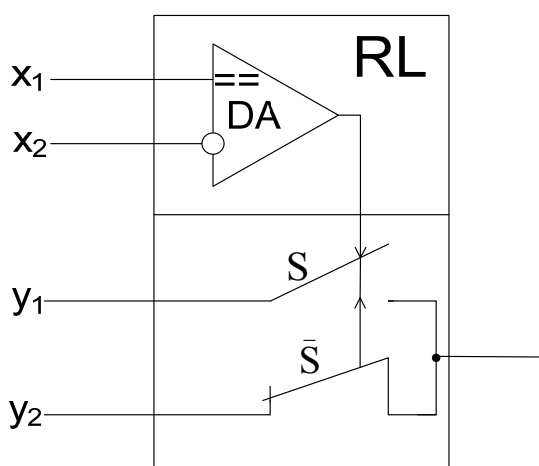


Рис. 1. Одноканальный релейтор

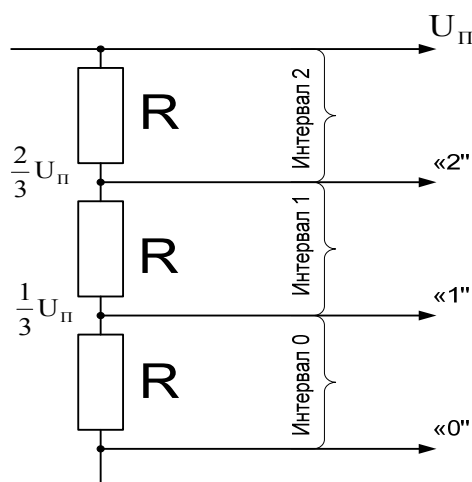


Рис. 2. Генератор констант

При аппаратурной реализации ИАВ-операций (1), (2) предметными и предикатными переменными являются напряжения одноименных сигналов, диапа-

зон значений которых определяется напряжением питания  $U_{\Pi}$ . При однополярном питании границы диапазона определяются значениями  $y_{\min} = 0$ ,  $y_{\max} = U_{\Pi}$ , при двухполярном питании – значениями  $y_{\min} = -U_{\Pi}$ ,  $y_{\max} = +U_{\Pi}$ .

Базовые ИАВ-операции (1), (2) сохранят справедливость и в частном случае задания предметных и предикатных переменных на трехэлементных множествах  $\{0,1,2\}$  или  $\{-1,0,1\}$ . Выбор задающего множества естественным образом определяется характером напряжения питания одноканального релятора RL. При однополярном питании удобно задавать переменные на множестве  $\{0,1,2\}$ , при двухполярном питании – на множестве  $\{-1,0,1\}$ . Моделирование элементов задающего множества значениями напряжений целесообразно осуществлять путем отображения «интервал  $\rightarrow$  точка», которое применительно к множеству  $\{0,1,2\}$  имеет вид

$$\begin{aligned} \left\{ 0 \div \frac{1}{3}U_{\Pi} \right\} &= \text{интервал } 0 \rightarrow \text{лог. } 0, \\ \left\{ \frac{1}{3}U_{\Pi} \div \frac{2}{3}U_{\Pi} \right\} &= \text{интервал } 1 \rightarrow \text{лог. } 1, \\ \left\{ \frac{2}{3}U_{\Pi} \div U_{\Pi} \right\} &= \text{интервал } 2 \rightarrow \text{лог. } 2. \end{aligned} \quad (3)$$

Такой способ моделирования исключает зоны неопределенности и обеспечивает помехозащищенность логических значений на уровне  $1/3$  величины напряжения питания. При необходимости, границы интервалов могут корректироваться для увеличения помехоустойчивости к отдельным видам наиболее интенсивных помех. Аналогичным образом осуществляется отображение «интервал  $\rightarrow$  точка» для моделирования элементов множества  $\{-1,0,1\}$ .

**Генератор констант.** Простейшим генератором констант, реализующим отображение (3) является делитель напряжения, подключенный к шине питания  $U_{\Pi}$  (рис. 2). На выводах делителя напряжения, обозначенных символами одноименных констант «0», «1», «2», действуют напряжения, соответствующие нижним границам одноименных интервалов отображения (3). Такое задание позволяет с помощью компаратора ДА одноканального релятора RL идентифицировать весь интервал, как соответствующую константу.

**Трехзначные дизъюнкция и конъюнкция.** ИАВ-операции (1), (2) при условиях отождествления предметных и предикатных переменных  $y_1 = x_1$ ,  $y_2 = x_2$  и задания области допустимых значений трехэлементным множеством  $\{0,1,2\}$  трансформируются в одноименные операции трехзначной логики

$$V(x_1, x_2) = x_1 \cdot I(x_1 - x_2) + x_2 \cdot I(x_2 - x_1) = \begin{cases} x_1, & \text{если } x_1 \geq x_2 \\ x_2, & \text{если } x_2 \geq x_1 \end{cases} = \max(x_1, x_2), \quad (4)$$

$$\Lambda(x_1, x_2) = x_1 \cdot I(x_2 - x_1) + x_2 \cdot I(x_1 - x_2) = \begin{cases} x_1, & \text{если } x_1 < x_2 \\ x_2, & \text{если } x_2 < x_1 \end{cases} = \min(x_1, x_2). \quad (5)$$

Левую часть преобразований (4), (5) можно рассматривать в качестве схемотехнических ИАВ-формул трехзначных дизъюнкции и конъюнкции соответственно, которые позволяют формализовать синтез трехуровневых дизъюнктора и конъюнктора в элементном базисе релейторов. Достаточно соединить компараторные и переключательные входы в соответствии с (4), (5) как показано на рис. 3, 4.

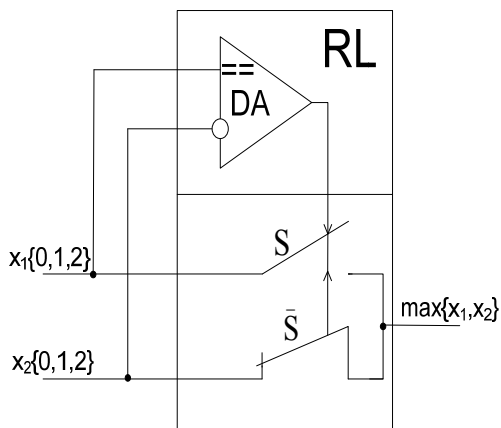


Рис. 3. Трехуровневый дизъюнктор

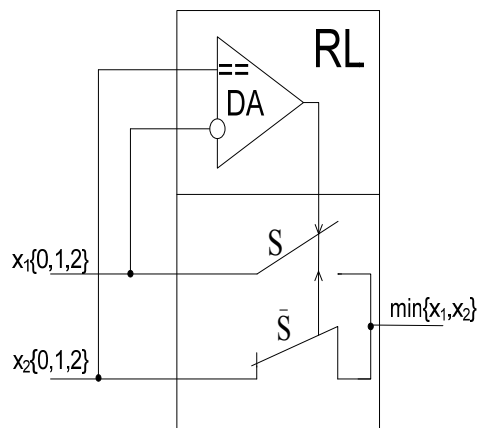


Рис.4. Трехуровневый конъюнктор

**Трехзначные функции инверсии и циклического отрицания.** Для получения схемотехнических ИАВ-формул трехзначных функций инверсии и циклического отрицания необходимо предварительно выполнить процедуру однократной предметной суперпозиции, которая формально заключается в замещении предметной переменной бинарной операцией вида (1) или (2). Если в качестве исходной принять операцию ИАВ-дизъюнкции, записанной в форме

$$V(y_1, y_2) = y_1 \cdot I(x_1 - x) + y_2 \cdot I(x - x_1),$$

то результатом однократной предметной суперпозиции будет трехместная ИАВ-функция

$$\begin{aligned} V[(y_1, y_2), y_3] &= V(y_1, y_2) \cdot I(x_2 - x) + y_3 \cdot I(x - x_2) = \\ &= y_1 \cdot I(x_1 - x) \cdot I(x_2 - x) + y_2 \cdot I(x - x_1) \cdot I(x_2 - x) + y_3 \cdot I(x - x_2), \end{aligned} \quad (6)$$

где  $x_1, x_2$  - фиксированные значения предикатной переменной  $x$ .

Произведение единичных функций при  $x_1 < x_2$

$$I(x_1 - x) \cdot I(x_2 - x) = I(x_1 - x),$$

а трехместная ИАВ-функция (6) существенно упрощается

$$V(y_1, y_2, y_3) = y_1 \cdot I(x_1 - x) + y_2 \cdot I(x - x_1) \cdot I(x_2 - x) + y_3 \cdot I(x - x_2). \quad (7)$$

Аналогичная процедура может быть выполнена и с использованием бинарной операции ИАВ-конъюнкции (2). Трехместная ИАВ-функция (7) при фиксированных значениях предметных переменных реализует отображение вида (3), т.е.

- интервал  $[x_1 < x] \rightarrow y_1 = \text{const} .,$
- интервал  $[x_1 \leq x < x_2] \rightarrow y_2 = \text{const} .,$
- интервал  $[x \geq x_2] \rightarrow y_3 = \text{const} .$



Если предметные и предикатные переменные заданы на трехэлементном множестве  $\{0,1,2\}$ , то трехместная ИАВ-функция (7) может быть преобразована в схемотехническую ИАВ-формулу трехзначной инверсии. Достаточно таблицу истинности трехзначной инверсии (табл. 1)

Таблица 1

x	0	1	2
$\bar{x}$	2	1	0

преобразовать в интервальную таблицу 2,

Таблица 2

Интервал	0	1	2
Предикатные переменные	$x < x_1 = 1$	$x_1 = 1 \leq x < x_2 = 2$	$x \geq x_2 = 2$
Предметные переменные	$y_2 = 2$	$y_2 = 1$	$y_2 = 0$

в которой каждому интервалу значений предикатной переменной ставится в соответствие фиксированное значение предметных переменных. С помощью интервальной таблицы 2 трехместная ИАВ-функция (7) преобразуется в схемотехническую ИАВ-формулу трехзначной инверсии

$$\bar{x} = V(2,1,0) = 2 \cdot I(1-x) + 1 \cdot I(x-1) \cdot I(2-x) + 0 \cdot I(x-2), \quad (8)$$

позволяющей синтезировать в элементном базисе одноканальных реляторов трехуровневый инвертор, показанный на рис. 5.

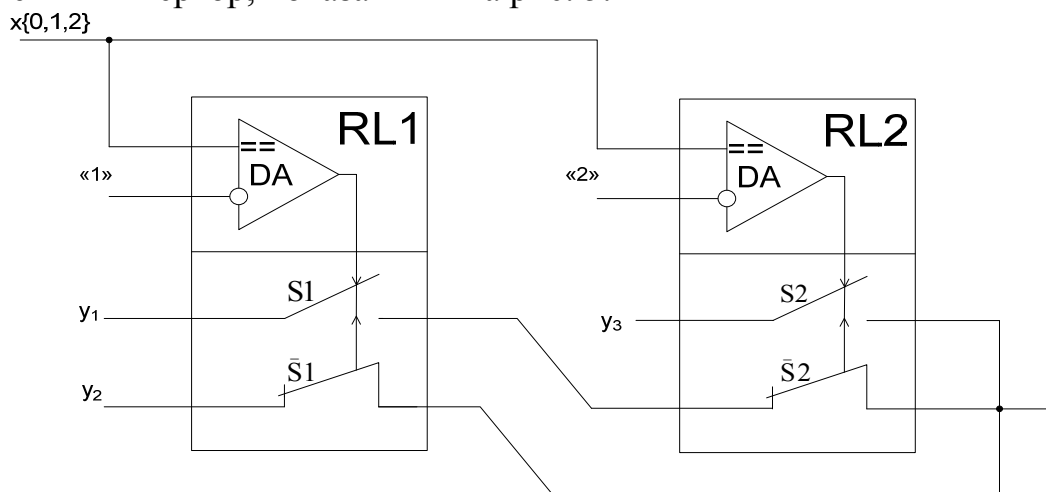


Рис. 5. Трехуровневый реляторный элемент с программируемой функцией:

- $\{y_1 = 2, y_2 = 1, y_3 = 0\}$  - трехзначная инверсия;
- $\{y_1 = 1, y_2 = 2, y_3 = 0\}$  - циклическое отрицание;
- $\{y_1 = 0, y_2 = 2, y_3 = 0\}$  - характеристическая функция 1-го порядка

Для этого, согласно схемотехнической ИАВ-формуле (8), необходимы два одноканальных релятора RL1, RL2, у которых прямые компараторные входы объединяются для подачи трехзначной входной переменной  $x_{\{0,1,2\}}$ , а на инверсных компараторных входах фиксируются константы, подключенные к со-

ответствующим выводам генератора констант «1» и «2». На трех переключа- тельных входах устанавливаются фиксированные значения предметных пере- менных «2», «1», «0», причем, согласно (8), константа «2» должна передаваться на выход трехуровневого инвертора через размыкающий ключ  $\bar{S}1$  одноканаль- ного релятора RL1, константа «1» - через последовательно соединенные замы- кающий ключ S1 одноканального релятора RL1 и размыкающий ключ  $\bar{S}2$  одно- канального релятора RL2, константа «0» - через замыкающий ключ S2 однока- нального релятора RL2.

Аналогичным образом, для функции циклического отрицания на основе исходной таблицы истинности 3

Таблица 3

x	0	1	2
$\bar{x}$	1	2	0

формируется интервальная таблица 4,

Таблица 4

Интервал	0	1	2
Предикатные переменные	$x < x_1 = 1$	$x_1 = 1 \leq x < x_2 = 2$	$x \geq x_2 = 2$
Предметные переменные	$y_1 = 1$	$y_2 = 2$	$y_3 = 0$

с помощью которой трехместная ИАВ-функция (7) преобразуется в схемотех- ническую ИАВ-формулу

$$\bar{x} = V(1,2,0) = 1 \cdot I(1-x) + 2 \cdot I(x-1) \cdot I(2-x) + 0 \cdot I(x-2), \quad (9)$$

позволяющей синтезировать в элементном базисе одноканальных реляторов трех- уровневый циклический инвертор. Структура последнего, как следует из сравнения схемотехнических ИАВ-формул (8) и (9), совпадает со структурой трехуровневого инвертора, показанной на рис. 5. Отличие состоит только в том, что на переключа- тельных входах одноканального релятора RL1 взаимозамещаются предметные кон- станты «1»  $\leftrightarrow$  «2». Как видно, для изменения вида выполняемой трехзначной функции – инверсия или циклическое отрицание – не требуется изменения схемо- технической структуры. Достаточно взаимозамещения предметных констант, т.е. изменения первоначальной инициализации схемотехнической структуры.

**Характеристические функции.** В данном случае трехместная ИАВ- функция (7) также преобразуется в соответствующие схемотехнические ИАВ- формулы

$$\varphi_0(x) = V(2,0,0) = 2 \cdot I(1-x) + 0 \cdot I(x-1) \cdot I(2-x) + 0 \cdot I(x-2) = 2 \cdot I(1-x) + 0 \cdot I(x-1), \quad (10)$$

$$\varphi_1(x) = V(0,2,0) = 0 \cdot I(1-x) + 2 \cdot I(x-1) \cdot I(2-x) + 0 \cdot I(x-2), \quad (11)$$

$$\varphi_2(x) = V(0,0,2) = 0 \cdot I(1-x) + 0 \cdot I(x-1) \cdot I(2-x) + 2 \cdot I(x-2) = 0 \cdot I(2-x) + 2 \cdot I(x-2). \quad (12)$$

Схемотехнические ИАВ-формулы (10), (12) трехзначных характеристиче- ских функций нулевого порядка  $\varphi_0(x)$  и второго порядка  $\varphi_2(x)$  сводятся к би- нарной ИАВ-операции вида (1) при соответствующих значениях предикатных и

предметных констант. Аппаратурная реализация  $\varphi_0(x)$  и  $\varphi_2(x)$  осуществляется одноканальным релятором RL при соответствующей инициализации его схемотехнической структуры, как показано на рис. 6.

Схемотехническая ИАВ-формула (11) трехзначной характеристической функции первого порядка  $\varphi_1(x)$  сохраняет трехместный характер исходного выражения (7) и аппаратно реализуется схемотехнической структурой показанной на рис. 5 при соответствующей инициализации путем задания констант на переключательных входах.

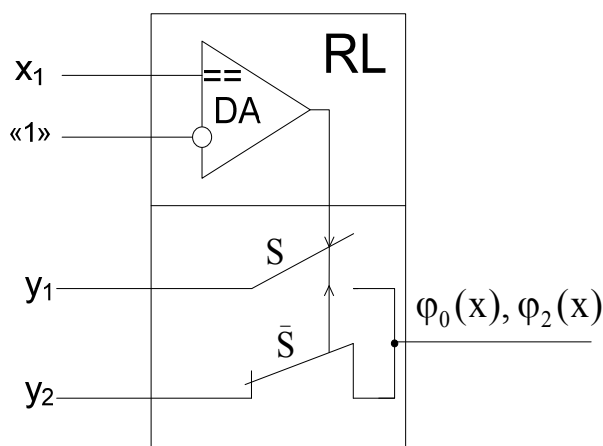


Рис. 6. Трехуровневый характеристический элемент:  
 $\{y_1 = 0, y_2 = 2\}$  - нулевого порядка;  
 $\{y_1 = 2, y_2 = 0\}$  - второго порядка

**Выводы.** 1. Одноканальные реляторы воспроизводят основные базисы трехзначной логики при задании предметных и предикатных переменных на трехэлементном множестве.

2. Синтез трехуровневых логических элементов может быть формализован путем преобразования трехзначной функции в схемотехническую ИАВ-формулу и отображения последней в структурную схему посредством элементного базиса одноканальных реляторов.

3. Трехуровневые логические элементы на одноканальных реляторах могут программироваться на реализацию различных трехзначных функций без изменения схемотехнической структуры путем задания соответствующих констант на переключательных и компараторных входах.

4. Схемы реляторных трехуровневых элементов могут использоваться как принципиальные для практической реализации на стандартных микросхемах аналоговых компараторов и аналоговых ключей или как структурные для разработки специализированных трехуровневых реляторных КМОП-микросхем.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волгин Л. И. Континуальные логики и предметные алгебры, порождаемые функцией взвешенных степенных средних // Информационные технологии. – 1999. - №9. – С. 2-10.

2. Волгин Л. И. Континуальные логико-алгебраические исчисления, совместимые с двузначной булевой алгеброй логики // Информационные технологии. – 2000. - №8. – С.27-33.
3. Волгин Л. И. Алгебраические логики: взаимоотношения, законы и свойства // Библиотечка журнала «Информационные технологии», (приложение). – 2003. - №6. – 24с.
4. Волгин Л. И. Метасистема взаимоотношений алгебраических логик и сопутствующих исчислений, порождаемых функцией-аксиомой взвешенных степенных средних // Информационные технологии. – 2002. - №7. – С. 20-26.
5. Волгин Л. И. Синтез устройств для обработки и преобразования информации в элементарном базисе реляторов. – Таллин: Валгус, 1989. – 180 с.
6. Волгин Л. И. Элементарный базис реляторной схемотехники. – Тольятти: Поволжский технологический институт сервиса, 1999. – 70 с.
7. Корсунов И. И., Дмитриенко В. Д., Леонов С. Ю. Моделирование динамики цифровых устройств с использованием К-значного кодирования // Электронное моделирование. – 1992. – Т.14. - №6.- С.82-89.
8. Левин В. И. Логические методы анализа надежности систем при невероятностных оценках надежности элементов // Электронное моделирование. – 1992. – Т.14. №1. – С.49-56.
9. Фомин С. В. Системы счисления. – М.: Наука, 1987. – 48 с.
10. Поспелов Д. А. Логические методы анализа и синтеза схем. – М.: Энергия, 1974. – 368 с.

---

---

УДК 621.317.795.2

*Г. Н. Абрамов, Ю. Г. Абрамов*

## **РЕЦИРКУЛЯЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВРЕМЯ-КОД ПРОГРЕССИРУЮЩЕГО ТИПА**

Рециркуляционные преобразователи время-код (РПВК) прогрессирующего типа основаны на рециркуляции преобразуемого временного интервала (ВИ) длительностью  $t_x$ , представленного в виде прямоугольного импульса или в виде двух прямоугольных импульсов калиброванной длительности  $t_n$  и  $t_k$ , соответствующие началу и концу преобразуемого ВИ длительностью  $t_x$ , в рециркуляторе, причем в каждой из рециркуляций преобразуемый ВИ расширяют (увеличивают) на образцовое значение длительности  $\tau$ , представляющее дискретность преобразования. Подсчитав количество рециркуляций  $n_t$ , совершенных в рециркуляторе с момента ввода в него преобразуемого ВИ и до момента прекращения рециркуляций, определяют длительность преобразуемого ВИ [1÷4].

По характеру фиксации момента окончания процесса рециркуляций, РПВК прогрессирующего типа разделяются на две разновидности. В первой разновидности РПВК прогрессирующего типа, момент окончания процесса рециркуляции наступает как только длительность рециркулирующего импульсного сигнала становится равной периоду рециркуляций [1], а во второй – как только произойдет слияние переднего и заднего фронтов рециркулирующего импульсного сигнала [2÷4].

Первая разновидность РПВК прогрессирующего типа представляется функциональной схемой рис. 1а и содержит рециркулятор Р, образованный двумя элементами ИЛИ, образцовыми линиями задержки ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub> с временем задержки соответственно  $\tau$  и  $t_3$ .

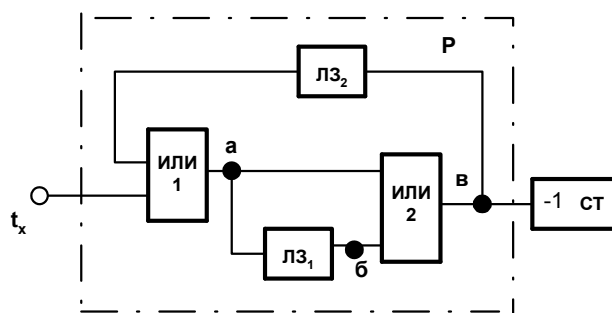
В первой разновидности РПВК прогрессирующего типа процесс прогрессирующего характера рециркуляций прекращается как только выполнится условие

$$t_x + n_t \tau = t_3,$$

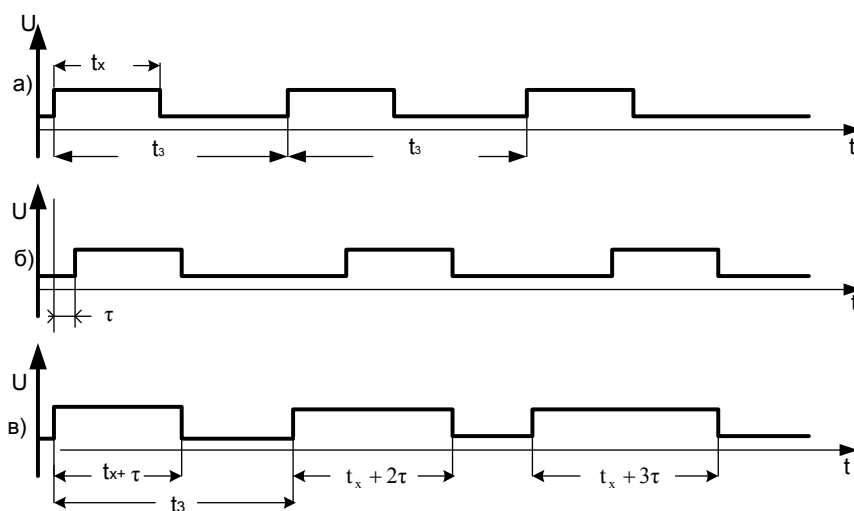
причем для обеспечения необходимого временного диапазона преобразования период рециркуляции  $t_3 \gg t_{x_{\max}}$ , где  $t_{x_{\max}}$  – наибольшее значение длительности преобразуемого ВИ. Осуществляя подсчет числа рециркуляций  $n_t$ , область изменения которого  $n_t \in [1; N_t]$  ( $N_t = t_{\max} / \tau$ ), можно в цифровой форме с дискретностью  $\tau$  определить длительность  $t_x$  преобразуемого ВИ. Перед началом преобразования сигналом начальной установки значение  $N_t$  заносится в счетчик импульсов СТ. Длительность преобразуемого ВИ определяется функцией преобразования

$$t_x = (N_t - n_t) \tau = N_t \tau, \quad (1)$$

где  $N_t = (N_t - n_t)$  число, зафиксированное в СТ по окончании процесса преобразования.



а)



б)

Рис. 1 Первая разновидность РПК прогрессирующего типа:  
а - функциональная схема, б- временные диаграммы работы

Учитывая, что  $\tau = \tau_0(1 + \delta_\tau) + \Delta\tau$ ,  $t_3 = t_{0_3}(1 + \delta_t) + \Delta_t$ , где  $\delta_\tau$  – относительная нестабильность ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub>, обусловленная отличием текущих значений  $\tau$  и  $t_3$  от своих номинальных значений  $\tau_0$  и  $t_{0_3}$ , носит мультипликативный характер, поэтому в дальнейшем относительная мультипликативная погрешность  $\delta_\tau$ ;  $\Delta\tau$  и  $\Delta_t$  – соответственно абсолютная погрешность калибровки (установки) времени задержки образцовых линий задержки ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub>, имеет аддитивный характер, поэтому в дальнейшем – абсолютные аддитивные погрешности, выражение (1) принимает вид  $t_x = (1 + \delta_\tau)(t_{0_3} - n_t) + (\Delta_t - n_t \Delta_\tau)$ . Так как  $t_{0_3} = N_t \tau_0 = t_{x_{\max}}$ , а  $\Delta_t = N_t \Delta\tau$ , то

$$t_x = (1 + \delta_\tau)N_t \tau_0 + N_t \Delta_\tau.$$

Анализируя полученное выражение нетрудно определить результирующую абсолютную погрешность

$$\Delta_{x_1} = N_t \tau_0 \delta_\tau + N_t \Delta_\tau + \tau_0 \quad (2)$$

Время преобразования первой разновидности РПК прогрессирующего типа определяется количеством и периодом рециркуляций из выражения

$$T_{\text{пр}1} = N_t t_3 = (N_t + 1)t_{x_{\max}} \quad (3)$$

Во второй разновидности РПК прогрессирующего типа, представленной на рис. 2 процесс прогрессирующего характера рециркуляций прекращается при усло-

вии совпадения (слияния) переднего и заднего фронтов рециркулирующих и последовательно расширяющихся импульсов начала и конца преобразуемого ВИ.

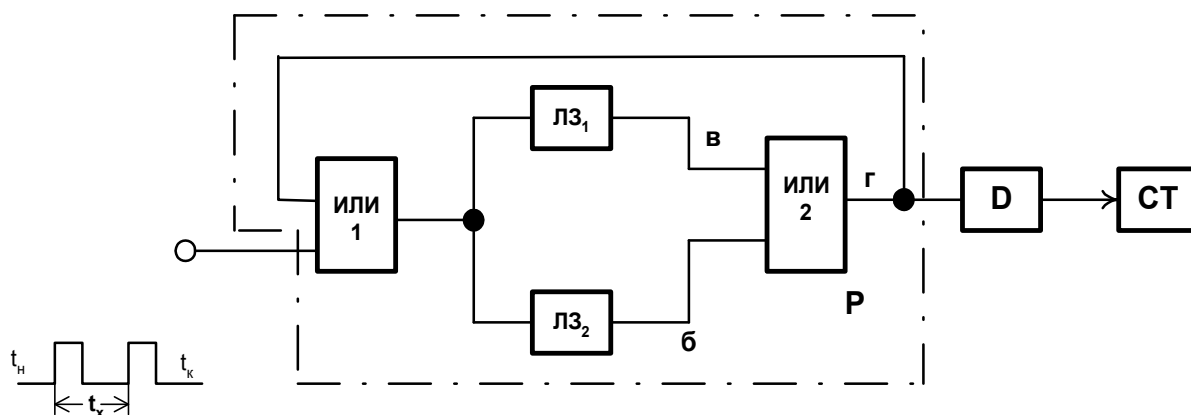


Рис.2. Вторая разновидность РПК прогрессирующего типа

Рассмотрим работу данной разновидности РПК. Импульсы калиброванной длительности  $t_n > (t_p + \tau)$  и  $t_k > (t_p + \tau)$ , соответствующие началу (старт - импульс) и концу (стоп - импульс) преобразуемого ВИ длительностью  $t_x$  (рис. 3а), поступают на вход элемента ИЛИ<sub>1</sub> и далее на образцовые линии задержки ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub>, время задержки которых соответственно  $t_{ЛЗ1}$  и  $t_{ЛЗ2}$ , должны удовлетворять условиям -  $t_{ЛЗ1} > t_{ЛЗ2} > 2t_{x,max}$  и  $(t_{ЛЗ1} - t_{ЛЗ2}) = \tau$  (рис. 3 б, в). Время переключения рециркулятора Р определяется как

$$t_p = t_1 + t_2,$$

где  $t_1$  и  $t_2$  – время задержки распространения импульсов при переключении соответственно элементов ИЛИ<sub>1</sub> и ИЛИ<sub>2</sub>.

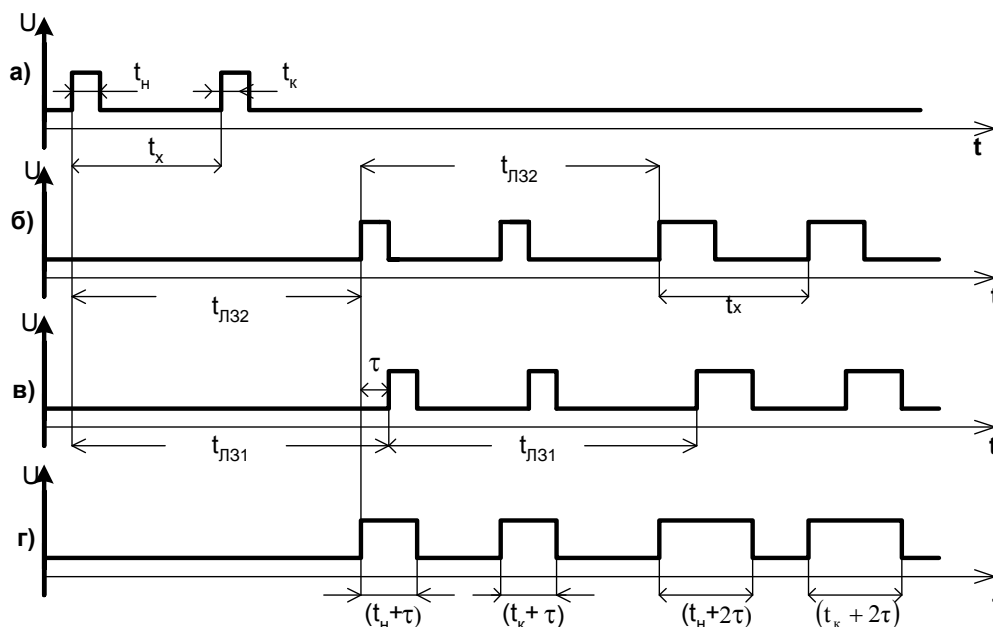


Рис. 3 Временные диаграммы работы второй разновидности РПК прогрессирующего типа

На выходе элемента ИЛИ<sub>2</sub> формируются импульсы, длительность которых больше длительности исходных импульсов на величину  $\tau$ , которые через вто-

рой вход элемента ИЛИ<sub>1</sub> вводятся в рециркулятор Р, образованный элементами ИЛИ<sub>1</sub>, ИЛИ<sub>2</sub> и линиями задержки ЛЗ<sub>1</sub> и ЛЗ<sub>2</sub>. В рециркуляторе происходит последовательное расширение на величину  $\tau$  исходных импульсов (прогрессирующая рециркуляция) соответствующих началу и концу преобразуемого ВИ (см. рис. 3, диаграмма  $\tau$ ). Количество рециркулирующих импульсов через делитель D с коэффициентом деления равно двум фиксируется в счетчике импульсов СТ. Процесс прогрессирующей рециркуляции прекращается в момент времени совпадения исходных импульсов, получивших каждый суммарное приращение длительности, равное  $t_x$ . Функция преобразования имеет вид:

$$t_x = n_t \tau + t_n,$$

полагая  $t_n = m\tau + t_p$ , где целое число  $m \gg 1$ ,

$$t_x = (n_t + m)\tau + t_p. \quad (4)$$

Учитывая, что  $t_p = t_{op}(1 + \delta_t)$  где  $\delta_t$  - относительная нестабильность времени переключения рециркулятора Р, обусловленная отличием текущего значения  $t_p$  от своего номинального значения  $t_{op}$ , носит мультипликативный характер, определим результирующую абсолютную погрешность преобразования

$$\Delta_{x_2} = \{(n_t + m)\tau_0 \delta_\tau + t_{op} \delta_t\} + (n_t + m)\Delta_\tau + \tau_0. \quad (5)$$

Значение  $t_{op}$  представляет собой систематическую погрешность второй разновидности РПВК прогрессирующего типа и имеет отрицательный и постоянный характер, поэтому из-за нее преобразуемый ВИ получается меньше своего истинного значения [6].

Систематическую погрешность определяют в процессе настройки как

$$t_{op} = N_2^* \tau_0,$$

где  $N_2^*$  - цифровой результат измерения значения  $t_{op}$ .

Тогда выражение (5) предстает в виде

$$\Delta_{x_2} = \{(n_t + m)\delta_\tau + N_2^* \delta_t\} \tau_0 + (n_t + m)\Delta_\tau + \tau_0 \quad (6)$$

Значение  $(m + N_2^*)$  заносится в счетчик импульсов СТ сигналом начальной установки и длительность преобразуемого ВИ определяется выражением

$$t_x = (n_t + m + N_2^*) \tau_0 = N_2 \tau_0$$

Из сравнения выражений (2) и (6) следует, что результирующая абсолютная погрешность РПВК прогрессирующего типа имеет три частные составляющие – первая и вторая соответственно абсолютная мультипликативная и аддитивная погрешность, а третья – абсолютная методическая погрешность (погрешность дискретизации).

Предельно достижимая минимальная величина дискретности преобразования для первой разновидности РПВК прогрессирующего типа  $\tau_{0_{\min 1}} \gg \delta_\tau t_{op}$  и определяется нестабильностью периода рециркуляции, а для второй -  $\tau_{0_{\min 2}} \gg \delta_t t_{op}$  и определяется нестабильностью времени переключения логических элементов рециркулятора.

Минимальное значение результирующей абсолютной погрешности первой и второй разновидности РПВК прогрессирующего типа определяется как пре-



дел функции  $\Delta_{x_1} = f(N_1, \tau_0)$  при  $\tau_0 \rightarrow \tau_{0_{\min 1}} = \delta_\tau t_{03}$ , в первом случае и предел функции  $\Delta_{x_2} = f(N_2, \tau_0)$  при  $\tau_0 \rightarrow \tau_{0_{\min 2}} = \delta_\tau t_{0p}$  во втором случае, то есть

$$\min_{[1; N_1]} \Delta x_1 = N_1 \delta_\tau \delta_t t_{03} + N_1 \Delta_\tau + \delta_\tau t_{03} \quad (7a)$$

$$\min_{[1; N_2]} \Delta x_2 = \{(n_t + 1) \delta_\tau \delta_t + N_2^* \delta_\tau \delta_t\} t_{0p} + (n_t + 1) \Delta_\tau + \delta_\tau t_{0p} \quad (7b)$$

Так как  $\delta_t = 10^{-3}$ ,  $\delta_\tau = 10^{-4}$  [5, 6], а  $(n_t + 1) \delta_\tau \delta_t \gg N_2^* \delta_\tau \delta_t$ , то

$$\min_{[1; N_2]} \Delta x_2 = \{(n_t + 1) \delta_\tau \delta_t\} t_{0p} + (n_t + 1) \Delta_\tau + \delta_\tau t_{0p} \quad (8)$$

Рассматривая (7) и (8) можно сделать вывод о том, что вторая разновидность РПВК прогрессирующего типа имеет в

$$K = \delta_\tau t_{03} / \delta_\tau t_{0p} > 1$$

раз меньшее значение результирующий абсолютной погрешности преобразования за счет снижения значений абсолютных погрешностей частных составляющих - мультипликативной и методической в  $K$  раз каждая.

С учетом выше приведенных значений  $\delta_\tau$  и  $\delta_t$ , а также, что временной диапазон преобразуемых ВИ длительностью  $t_x$  находится в наносекундном диапазоне ( $t_{03} < 1$  мк сек) и  $t_{0p} = (1 \div 2)$  н сек для быстродействующих логических интегральных схем следует ожидать  $K < 50$ .

Таким образом вторая разновидность РПВК прогрессирующего типа обладает в десятки раз более высокой точностью преобразования по сравнению с первой разновидностью. Время преобразования второй разновидности РПВК прогрессирующего типа описывается выражением

$$T_{\text{пр } 2} = 2(N_t + 1)t_{\text{лз } 2}$$

которое при  $t_{\text{лз } 2} = t_{x_{\max}}$  принимает вид

$$T_{\text{пр } 2} = 2(N_t + 1)t_{x_{\max}} \quad (9)$$

Из сравнения полученного выражения с выражением (3) с учетом полученных выше результатов анализа выражений (7) и (8) следует, что вторая разновидность РПВК прогрессирующего типа обладая высокой точностью преобразования по сравнению с первой разновидностью, в тоже время имеет по сравнению с ней в два раза меньше быстродействие преобразования.

Повышение быстродействия при сохранении высокой точности преобразования второй разновидности РПВК прогрессирующего типа является актуальной задачей, так как ее решение позволяет отказаться от развития первой разновидности в направлении повышения их точности преобразования.

Ниже впервые рассматриваются два варианта повышения быстродействия преобразования при сохранении высокой точности преобразования второй разновидности РПВК прогрессирующего типа.

Несколько уменьшить время преобразования во второй разновидности РПВК прогрессирующего типа позволяют изменения в топологии построения рециркулятора, приведенные на рис. 4.

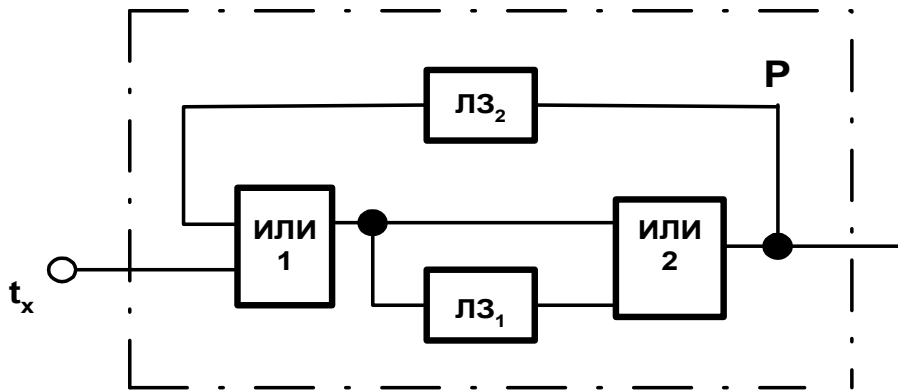


Рис. 4. Измененная топология рециркулятора второй разновидности РПВК прогрессирующего типа

При таком выполнении рециркулятора время задержки линии задержки ЛЗ<sub>1</sub>  $t_{ЛЗ_1} = \tau$ , а линии задержки ЛЗ<sub>2</sub> -  $t_{ЛЗ_2} \geq t_{x_{max}}$ . Тогда время преобразования, описываемое выражением (9), становится

$$T_{пр_2} = 2N_t t_{x_{max}}.$$

Следовательно, при изменении топологии рециркулятора, время преобразования второй разновидности РПВК прогрессирующего типа снижается на значение  $2t_{x_{max}}$ .

Значительно повысить быстродействие преобразования второй разновидности РПВК прогрессирующего типа позволяет совмещенная двухконтурная организация процесса рециркуляции преобразуемого ВИ. На рис. 5 приведена функциональная схема РПВК прогрессирующего типа с двумя связанными рециркуляторами, а на рис. 6 временные диаграммы его работы. Первый рециркулятор образован элементами ИЛИ<sub>1</sub> и ИЛИ<sub>2</sub>, линией задержки ЛЗ<sub>1</sub>, элементом ИЛИ<sub>3</sub>, линией задержки ЛЗ<sub>2</sub>, элементами И<sub>1</sub> и И<sub>2</sub>, а второй – элементом ИЛИ<sub>3</sub>, линией задержки ЛЗ<sub>2</sub>, элементами И<sub>1</sub> и И<sub>3</sub>, элементом задержки ЭЗ.

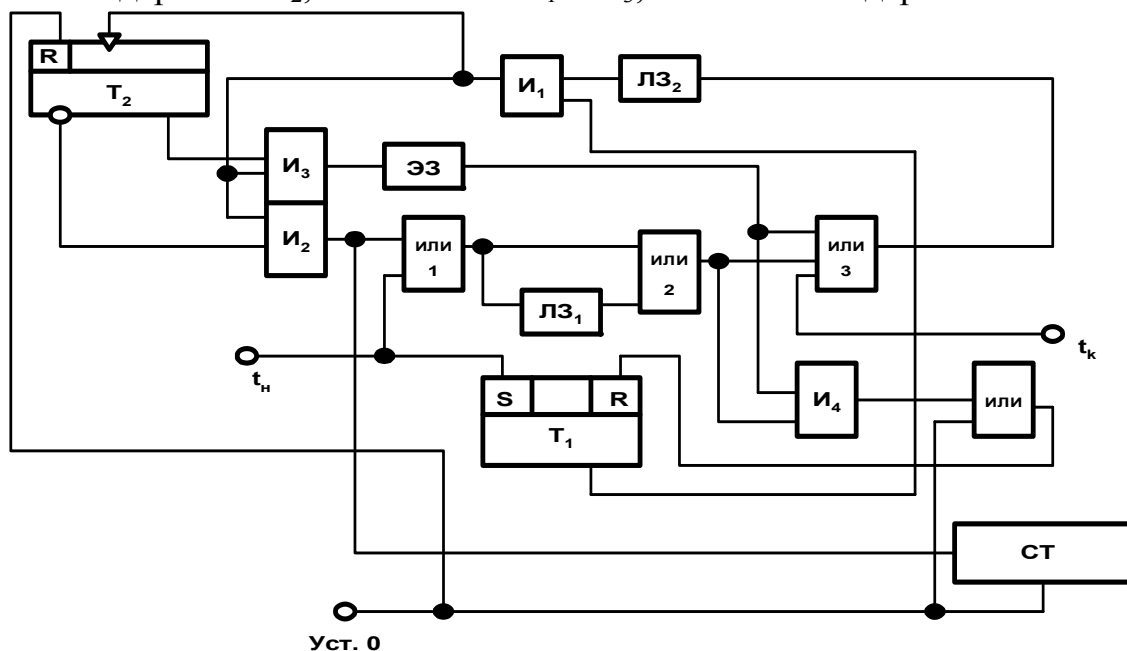


Рис. 5. РПВК прогрессирующего типа с двумя связанными рециркуляторами

В первый рециркулятор вводят старт- импульс  $t_n$ , а во второй – стоп- импульс  $t_k$  (рис. 6 а, б). RS- триггер  $T_1$  и элемент  $И_1$  производят управление рециркуляторами, разрешая или запрещая процесс рециркуляции в них. Старт- и стоп- импульсы должны иметь калиброванные значения длительностей  $t_n$  и  $t_k$ , причем  $t_n > t_{p1}$ , а  $t_k > t_{p2}$ , где  $t_{p1} = t_1 + t_2 + t_3 + t_{u1} + t_{u2}$ ,  $t_{p2} = t_3 + t_{u1} + t_{u3}$  - суммарное время переключения логических элементов соответственно первого и второго рециркуляторов.

Дискретность преобразования задается временем задержки ЛЗ1, то есть  $\tau = t_{лз1}$ . В каждой из рециркуляций, имеющей период рециркуляции  $t_{цн} \geq t_{лз2} + t_n + t_{p1}$  (время задержки  $t_{лз2}$  задается линией задержки ЛЗ2), на выходе элемента ИЛИ<sub>2</sub> старт- импульс имеет последовательно возрастающую (прогрессирующую) на значение  $\tau$  длительность  $t_{ni} = t_n + i\tau$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, N_i$  – порядковый номер рециркуляции (рис. 6 в).

В тоже время стоп-импульс рециркулирует во втором рециркуляторе с период рециркуляции  $t_{цк} \geq t_{лз2} + t_n + t_{p2} + t_{эз}$ , но при этом его исходная длительность  $t_k$  остается неизменной.

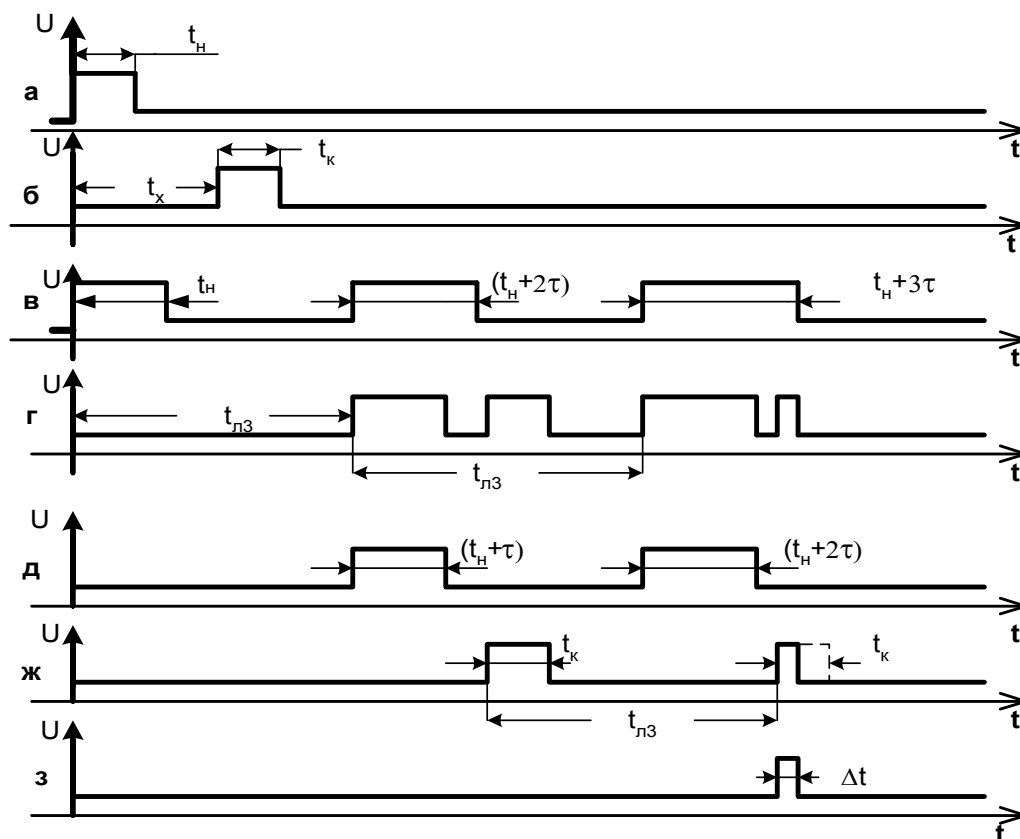


Рис. 6. Временные диаграммы работы РПК прогрессирующего типа с двумя связанными рециркуляторами

Для обеспечения условия  $t_{цн} = t_{цк} = t_{ц}$  необходимо, чтобы элемент задержки ЭЗ имел время задержки  $t_{эз} = t_1 + t_2$ , а  $t_{u2} = t_{u3}$ . В каждой из рециркуляции импульсы  $t_{ni}$  и  $t_k$  объединяются элементом ИЛИЗ, а затем после задержки на время  $t_{лз} > t_{x_{max}}$  в

линии задержки ЛЗ2 вновь разделяются посредством счетного триггера Т2, работающем в режиме делителя импульсов с коэффициентом деления равного двум и элементов ИЗ и И2 (рис. 6 д, ж) и вводятся каждый в свой рециркулятор – импульсы  $t_{н_1}$  через элемент ИЛИ1, а импульсы  $t_k$  через элемент ИЛИ3.

Элемент ИН фиксирует момент совпадения импульсов, рециркулирующих в первом и втором рециркуляторах, путем выделения на своем выходе импульса длительностью  $\Delta t$  (рис. 6 з), который переключает RS- триггер Т1 из состояния логическая единица в состояние логический ноль, элемент И1 закрывается и останавливает процесс рециркуляций в обоих рециркуляторах.

Счетчик импульсов СТ осуществляет подсчет числа импульсов рециркуляций  $n_i$  в первом рециркуляторе, с момента ввода в него старт- импульса  $t_n$  и до момента совпадения рециркулирующих импульсов  $t_{н_1}$  и  $t_k$ , то есть до момента переключения RS-триггера Т1. Функция преобразования рассматриваемого преобразователя имеет вид (4), а результирующая абсолютная погрешность преобразования описывается выражением (6). Время преобразования РПВК прогрессирующего типа с двумя связанными рециркуляторами представляется выражением

$$T_{np_c} = N_i t_{лз}.$$

Сравнение данного выражения с выражением (9) говорит о том, что рассмотренный преобразователь обладает в два раза большим быстродействием преобразования.

Таким образом из всех рассмотренных выше РПВК прогрессирующего типа наилучшими характеристиками (точность, быстродействие) обладают РПВК прогрессирующего типа с двумя связанными рециркуляторами.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. СССР 393724. Способ измерения длительности одиночных импульсов / Ю.С. Манукян, А.Г. Данелян, Ю.А. Джагаров. Оп. в Б.И, 1974, № 33.
2. А.с. СССР 570024. Способ измерения длительности одиночного импульса (О.П. Архипов, В.Г. Ермаков, А.Г. Рыжковский. Оп. в БИ, 1977, № 31.
3. А.с. СССР 666515. Устройство для измерения времени задержки / Н.Р. Карпов. Оп. в БИ, 1978, № 21.
4. А.с. СССР 654932. Способ измерения временных интервалов / Н.Р. Карпов Оп. в БИ, 1979, № 12.
5. Мелешко Е.А. Наносекундная электроника в экспериментальной физике, М., Энергоатомиздат, 1987, - с. 216.
6. Абрамов Г.Н. Рециркуляционные преобразователи время-код и код-время. – Тольятти: Издат. Дом «Довгань», 1995, - 144с.



На рисунке приведены: 1- выходное напряжение генератора без блока конденсаторов; 2- напряжение на конденсаторах, включенных параллельно ( $t_0 \div t_1$ ); 3- напряжение в контуре (на клеммах генератора) при последовательно включенных конденсаторах ( $t_1 \div t_2$ ); 4- перезарядка блока конденсаторов на противоположную полярность при параллельном включении емкостей ( $t_2 \div t_3$ ); 5- напряжение на конденсаторах (в контуре) при последовательном включении конденсаторов ( $t_3 \div t_4$ ). Далее процесс повторяется.

Для обеспечения такого режима необходимо менять схему включения конденсаторов. На рис.2 (а, б, в, г) приведены схемы включения конденсаторов для разных чередующихся периодов времени. Коммутация осуществляется тиристорами  $T_i$ .

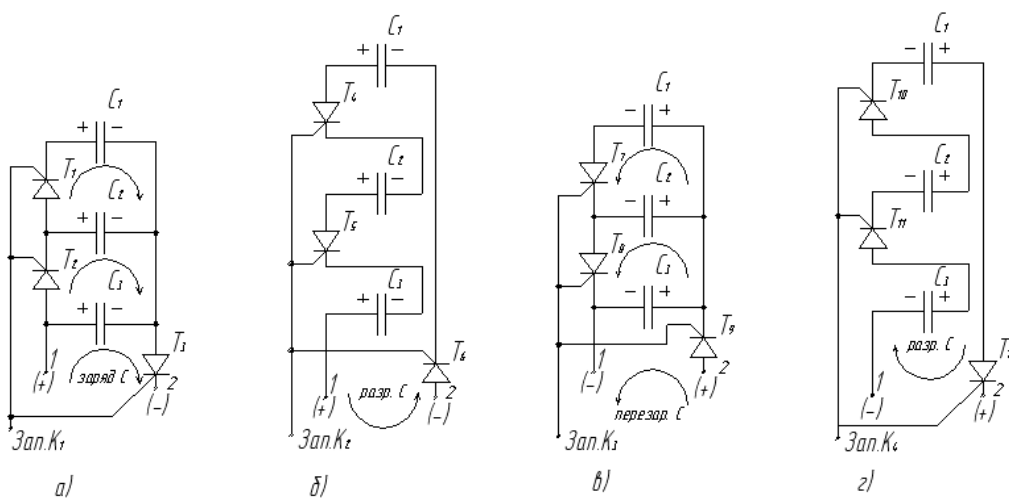


Рис.2. Схемы включения конденсаторов во время  $t_0 \div t_1$  (а),  $t_1 \div t_2$  (б),  $t_2 \div t_3$  (в),  $t_3 \div t_4$  (г).  
Зап. 1÷4- выходы блока датчиков углового положения ротора

Полная схема соединения трех емкостей приведена на рис.3. Блок датчиков углового положения ротора обеспечивает коммутацию конденсаторов без временного перекрытия. Он может быть собран на фотоэлементах, герконах, а также на компараторах, работающих непосредственно от выходного напряжения.

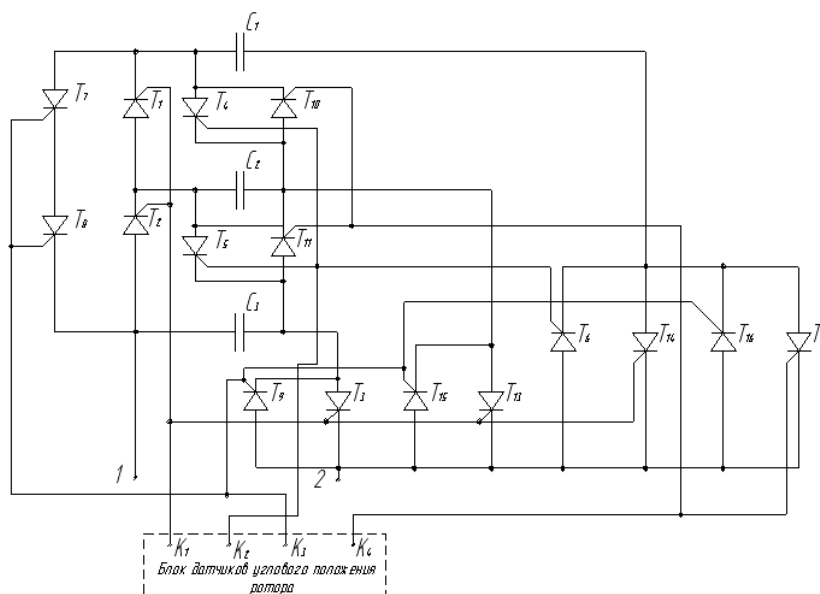


Рис.3. Полная схема блока коммутируемых емкостей

Граничные значения рабочей частоты коммутатора определяются быстродействием тиристоров, величиной емкостей, сопротивлением четырех открытых последовательно соединенных тиристоров в каждой из четырех позиций и сопротивлением обмотки, с которой снимается выходное сопротивление, определяющих в совокупности постоянную времени заряда и разряда емкостей.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент на полезную модель RU №82954 Электрическая машина/Афанасьев Г.Ф., Афанасьева Т.В., опубликовано 10.05.2009г. бюл. №13.
2. Патент на полезную модель RU №82955 Электрическая машина/Афанасьев Г.Ф., Афанасьева Т.В., опубликовано 27.08.2009г. бюл. №24.
3. Афанасьев Г.Ф., Афанасьева О.В., Еремин А.Н. О возможности применения коммутируемых емкостей в низкочастотных параметрических усилителях// Электронная техника: сборник научных трудов. Ульяновск: УлГТУ, 2006г., с.65-68.
4. Афанасьев Г.Ф., Афанасьева О.В., Еремин А.Н. Одноконтурный параметрический усилитель низких частот на коммутируемых емкостях//Схемно-алгебраические модели активных электрических цепей: синтез, анализ, диагностика: труды международной конференции «КЛИН», Ульяновск, 2006г., с.10-12.

---

---

УДК 621.396.6.011.712

*М. К. Самохвалов, М. О. Тахтенкова*

## **МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ЭЛЕКТРОЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ КОНДЕНСАТОРАХ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ЦЕПИ В СХЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ**

Представлены результаты теоретического анализа переходных процессов в электрических цепях схем управления тонкопленочными электролюминесцентными индикаторами, включающих электролюминесцентный конденсатор и последовательное сопротивление цепи. Получены аналитические соотношения для напряжения на элементах и тока в цепи при возбуждении знакопеременным симметричным импульсным напряжением.

Тонкопленочные электролюминесцентные конденсаторы используются в качестве элементов перспективных плоских активных твердотельных индикаторных устройств [1]. Данные элементы входят в состав средств отображения информации, включающих также элементы цепи управления, поэтому для разработки эффективных индикаторных устройств необходимы исследования электрических характеристик тонкопленочных электролюминесцентных конденсаторов в составе электрических цепей управления устройств.

Для исследования электрических свойств и измерения характеристик тонкопленочных электролюминесцентных структур и для разработки режимов возбуждения электролюминесценции было проведено изучение переходных электрических процессов в цепи, включающей тонкопленочный электролюминесцентный конденсатор и последовательное сопротивление цепи.

Структура тонкопленочного электролюминесцентного конденсатора представляет собой последовательно нанесенные на стеклянную подложку пленки прозрачного электрода, диэлектрика, люминофора, диэлектрика и непрозрачного электрода. Соответственно, эквивалентная схема должна содержать элементы, отражающие свойства всех слоев [2, 3]. Тонкопленочный электролюминесцентный конденсатор входит в состав схемы управления, поэтому представляет интерес изучение электрических характеристик элемента в общей схеме, включающей паразитные элементы. В данной работе в составе схемы был включен в качестве такого элемента резистор  $R$ , отражающий сопротивление проводников и внутреннее сопротивление источника напряжения (рис. 1).



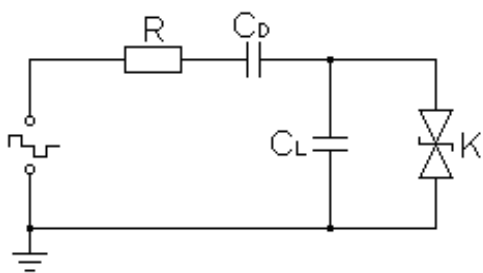


Рис. 1. Эквивалентная схема управления тонкопленочным электролюминесцентным конденсатором

Целью исследования было изучение влияния сопротивления на значения напряжения на электролюминесцентном конденсаторе и тока в цепи при возбуждении знакопеременным импульсным напряжением. Данный частный случай позволяет получить более простые решения и нагляднее представить особенности протекания переходных процессов в исследуемой цепи.

Обозначим напряжение на зажимах цепи  $V$ , а напряжение и заряд на обкладках электролюминесцентного конденсатора  $V_C$  и  $Q$ , соответственно.

$$\text{Тогда} \quad V = V_C + JR, \quad (1)$$

где  $J$  – ток, протекающий в цепи.

Так как значение тока определяется скоростью изменения заряда на обкладках конденсатора, то

$$J = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(CV)}{dt} = C \frac{dV}{dt}, \quad (2)$$

Уравнение (1) может быть преобразовано с учетом соотношения (2) в следующем виде:

$$V = V_C + RC \frac{dV}{dt}, \quad (3)$$

Соответствующее однородное уравнение, определяющее свободное напряжение  $V_C^0$ , имеет вид:  $V_C^0 + RC \frac{dV_C^0}{dt} = 0$ . Его характеристическое уравнение

$RC\alpha + 1 = 0$  имеет единственный корень  $\alpha = -\frac{1}{RC}$ . Поэтому

$$V_C^0 = Ae^\alpha = Ae^{\frac{-t}{RC}} = Ae^{\frac{-t}{\tau}},$$

где  $\tau = RC$  – постоянная времени рассматриваемой цепи.

Для переходного процесса получается следующее общее решение для напряжения на обкладках электролюминесцентного конденсатора

$$V_C = V_C^0 + V_C^1 = V_C^0 + Ae^{\frac{-t}{\tau}}, \quad (4)$$

где установившееся напряжение  $V_C^0$  может быть найдено, если известен вид функции  $V(t)$ , а постоянная интегрирования  $A$  определяется из начальных условий.

Данный метод анализа переходных процессов является классическим и с его помощью получены математические описания электрических переходных процессов при включении и выключении постоянного и гармонического на-

пряжения на зажимах цепи с конденсатором и сопротивлением [4]. Однако расчет переходных процессов в электрических цепях с тонкопленочным электролюминесцентным конденсатором классическим методом имеет более сложные решения, обусловленные нелинейной зависимостью электрических параметров этих элементов от приложенного напряжения. Тонкопленочный электролюминесцентный конденсатор может быть представлен схемой замещения, состоящей из емкости диэлектрических слоев и емкости слоя люминофора, которая шунтируется при больших напряжениях  $V > V_p$  [2]. Поэтому представляет интерес анализ электрических переходных процессов при выключении и включении именно емкости  $C_L$ , происходящих при напряжении переключения  $V > V_p$  и амплитудном напряжении  $V > V_A$  знакопеременного импульсного напряжения (рис.2) [5].

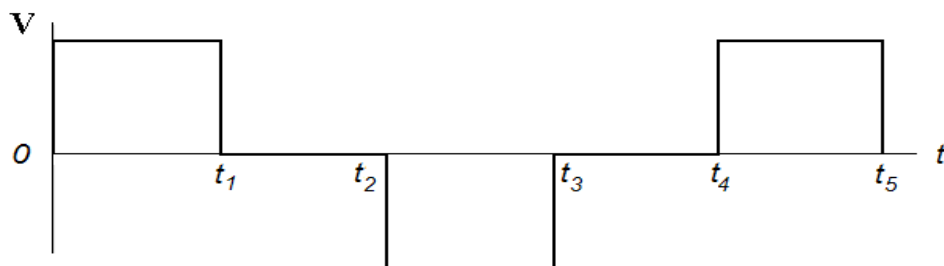


Рис. 2. Форма возбуждающего напряжения

Напряжение на обкладках электролюминесцентного конденсатора  $V_C$  складывается из напряжения на диэлектрических слоях  $V_D$  и напряжения на слое люминофора  $V_L$ :  $V_C = V_D + V_L$ . Вследствие шунтирования емкости люминофора стабилитронами для больших значений напряжения ( $V > V_p$ ) распределение напряжения  $V_C$ , между слоями диэлектрика и люминофора зависит от величины приложенного напряжения.

1. При возбуждении электролюминесценции в тонкопленочном конденсаторе импульсным напряжением для начального состояния, перед подачей напряжения,  $t = -0$ , были заданы условия:  $V = 0$ ,  $V_C = 0$ ,  $V_R = 0$ ,  $J = 0$ .

В момент подачи напряжения  $t = +0$ , параметры составили:  $V = V_A$ ,  $V_C = 0$ ,  $J = \frac{V_A}{R}$ ,  $V_R = J_D R = V_A$ .

Когда  $t > 0$ , тогда решение уравнения (3) для напряжения и тока имеет следующий вид:

$$V_C = V_A(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}), \quad J = C \frac{dV_C}{dt} = V_A/R e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad V_R = V_A \text{Re}^{-\frac{t}{\tau}},$$

где  $\tau = RC$ .

Распределение напряжения  $V_C$  между слоями диэлектрика и люминофора на этом участке роста напряжения определяется значениями емкостей  $C_D$  и  $C_L$ :

$$V_D(t) = V_C(t) \frac{C}{C_D}, \quad V_L(t) = V_C(t) \frac{C}{C_L},$$

где  $C = (C_D^{-1} + C_L^{-1})^{-1}$  – емкость тонкопленочного электролюминесцентного конденсатора.

Данное решение используется для описания электрических характеристик, когда напряжение на электролюминесцентном конденсаторе не превышает порогового значения:

$$V_{CT} = V_{LT} \frac{C_L}{C} = E_{LT} d_L \frac{C_L}{C}, \quad (5)$$

где:  $V_{LT}$  и  $E_{LT}$  – пороговое напряжение и пороговое поле, определяемые свойствами люминофора,  $d_L$  – толщина люминесцентной пленки.

Для того чтобы определить момент времени переключения, приравняем два выражения для порогового напряжения на конденсаторе:

$$V_{CT} = V_{LT} \frac{C_L}{C} = V_A (1 - e^{-\frac{t_n}{\tau}}).$$

Получаем: 
$$t_p = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{CT}}{V_A}\right).$$

Напряжение на резисторе равно:  $V_R = V_A - V_{CT}$ .

Соответствующее значение порогового внешнего напряжения равно:

$$V_p = V_{CT} + JR = V_{CT} + V_A e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Когда напряжение превышает пороговое значение, решение уравнения (3) принимает вид:

$$V_C = V_{LT} + (V_A - V_{CT}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_p)}{\tau_d}}), \quad V_R = (V_A - V_{CT}) \cdot e^{-\frac{(t-t_p)}{\tau_d}},$$

$$J = C_D \frac{dV_C}{dt} = (V_A - V_{CT}) / R \cdot e^{-\frac{(t-t_p)}{\tau_d}}, \quad (6)$$

где  $\tau_d = RC_D$ .

Этот ток является зарядным током для конденсатора  $C_D$  и активным током в слое люминофора, обуславливающим возбуждение свечения в люминесцентном слое.

Когда  $V_C > V_{CT}$ , напряжение на слое люминофора остается постоянным  $V_L = V_{LT}$ , что обеспечивается открытым состоянием шунтирующего стабилитрона. В этом случае рост напряжения  $V_C$  полностью определяется приращением напряжения на диэлектрических слоях:

$$V_D(t) = V_C(t) - V_{LT}, \quad V_{LT} = V_{CT} \frac{C}{C_L}, \quad \text{тогда}$$

$$V_D = V_{CT} + (V_A - V_{CT}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_n)}{\tau_d}} - V_{CT} \frac{C}{C_L}) =$$

$$= V_A \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_n)}{\tau_d}} + V_{CT} \cdot (e^{-\frac{(t-t_n)}{\tau_d}} - \frac{C}{C_L})).$$

Когда  $t_p < t < t_1$  напряжение на конденсаторе стремится к амплитудному значению ( $V_C \rightarrow V_A$ ), а ток стремится к нулю ( $J \rightarrow 0$ ).

В момент времени  $t_{1-0}$ :

$$V_{C1} = V_{CT} + (V_A - V_{CT}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t_1 - t_p)}{\tau_d}}), \quad V_{R1} = (V_A - V_{CT}) \cdot e^{-\frac{(t_1 - t_p)}{\tau_d}},$$

$$J_1 = (V_A - V_{CT}) / R \cdot e^{-\frac{(t_1 - t_p)}{\tau_d}},$$

где  $\tau_d = RC_D$

2. Теперь рассмотрим интервал времени, когда  $t \geq t_1$ , тогда  $V = V_C + V_R = 0$ :

$$V_C = V_{C1} \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}}, \quad V_R = -V_{C1} \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}}, \quad J = -V_{C1} / R \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau}}$$

Приближаясь к моменту времени  $t = t_{2-0}$ , данные соотношения преобразуются в следующие выражения:

$$V_{C2} = V_{C1} \cdot e^{-\frac{(t_2 - t_1)}{\tau}}, \quad V_{R2} = -V_{C1} \cdot e^{-\frac{(t_2 - t_1)}{\tau}}, \quad J_2 = -V_{C1} / R \cdot e^{-\frac{(t_2 - t_1)}{\tau}}$$

3. Теперь рассмотрим интервал времени, когда  $t \geq t_2$ , тогда внешнее напряжение на зажимах цепи возрастает от 0 до  $-V_A$  следующим образом:

$$V_C + V_R = V_C + JR = -V_A,$$

$$t = t_{2+0}: \quad V_C = V_{C2}, \quad V_R = -(V_A + V_{C2}), \quad J = -\frac{(V_A + V_{C2})}{R},$$

$$t \geq t_2: \quad V_C = V_{C2} - (V_A + V_{C2}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_c}}), \quad V_R = -(V_A + V_{C2}) \cdot e^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_c}},$$

$$J = -\frac{(V_A + V_{C2})}{R} \cdot e^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_c}},$$

$$t = t_{P2}: \quad V_{P2} = V_{C1} - 2V_{CT} = V_{C2} - (V_A + V_{C2}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t_{P2} - t_2)}{\tau_c}}),$$

$$t_{P2} = t_2 - \tau_c \cdot \ln \left( \frac{V_{C1} - 2V_{CT} + V_A}{V_A + V_{C2}} \right),$$

$$t \geq t_{P2}: \quad V_C = V_{P2} - (V_A + V_{P2}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_{P2})}{\tau_d}}), \quad V_R = -(V_A + V_{P2}) \cdot e^{-\frac{(t-t_{P2})}{\tau_d}},$$

$$J = -\frac{(V_A + V_{P2})}{R} \cdot e^{-\frac{(t-t_{P2})}{\tau_d}},$$

$$t = t_3: \quad V_{C3} = V_{P2} - (V_A + V_{P2}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t_3 - t_{P2})}{\tau_d}}), \quad V_{R3} = -(V_A + V_{P2}) \cdot e^{-\frac{(t_3 - t_{P2})}{\tau_d}},$$

$$J_3 = -\frac{(V_A + V_{P2})}{R} \cdot e^{-\frac{(t_3 - t_{P2})}{\tau_d}}.$$

4. Интервал времени  $t \geq t_3$ :  $V_C + V_R = V_C + JR = 0$ ,  $V_C = V_{C3} \cdot e^{-\frac{(t-t_3)}{\tau}}$ ,

$$V_R = -V_{C3} \cdot e^{-\frac{(t-t_3)}{\tau}}, \quad J = -\frac{V_{C3}}{R} \cdot e^{-\frac{(t-t_3)}{\tau}},$$

$$t = t_{4-0}: \quad V_{C4} = V_{C3} \cdot e^{-\frac{(t_4-t_3)}{\tau}}, \quad V_{R4} = -V_{C3} \cdot e^{-\frac{(t_4-t_3)}{\tau}}, \quad J_4 = -\frac{V_{C3}}{R} \cdot e^{-\frac{(t_4-t_3)}{\tau}}.$$

5. Интервал времени  $t \geq t_{4-0}: V_C + V_R = V_C + JR = V_A$ ,

$$t = t_{4+0}, \quad V_C = V_{C4}, \quad V_R = V_A - V_{C2}, \quad J = \frac{V_A - V_{C2}}{R},$$

$$t \geq t_4: \quad V_C = (V_A + V_{C4}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_4)}{\tau}}) + V_{C4}, \quad V_R = V_A + V_{C4} \cdot e^{-\frac{(t-t_4)}{\tau}},$$

$$J = \frac{V_A + V_{C4}}{R} \cdot e^{-\frac{(t-t_4)}{\tau}},$$

$$t = t_{P3}: \quad V_C = V_{P3} = 2V_{CT} - |V_{C3}|, \quad t_{P3} = t_4 - \tau_C \cdot \ln\left(\frac{V_A - 2V_{CT} + |V_{C3}|}{V_A + V_{C4}}\right),$$

$$t \geq t_{P3}: \quad V_C = V_{P3} + (V_A - V_{P3}) \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_{P3})}{\tau_d}}), \quad V_R = (V_A - V_{P3}) \cdot e^{-\frac{(t-t_{P3})}{\tau_d}},$$

$$V_R = \frac{V_A - V_{P3}}{R} \cdot e^{-\frac{(t-t_{P3})}{\tau_d}}.$$

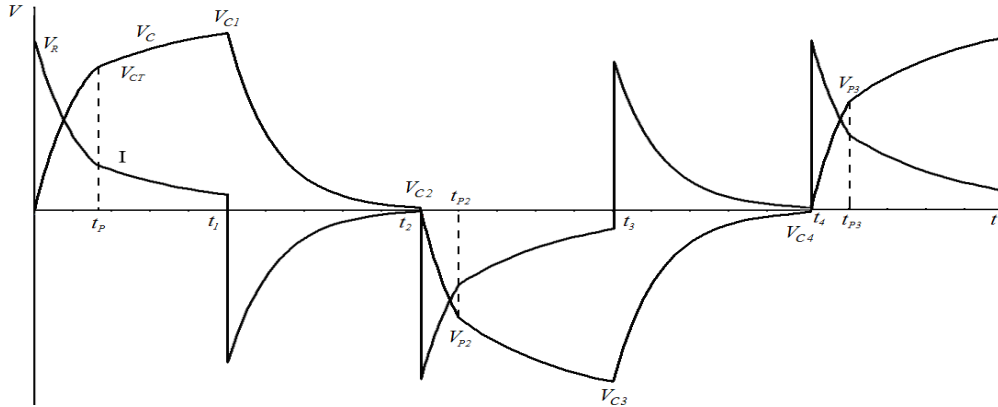


Рис.3. Графики временной зависимости напряжения  $V_C$  и тока  $J$  в тонкопленочном электролюминесцентном конденсаторе в цепи с последовательным сопротивлением при возбуждении переменным импульсным напряжением  $V(t)$

Возбуждение свечения в пленке люминофора тонкопленочного электролюминесцентного конденсатора производится активным током, являющимся зарядным током для конденсатора  $C_D$  при проводящем состоянии люминесцентного слоя. Поэтому для повышения яркости свечения необходимо, чтобы постоянная времени заряда  $\tau_d = RC_D$  была меньше длительности участка проводящего состояния. Это требование накладывает ограничения на значения сопротивления цепи, связанного с сопротивлением проводников и внутреннего сопротивления источника напряжения. Эти ограничения обуславливаются величинами амплитуды и частоты знакопеременного напряжения, определяющи-

ми длительность проводящего состояния, т. е. для высоких частот переменного напряжения необходимо уменьшать величину сопротивления цепи.

Полученные результаты имеют значение для разработки схем управления индикаторными устройствами на основе тонкопленочных электролюминесцентных конденсаторов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Самохвалов М.К., Тонкопленочные электролюминесцентные источники излучения и индикаторные устройства. - Проектирование и технология электронных средств, 2001, №1, с.24-25.

2. Самохвалов М.К., Эквивалентная электрическая схема тонкопленочных электролюминесцентных излучателей.- Письма в ЖТФ, 1993, т.19, №9, с.14-18.

3. Самохвалов М.К., Электрическое моделирование тонкопленочных электролюминесцентных излучателей. - Микроэлектроника, 1994, т.23, №1, с.70-75.

4. Нейман Л.Р., Демирчан К.С., Теоретические основы электротехники: В 2-х т. - 3-е изд., перераб. и доп.- Л.: Энергоиздат, 1981, т.1, с. 319-336.

5. Самохвалов М.К., Перенос заряда в тонкопленочных электролюминесцентных структурах. - Письма в ЖТФ, 1995, т.21, №15

---

---

УДК 004.896

*С. А. Сухов*

## **МОДЕЛЬ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА ПРОЕКТНЫХ РЕШЕНИЙ**

Рассмотрена модель для решения задачи структурного синтеза проектных решений. Определены основные уровни структурного синтеза, их последовательность, результаты. Предложена модель морфологического множества.

Для автоматизации структурного синтеза необходимо представление различных знаний относящихся к той предметной области, к которой относится синтезируемое проектное решение. Это связано с тем, что структурный синтез относится к классу NP-трудных задач, для которых на данный момент не существует эффективных универсальных алгоритмов. Поэтому алгоритмы синтеза широко используют различные эвристики, специфичные для данной предметной области, позволяющие улучшить ряд характеристик синтезируемого проектного решения. А это в свою очередь даст возможность сделать трансформацию структуры более целесообразной и избежать перебора заранее нерациональных для данного случая вариантов. Но для представления таких эвристик и других знаний необходимы специальные модели.

Нередко, для описания классов технических объектов используют различного вида морфологические множества, которые включают в себя возможные структурные решения объектов рассматриваемого класса. Такое множество может быть как неупорядоченным, так и частично упорядоченным. Если речь идет о неупорядоченном морфологическом множестве, то подразумевается просто множество структур всех объектов ему принадлежащих. В случае представления такого множества с помощью морфологического дерева или каким-либо иным способом, оно становится частично упорядоченным. Одно и тоже морфологическое множество можно упорядочить различными способами, создавая различные системы классификационных признаков. Выделив классификационные признаки и сведя их в систему, мы получим частично упорядоченное множество, которое будет представлять собой модель морфологического множества на начальном уровне.

Обычно такую модель представляют в виде морфологического И/ИЛИ-дерева либо морфологической таблицы, но возможны и другие способы представления. Представление морфологического множества в том или ином виде правомочно называть моделью по аналогии с математическими моделями, представленными системами математических уравнений.

## **Представление морфологического множества на основе многодольных графов**

Аппарат двудольных графов давно используется в дискретной математике для решения различных задач, имеющих большое теоретическое и прикладное значение. Намного менее известно расширение этого средства на многомерный случай — так называемые многодольные ( $N$ -дольные) графы.

$N$ -дольным называется граф вида  $G=(X, R)$ , где множество вершин  $X$  разбито на совокупность непересекающихся подмножеств  $f_1, f_2, \dots, f_n$ , а из существования ребра  $r=(f_i, f_j)$  следует, что инцидентные ребру вершины принадлежат разным подмножествам. Подмножества вида  $f_i$  принято называть долями графа. Из определения следует, что все доли являются независимыми множествами вершин.

Средствами  $N$ -дольных графов можно описывать обобщенные структуры с не очень сложной системой разбиения функции на подфункции. Будем рассматривать технические объекты, главная функция которых имеет разделение на подфункции. В этом случае, техническим подфункциям поставим в соответствие доли многодольного графа. Вершинам долей графа поставим в соответствие технические реализации подфункций. Пара вершин будет связана ребром тогда и только тогда, когда не существует запретов на сочетание соответствующих реализаций в составе одного технического объекта, и имеются правила их композиции в техническом объекте.

Морфологическое множество в виде многодольных графов не только дает ясный способ описания обобщенных структур с простой функциональной структурой, но и дает решение задачи структурного синтеза. Решением задачи структурного синтеза является любой полный  $N$ -вершинный подграф многодольного графа.

### **Нечеткость задания элементов морфологического множества**

В реальных ситуациях формирование морфологического множества в виде многодольного графа подвержено нечеткости задания как множества подфункций  $F$ , так и множества технических реализаций  $T$ . Рассмотрим множество подфункций  $F=\{f_1, f_2, \dots, f_n\}$ . Элемент  $f_k$  может относиться к множеству  $F$  с той или иной степенью принадлежности. В общем случае, содержание множества  $F$  вытекает из ТЗ (какими функциями должен обладать технический объект) и дополняется (модифицируется) специалистами (экспертами) в данной предметной области. Степень принадлежности характеризует каждый элемент множества  $F$  и является его функцией:  $\mu(F)$ . Очевидно, что для подфункций, явно вытекающих из ТЗ  $\mu(f) = 1$ . Для других элементов множества  $F$ , полученных в результате экспертных оценок,  $\mu(f)$  будет определена на интервале  $[0,1]$ . Аналогично, для множества  $T=\{t_1, t_2, \dots, t_m\}$  включающего технические реализации подфункций  $f_k$ . Степень принадлежности  $\mu(T)$  каждого элемента множества  $T$  будет определена в общем случае на интервале  $[0,1]$ . Примем во внимание тот факт, что сочетаемость элементов (наличие ребра) множеств  $f_i$  и  $f_j$  тоже обладает нечеткостью. Другими словами, сочетаемость технических реализаций также характеризуется некоторой степенью принадлежности  $\mu(R)$ , где  $R=\{r_1, r_2, \dots, r_m\}$  — множество отношений между  $f_i$  и  $f_j$ . Для некоторых технических реализаций



сочетаемость абсолютна и  $\mu(R) = 1$ . Для большинства же отношений  $ri$  степень принадлежности будет находиться в диапазоне  $[0,1]$ . Так как решение задачи морфологического синтеза относится к задачам NP-трудным, для уменьшения количества генерируемых решений в алгоритмах синтеза целесообразно учитывать степени принадлежности элементов задаваемого многодольного графа. Так, в рассмотрении на начальных этапах решения задачи использовать элементы множества  $F$  с наибольшими значениями характеристической функции  $\mu(F)$ . При построении подграфа решения задачи брать в рассмотрении технические реализации и отношения имеющие степени принадлежности близкими к 1.

### Многоуровневая модель структурно-параметрического синтеза

Предлагаемая модель – это наиболее полная модель класса объектов, содержащая знания, как об анализе, так и о синтезе объектов, принадлежащих рассматриваемым классам (рис. 1).

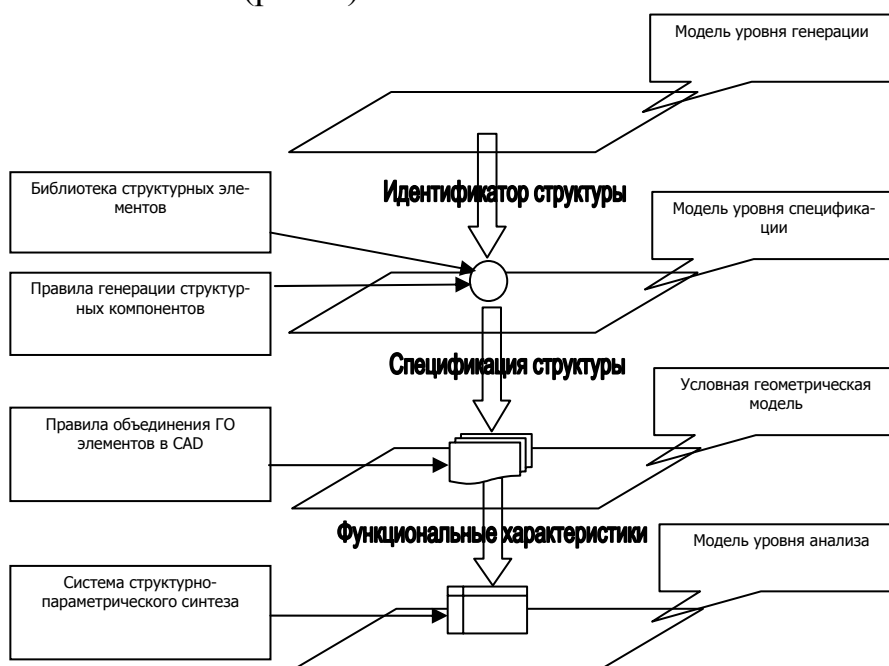


Рис 1. Многоуровневая модель структурно-параметрического синтеза

Состоит из четырех слоев (уровней): уровня генерации (модель морфологического множества уровня генерации), уровня спецификации (модель морфологического множества уровня спецификации), уровня геометрического синтеза (условная геометрическая модель) и уровня анализа (геометрическая модель уровня синтеза).

Первый уровень охватывает вопросы получения предварительного описания проектного решения на основе генерации из морфологического множества объектов данного класса.

Для описания структур классов объектов, имеющих одинаковое функциональное назначение, используется модель представления морфологического множества в виде многодольных графов, рассмотренная выше. Результатом первого уровня является множество идентификаторов технических реализаций связанных с подмножеством вершин полученного подграфа.

Второй уровень охватывает вопросы генерации структуры технического решения и формирования его спецификаций. Результатами являются спецификации структуры объекта, содержащие исчерпывающую структурную информацию. Спецификации структуры объекта может быть представлена в виде блок-схемы, либо с помощью специальных языков.

Используя модель первого уровня можно однозначно идентифицировать объект, назвав все значения его классификационных признаков. Но такая модель не содержит всю информацию о структуре идентифицированного объекта. Поэтому, чтобы восстановить структуру объекта, необходима библиотека базовых параметризованных моделей, представляющая собой множество спецификаций базовых структур, на которые может быть разложена общая спецификация объекта. Если объединить решение первого этапа с такой библиотекой параметризованных моделей и задать правила генерации спецификации устройства, то будет получена модель на новом качественном уровне. Такая модель содержит всю необходимую информацию о морфологическом множестве и позволяет получить спецификацию структуры любого объекта, принадлежащего данному множеству.

Полученная спецификация не позволяет провести всесторонний анализ объекта, не дает возможность получить какие-либо характеристики объекта, кроме структурных. Если помимо возможности восстановления структуры объекта по значениям классификационных признаков имеется возможность восстановить геометрическую модель, описывающую объект, и провести всесторонний анализ объекта, не только структурный, но и функциональный, то такая модель будет уже универсальной моделью.

Задачами третьего этапа является восстановление геометрической модели технического решения в соответствии с полученной структурной моделью в *CAD/CAE* системах. Для придания модели универсальности и возможности использования в различных средах САПР, необходимо описание базовых параметризованных элементов хранить в виде описаний на языке *Express* стандарта *STEP*. А для реализации структурных связей, создать библиотеку процедур, реализующих правила объединения структурных элементов в соответствии с функциями и правилами создания агрегатов в промышленных САПР.

Модель 3 уровня позволяет провести всесторонний анализ устройства, принадлежащего рассматриваемому классу, структура которого идентифицирована. Поэтому на такой модели возможно проведение структурно-параметрического синтеза на основе правил, реализующих его алгоритм. Модель 4 уровня является моделью 3 уровня, дополненная знаниями необходимыми для синтеза объектов данного класса. Таким образом, она представляет собой универсальную модель, дополненную алгоритмом синтеза.

В настоящее время рассмотренный подход к решению задачи структурного синтеза находится в стадии формирования языка описания структуры, правил ее генерации и разработки инструментальных программных средств.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Структурный синтез на элементах с ограниченной сочетаемостью. Божко А.Н., Толпаров А.Ч. – Журнал «Инженерное образование», №5. 2004
2. Алгоритмы и программы решения задач на графах и сетях/ под редакцией Нечепуренко М.И. — Новосибирск: Наука, Сибирское отделение, 1990
3. Одрин В.М., Картавов С.С. Морфологический анализ систем: построение морфологических таблиц. Киев: Наукова думка, 1977
4. Свирцева Э.А. Структурный синтез неизоморфных систем с однородными компонентами / Харьков : ХТУРЕ, 1998
5. Ярушкина Н.Г. Основы теории нечетких и гибридных систем. Учебное пособие. Финансы и статистика, 2004

## 2. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕМЕНТАХ И УСТРОЙСТВАХ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

---

УДК 621.391.822

*В. А. Сергеев, А. А. Широков*

### НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ШУМЫ P-N ПЕРЕХОДА С ГЛУБОКИМИ ПРИМЕСНЫМИ ЦЕНТРАМИ В ОБЛАСТИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ЗАРЯДА

#### **Введение**

Проблема электрических флуктуаций в полупроводниковых структурах (ПС) привлекает к себе внимание значительных научных коллективов как у нас в стране, так и за рубежом [1,2,6,12]. Интерес к изучению электрических флуктуаций в ПС и приборах на их основе вызван следующими основными причинами. Во-первых, эти флуктуации отображают атомистический характер механизма проводимости, что создает дополнительную основу для более глубокого понимания электрофизических свойств ПС. Во-вторых, представления о природе этих флуктуаций могут быть использованы в качестве нового средства изучения физики полупроводниковых материалов и приборов. Эти положения, сформулированные Ван-дер-Зилом в 1959, году остаются справедливыми и по настоящее время. Более того, они со временем нашли блестящее подтверждение в целом ряде работ [5,6,11,15].

Наибольший интерес представляет изучение причин и механизмов возникновения флуктуаций тока в ПС в области низких частот, спектр которых изменяется по закону  $f^{-\gamma}$  (НЧ-шум). Интерес к этому типу флуктуаций обусловлен тем, что их уровень и другие статистические характеристики в сильной степени зависят от концентрации дефектов, возникающих как в объеме, так и на поверхности ПС. Это дает основание считать, что НЧ-шум должен обладать высокой информативностью в задачах диагностирования ПС.

Основные теоретические представления о механизме возникновения НЧ-шума со спектром  $f^{-\gamma}$  разработаны в 60-е годы в работах Мак-Уортера, Ван-дер-Зила [3,4] и др. В последующие годы и по настоящее время главное направление исследований НЧ-шума – это поиск физических механизмов, позволяющих объяснить вид спектра этого шума в различных ПС. Согласно общего подхода к объяснению шума типа  $f^{-\gamma}$ , против которого нет прямых возражений, предполагается, что в ПС, обнаруживающих шум с таким спектром, происходят разнообразные релаксационные процессы с широким набором времен релаксации  $\tau_i$ , охватывающих много порядков их изменения [6]. В связи с этим во многих работах изучалась возможность возникновения НЧ-шума в области пространственного заряда (ОПЗ)  $p-n$ -перехода за счет процессов генерации-рекомбинации

( Г-Р ) носителей заряда на глубоких примесных центрах по механизму Шокли-Рида-Холла ( ШРХ ) [11]. Авторы [8,9], показывая важность ГР-процессов в механизме возникновения НЧ-шума, не получили спектра типа  $f^\gamma$ . Лауритцен [7] на основе анализа соотношения шумовой составляющей за счет ГР-процессов и дробовых шумов, пришел к выводу, что первая составляющая соизмерима с уровнем дробовых шумов  $p$ - $n$ -перехода. В работе [10] показано, что шум со спектром  $f^\gamma$  может возникнуть из-за флуктуации числа носителей заряда, обусловленных наличием хвоста плотности состояний вблизи края запрещенной зоны полупроводника.

В настоящей работе предлагается модель НЧ-шума со спектром  $f^\gamma$ , которая базируется на предположении о неоднородном распределении концентрации глубоких примесных центров  $N_t$  в ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода.

### Теория.

Рассмотрим кремниевый  $n^+$ - $p$  -переход с глубокими примесными центрами акцепторного типа в  $p$ - области. Считаем выполненными следующие условия:  $n$ -область является сильно легированной и процессами захвата носителей заряда в этой области пренебрегаем ввиду малой толщины  $n$ -слоя в ОПЗ; концентрация мелких акцепторов  $N_a$  в области базы больше концентрации глубоких примесных центров  $N_t$ . Энергетическая диаграмма рассматриваемого перехода показана на рис. 1.

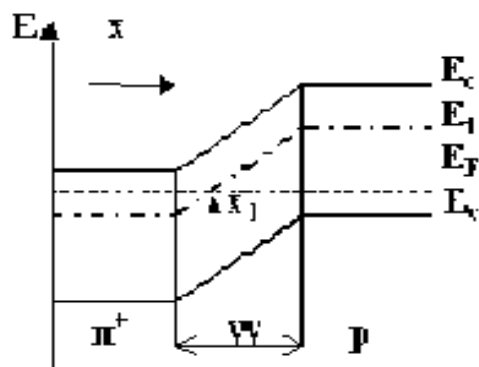


Рис.1.

Как показано Хорнбеком и Хейнсом [2], в кремнии  $p$ -типа имеется два типа центров захвата электронов, которые обнаруживаются при комнатной температуре. Согласно их результатов, акцепторы с глубоким уровнем  $E_t$  могут находиться в нейтральном или отрицательном однократнозаряженном состоянии. В точке  $x_1$  ОПЗ энергетический уровень глубокого центра  $E_t$  пересекается с уровнем Ферми  $E_F$ . В области  $x < x_1$  вероятность заполнения глубокого центра стремиться к единице, в области  $x > x_1$  вероятность заполнения глубокого центра резко убывает с ростом  $x$ , принимая в объеме  $p$ -области значе-

ние  $f_{pt} = N_{dp}/N_t$ , где  $N_{dp}$ - концентрация мелких доноров в  $p$ -области.

В соответствии с теорией Шокли-Рида-Холла (ШРХ) [11] уравнение для скоростей захвата и эмиссии электронов и дырок на глубокие примесные центры имеет вид:

$$dn_t/dt = N_t [c_n n (1-f_t) + e_p (1-f_t) - e_n f_t - c_p p f_t], \quad (1)$$

где  $n_t = N_t f_t$ ;  $f_t$ -доля заполненных электронами ловушек;  $n, p$ -соответственно, локальные концентрации электронов и дырок;  $c_n, c_p$ - соответственно, вероятности захвата электронов и дырок;  $e_n, e_p$ -соответственно, вероятности эмиссии электронов и дырок.

В окрестности точки  $x_1$  в пределах нескольких  $kT$  происходит резкое из-

менение зарядового состояния глубокого центра определяемого функцией распределения  $f_i$ . В рассматриваемом случае  $f_i$  зависит от  $x$  в ОПЗ и в состоянии термодинамического равновесия доля занятых электронами центров должна определяться функцией Ферми-Дирака вида:

$$f(x) = \left\{ \exp \left[ \frac{E_i - E_f - q\varphi(x)}{kT} \right] + 1 \right\}^{-1}, \quad (2)$$

где  $\varphi(x)$  - потенциал в точке  $x$ ;  $k$ -постоянная Больцмана;  $T$ -абсолютная температура;  $q$ -заряд электрона.

Для постоянных захвата и эмиссии носителей заряда в соответствии с принципом детального равновесия [15]

$$e_n = c_n n_1; \quad e_p = c_p p_1; \quad (3)$$

где  $n_1, p_1$  - концентрации электронов и дырок соответственно в предположении равенства уровня Ферми с уровнем глубокого центра.

Согласно принятым допущениям глубокий примесный центр изменяет свое зарядовое состояние от нейтрального до отрицательного однократно заряженного. С учетом взаимодействия носителей заряда только с зоной проводимости и пренебрегая их рекомбинацией на глубоких центрах в  $p$ -области из (1), приняв  $n = n_1$  и  $f_i = f_i(x)$  получим:

$$c_n \cdot n [1 - f_i(x)] - e_n \cdot f_i(x) \cong 0. \quad (4)$$

С учетом (3) из (4) получим:

$$n(x) = n_1 \frac{f_i(x)}{1 - f_i(x)}. \quad (5)$$

Уравнение (5) дает распределение концентрации электронов на глубоком энергетическом уровне  $E_i$  в окрестности точки  $x_1$ . Поскольку рассматривается взаимодействие электронов с глубоким центром акцепторного типа, в кинетическом уравнении (1) явлениями, связанными с релаксацией дырок пренебрегаем.

В общем виде уравнение непрерывности для глубоких центров на основании (1) и с учетом малости изменения соответствующих величин имеет вид:

$$\frac{\partial n_t}{\partial t} = -\delta n_t [c_n(n_0 + n_1) + c_p(p_0 + p_1)] + \delta n_t [c_n(N_t - n_{t0}) - c_p \delta p], \quad (6)$$

где принято:  $n = n_0 + \delta n$ ;  $n_t = n_{t0} + \delta n_t$ ;  $p = p_0 + \delta p$ .

С учетом флуктуации концентрации электронов только в окрестности точки  $x_1$  и сделанных выше допущениях (6) можно записать:

$$\partial \delta n_t / \partial t = -\delta n_t [c_n(n_0 + n_1)]. \quad (7)$$

С учетом (5), выражение (7) запишется в виде:

$$\partial \delta n_t / \partial t = -\delta n_t \left[ \frac{c_n n_1}{1 - f_i(x)} \right]. \quad (8)$$

Обозначим множитель в скобках:

$$\tau_t(x) = \frac{1 - f_i(x)}{c_n n_1}. \quad (9)$$

Тогда (8) примет вид:

$$\partial \delta n_t / \partial t = -\delta n_t / \tau(x) \cdot \quad (10)$$

Как известно, решением уравнения (10) является простая экспоненциальная функция вида:

$$\delta n_t = \delta n_{t_0} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_t(x)}\right). \quad (11)$$

где  $\delta n_{t_0}$  – значение флуктуации концентрации электронов на глубоком уровне при  $t = 0$ .

Из (11) следует, что характеристическая постоянная времени релаксации электронов  $\tau_t(x)$  на глубоких примесных центрах не зависит от концентрации этих центров, а зависит от координаты в ОПЗ и их зарядового состояния. Максимальное значение  $\tau_t$  определяется произведением  $(c_n n_1)^{-1}$  и резко спадает при отклонении от точки  $x_1$  за счет изменения отношения вероятностей  $f_t(x)/f_{t_0}$ .

Произведем приближенную оценку возможных значений  $\tau_e(x)$ . Значение концентрации электронов, взаимодействующих с глубоким центром, можно вычислить из (3) с учетом соотношения:

$$\frac{e_n}{c_n} = n_1 = n_i \exp \frac{E_t - E_F}{kT}, \quad (12)$$

где  $n_i$  – концентрация электронов в собственном полупроводнике.

При условии совпадения уровня  $E_t$  с уровнем Ферми  $E_F$   $n_1 = n_i$ . Вероятность захвата  $c_n$  определится из соотношения:  $c_n = \sigma_n \cdot \theta$ , где  $\sigma_n$  – сечение захвата глубокого центра для электронов;  $\theta$  – тепловая скорость электрона, для случая комнатной температуры  $\theta = 10^7$  см/с. Сечение захвата для различных полупроводниковых материалов может изменяться в довольно широких пределах от  $10^{12}$  до  $10^{25}$  см<sup>2</sup>. Приняв  $\sigma_n = 10^{-17}$  см<sup>2</sup>,  $\theta = 10^7$  см/с, получим  $c_n = 10^{-10}$  см<sup>3</sup>/с. С учетом  $f_t(x_1) = 0,5$  из (9) получим  $\tau_t(x_1) = 0,25$ с.

При изменении функции распределения  $f_t(x)$  в окрестности точки  $x_1$ , постоянная времени  $\tau_t(x)$  будет изменяться от своего максимального значения до значения стремящегося к эффективному времени жизни носителей заряда в р-области. Этот результат, на наш взгляд, показывает, что при возникновении в ОПЗ перехода даже одного глубокого центра, постоянная времени релаксации может изменяться в широких пределах без каких-либо дополнительных предположений, которые часто делаются о наличии в запрещенной зоне набора энергетических уровней с различными значениями энергии активации.

Рассмотрим флуктуации тока р-п-перехода, обусловленные флуктуацией концентрации электронов  $\delta n_t$  в ОПЗ с постоянной времени  $\tau_t(x)$ . Для упрощения анализа закон изменения электростатического потенциала в ОПЗ считаем линейным. Тогда напряженность поля  $E$  в р-п-переходе можно выразить через контактную разность потенциалов  $\varphi_k$  и внешнее напряжение  $V$  приложенное к р-п-переходу в виде:

$$E = \frac{\varphi_k - V}{W}, \quad V = \varphi_k - E \cdot W, \quad (13)$$

где  $W$  – ширина р-п-перехода.

При малых уровнях инжекции, для случая прямого смещения, преобладающим является ток генерации-рекомбинации  $I_{z-p}$ , который согласно [15] запишется в виде:

$$I_{z-p} = \frac{qn_i A}{\tau_0} \cdot \frac{kTW}{q(\varphi_\kappa - V)} f(b) \exp \frac{qV}{2kT}, \quad (14)$$

где  $A$ -площадь р-п-перехода;  $\tau_0$ -суммарное ( эффективное ) время жизни носителей заряда;  $f(b)$ -функция слабо зависящая от приложенного напряжения.

С учетом (13) и того, что при наличии глубоких примесных центров, расположенных вблизи середины запрещенной зоны  $E_i$ , что наиболее существенно в рассматриваемом случае,  $f(b) \approx 1$  и (14) запишется:

$$I_{z-p} = \frac{qn_i A}{\tau_0} \frac{kT}{qE} \exp \left[ \frac{q(\varphi_\kappa - EW)}{2kT} \right]. \quad (15)$$

При возникновении небольшой флуктуации напряженности поля, связанной с неполностью ионизированными глубокими центрами, флуктуация тока р-п-перехода определится как:

$$\delta I_{z-p} = -I_{z-p} \left( \frac{\delta E}{E} + \frac{qW}{2kT} \delta E \right). \quad (16)$$

Точное значение  $\delta E$  может быть получено из решения уравнения Пуассона с учетом флуктуации носителей заряда на глубоких примесных центрах  $\delta n_i$  при соответствующих граничных условиях. Однако для получения качественных результатов эта задача может быть решена более простым способом.

Если имеется небольшое количество заряда  $\delta Q_i$  на единицу объема захвата в элементе  $\delta x$  на расстоянии  $x$  от нейтральной объемной области, как показано на рис.1, напряженность поля модулируется:

$$\delta E = \frac{\Delta x \delta Q_i x}{\varepsilon \varepsilon_0 W}, \quad (17)$$

где  $\varepsilon, \varepsilon_0$  – диэлектрическая проницаемость среды и вакуума соответственно.

Среднее значение поля на границе р-п-перехода для рассматриваемого случая можно записать:

$$E = \frac{qN_a W}{\varepsilon \varepsilon_0} \dots \quad (18)$$

Подставляя (17), (18) в (16) получим:

$$\delta I_{z-p} = -I_{z-p} \left[ \frac{1}{\varepsilon \varepsilon_0 (\varphi_\kappa - V)} + \frac{q}{2\varepsilon \varepsilon_0 kT} \right] \Delta x \delta Q_i x. \quad (19)$$

Флуктуации заряда на глубоком примесном центре в элементе  $\Delta x$  определится из очевидного соотношения  $\Delta x \delta Q_i = \Delta x q \delta n_i$  и с учетом (11) выражение для флуктуации тока р-п-перехода примет вид:

$$\delta I_{z-p} = -I_{z-p} \left[ \frac{1}{\varepsilon \varepsilon_0 (\varphi_\kappa - V)} + \frac{q}{2\varepsilon \varepsilon_0 kT} \right] q \delta n_{i0} x \Delta x \exp \left[ -\frac{t}{\tau_i(x)} \right]. \quad (20)$$

Для неравновесных стационарных условий выражение для  $\delta n_{t0}$  может быть получено с помощью равновесного соотношения при замене уровня Ферми неравновесным квазиуровнем Ферми [ ]. С учетом  $\Delta V n_i = \Delta V N_i f_i(x)$  получим:



$$\overline{(\Delta V n_{io})}^2 = kT \frac{\partial N_t f_t(x) \Delta V}{\partial E_{F_t}} = \Delta V N_t f_t(x) [1 - f_t(x)] \quad (21)$$

где  $\Delta V$  – элемент объема;  $\delta n_{io}$  – концентрация носителей заряда при  $t = 0$ .

С учетом (21) выражение для флуктуации тока р-п-перехода в окрестности точек с координатой  $x_1$  в элементарном объеме  $\Delta V$  запишется:

$$\delta I_{z-p} = -M I_{z-p} \left\{ \frac{N_t f_t(x) [1 - f_t(x)]}{\Delta V} \right\}^{\frac{1}{2}} q \Delta x \cdot x \exp \left[ -\frac{t}{\tau_t(x)} \right], \quad (22)$$

$$\text{где } M = \frac{1}{\varepsilon \varepsilon_0 (\varphi_k - V)} + \frac{q}{2 \varepsilon \varepsilon_0 kT}.$$

Согласно теореме Винера-Хинчина спектральная плотность флуктуирующей величины  $\delta I_{z-p}(t)$  определится:

$$S(\omega) = 2 \int_0^{\infty} \delta I_{z-p}(t) \delta I_{z-p}(t + \tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (23)$$

Подставив (22) в (23) получим частотный спектр флуктуаций тока р-п-перехода в элементарном объеме  $\Delta V$  на расстоянии  $x$ , обусловленный захватом электронов на глубокий примесный центр:

$$S_{\Delta V}(\omega) = 2(qM)^2 I_{z-p}^2 \frac{N_t}{\Delta V} (x \Delta x)^2 f_t(x) [1 - f_t(x)] \frac{\tau_t(x)}{1 + [\omega \tau_t(x)]^2}. \quad (24)$$

Такого рода процессы захвата и эмиссии электронов должны происходить по всему объему ОПЗ, поэтому для вычисления результирующей флуктуации необходимо проинтегрировать (24) по всей ширине р-п-перехода  $W$ .

Запишем элементарный объем через площадь р-п-перехода и приращение по координате в виде  $\Delta V = A \Delta x$ . Используя явную форму записи для  $\tau_t(x)$  и  $\Delta V$ , спектр флуктуаций тока р-п-перехода в элементе  $\Delta x$  запишется:

$$S_{\Delta x}(\omega) = \frac{2(qM)^2 I_{z-p}^2 N_t}{A c_n n_1} \int_0^W \frac{x^2 f_t(x) [1 - f_t(x)]}{1 + \left\{ \frac{\omega [1 - f_t(x)]}{c_n n_1} \right\}^2} dx. \quad (25)$$

Переходя в (25) к переменной интегрирования  $f_t(x)$ , разлагая логарифмическую часть подинтегральной функции в ряд и ограничиваясь членами второго порядка малости, получим спектр флуктуаций тока прямосмещенного р-п-перехода с глубокими примесными центрами в ОПЗ:

$$S(\omega) = \frac{2(qM)^2 I_{z-p}^2 N_t c_n n_1}{A \omega^2} \left[ \frac{kTW}{q(\varphi_k - V)} \right]^3 \ln \frac{1 + (\omega \tau_2)^2}{1 + (\omega \tau_1)^2}. \quad (26)$$

Из (26) следует, что в диапазоне изменения постоянных времен релаксации  $\omega \tau_1 \ll 1 \ll \omega \tau_2$  реализуется спектр флуктуаций тока пропорциональный  $\omega^{-2}$ , а его уровень достаточно сложно зависит от физических и топологических параметров полупроводниковой структуры.

Уравнение (26) получено из условия равномерного распределения глубоких примесных центров  $N_t$  по объему р-п-перехода, отсутствию взаимного влияния флуктуаций на локальных центрах и линейного хода потенциала в ОПЗ. В реальных р-п-переходах эти параметры существенно нелинейны [14]. В частности, рас-

пределение примесей и, как следствие, глубоких центров в ОПЗ может быть описано либо функцией ошибок, либо экспоненциальной функцией.

Рассмотрим механизм возникновения флуктуаций тока в ОПЗ p-n-перехода с учетом сделанных замечаний. При этом считаем выполненными следующие допущения.

Концентрация глубоких примесных центров и напряженность электрического поля изменяется в ОПЗ по законам:

$$N_t(x) = \frac{N_{t0}}{[1 - f_t(x)]}, \quad E = \frac{\varphi_{k-V}}{W} \left(1 - \frac{x}{W}\right), \quad V = \varphi_k - \frac{EW}{1 - \frac{x}{W}}. \quad (27)$$

С учетом принятых допущений (18) запишется:

$$\delta I_{z-p} = -I_{z-p} \left[ \frac{qW^2}{2kT(W-x)} + \frac{1}{\varepsilon\varepsilon_0} \right] \delta E. \quad (28)$$

Напряженность электрического поля при этих условиях

$$E = \frac{q(N_a - N_{t0})(W-x)\Delta x}{\varepsilon\varepsilon_0 W}. \quad (29)$$

модулируется в элементе  $\Delta x$  на расстоянии  $(W-x)$  генерационно-рекомбинационным процессом:

$$\delta E = -\frac{\delta Q_t(W-x)\Delta x}{\varepsilon\varepsilon_0 W}. \quad (30)$$

С учетом  $\delta Q_t \Delta x = q \delta n_t \Delta x$  и  $\delta n(t) = \delta n_{t0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_t(x)}\right)$  (28) запишется:

$$\delta I_{z-p} = -I_{z-p} \left( \frac{qW}{2kT\varepsilon\varepsilon_0} + \frac{W-x}{qN_a W^2} \right) \frac{N_{t0} f_t(x)}{\Delta V} q \exp\left(-\frac{t}{\tau_t(x)}\right) \Delta x. \quad (31)$$

Для получения спектра флуктуаций применим к (31) теорему Винера-Хинчина:

$$S(\omega) = \frac{q^2 I_{z-p}^2 N_{t0}}{A} \left\{ \int_0^W \left( \frac{qW}{2kT\varepsilon\varepsilon_0} \right)^2 \frac{f_t(x) \tau_t(x) dx}{1 + [\omega \tau_t(x)]} + \int_0^W \frac{(W-x) f_t(x) \tau_t(x) dx}{kT\varepsilon\varepsilon_0 W N_a [1 + (\omega \tau_t(x))^2]} \right\} + \\ + \int_0^W \frac{(W-x^2) f_t(x) \tau_t(x) dx}{q^2 W^4 N_a^2 [1 + (\omega \tau_t(x))^2]}. \quad (32)$$

Для вычисления (32) зададимся изменением электростатического потенциала в ОПЗ в виде:

$$\varphi(x) = -(\varphi_k - V) + (\varphi_k - V) \left(1 - \frac{x}{W}\right)^2. \quad (33)$$

Перейдя в (33) с помощью (2) к переменной  $f_t(x)$  получим:

$$\varphi(x) = -\frac{kT}{q} \ln \frac{1 - f_t(x)}{f_t(x)}. \quad (34)$$

С учетом (33) и (34), вычислив (32), получим спектр флуктуаций тока генерации-рекомбинации в ОПЗ р-п-перехода:

$$S(\omega) = \frac{\sqrt{2}I_{z-p}^2 N_{t0}}{A\sqrt{\varepsilon\varepsilon_0}\sqrt{N^3}\omega} \left[ \frac{\sqrt{q^{3(\varphi_k-V)}}}{4kT} - \frac{\sqrt{q}}{2\sqrt{\varphi_k-V}} - \frac{kT}{4\sqrt{q(\varphi_k-V)^3}} \right] (\arctg\omega\tau_2 - \arctg\omega\tau_1). \quad (35)$$

Из (35) следует, что спектр флуктуаций тока р-п-перехода за счет процессов генерации-рекомбинации изменяется по закону  $S(\omega) \sim \omega^{-\gamma}$  в диапазоне частот  $\omega\tau_1 \ll 1 \ll \omega\tau_2$ , где  $\gamma \approx 1$ . Вычисления показывают, что в зависимости от закона изменения концентрации примесных центров показатель  $\gamma$  может изменяться от 0,5 до 2. Оценка величины (35) при  $N_{t0}=10^{14}$  см<sup>-3</sup>,  $A=8 \cdot 10^{-4}$  см<sup>2</sup>,  $\varepsilon=12$ ,  $\varepsilon_0=8,86 \cdot 10^{-14}$  Ф/см,  $T=300$ К,  $N_a=10^{16}$  см<sup>-3</sup>,  $\varphi_k=0,65$ В,  $V=0,5$ В,  $q=1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл,  $k=1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град. Дает:

$$S(f) = 4,1 \cdot 10^{-11} \frac{I_{z-p}^2}{f} (\arctg\omega\tau_2 - \arctg\omega\tau_1). \quad (36)$$

На основе проведенного анализа, на наш взгляд, можно сделать вывод о том, что пространственно неоднородное распределение дефектов в ОПЗ, создающих глубокие уровни, может привести к возникновению низкочастотного шума со спектром типа  $1/f^\gamma$ . При этом, в зависимости от закона изменения распределения примеси в ОПЗ, показатель  $\gamma$  может принимать значения от 0,5 до 2.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ван-дер-Зил А. Флуктуации в радиотехнике и физике. Пер.с англ. М., Госэнергоиздат, 1958.
2. Ван-дер-Зил А. Флуктуационные явления в полупроводниках. Пер.с англ. М., Изд-во иностр. лит., 1961.
3. Мак-Уортер. Шум  $1/f$  –типа и свойства поверхности германия.-В кн.: Физика поверхности полупроводников. М., Изд-во иностр. лит., 1959.
4. Ван-дер-Зил А. Шум (источники, описание, измерение ). Пер. с англ. под ред. А.К. Нарышкина. М., Сов. радио, 1973.
5. Нарышкин А.К., Врачев А.С. Теория низкочастотных шумов. М.: Энергия, 1972.
6. Коган Ш.М. Низкочастотный токовый шум со спектром типа  $1/f$  в твердых телах // УФН. 1985.Т. 145. В. 2. С. 285-326.
7. Lauritzen P.O. Noise Due to Generation and Rekombination of Carriers in p-n Junction Transition Regions, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-15, NO. 10, 1968.
8. Berz F. Theory of Low Frequency Noise in Si MOST'S, Solid-State Electronics, Pergamon Press, 1970, vol. 13, p.p. 631-647.
9. SHENG T. HSU. Flicker Noise in Metal Semuconductor Schottky Barrier Diodes Due to Multistep Tunneling Processes, IEE Transactions on Elektron Devices, vol. ED-18, NO. 10 1971.
10. Дьяконова Н.В., Левинштейн М.Е. // ФТП. 1989. Т.23. В.2.С. 283-291.
11. Лукьянчикова Н.Б. Флуктуационные явления в полупроводниках и

полупроводниковых приборах. – М.: Радио и связь. 1990. – 296 с..

12. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах: Пер. с англ.- М.: Мир, 1986. – 399 с.

13. Божков В.Г. Низкочастотный шум в контактах металл-полупроводник с нормальным распределением высоты барьера. // РЭ.1997. Т.42. № 4. с.494-499.

14. Као К., Хуанг В. Перенос электронов в твердых телах. В двух частях. Пер. с англ. –М.: Мир. 1984. – 352 с.

15. Милнс А. Примеси с глубокими уровнями в полупроводниках. Пер. с англ. – М.: Мир. 1977. –562 с.

---

---

УДК 621.384

*Г. А. Новиков*

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕЛИЧИН СИЛЫ И МОМЕНТА СИЛ, ДЕЙСТВУЮЩИХ НА ПОСТОЯННЫЙ МАГНИТ КРУГЛОГО СЕЧЕНИЯ**

Получены аналитические выражения для определения величин силы и момента сил, действующих на единицу длины постоянного магнита круглого сечения, однородно намагниченного в направлении, перпендикулярном к его оси, и находящегося в межполюсном зазоре поворотного магнита.

При создании рециркуляционных ускорителей широко применяются поворотные магниты, посредством которых пучки заряженных частиц отклоняются на заданный угол [1]. Как правило, поворотные магниты являются электромагнитами, в которых источниками магнитного поля служат витки с токами. Использование электромагнитов требует наличия системы высокостабильного электропитания и охлаждения обмоток. Применение в качестве генератора магнитного поля постоянных магнитов (ПМ) позволяет устранить данный недостаток и изготавливать магнитные системы, не потребляющие электроэнергию [2].

В рамках проекта импульсного разрезного микротрона были созданы два однотипных поворотных магнита на основе использования ПМ из самарий-кобальта (Sm-Co) [3]. Поворотные магниты имеют коробчатую форму (рис. 1). Ярмо (внешняя коробка), являясь магнитопроводом, экранирует поле в межполюсном зазоре от наружных паразитных магнитных полей и резко снижает влияние собственного поля магнита на окружающее оборудование. Основные полюса формируют магнитное поле  $B_0$ , обеспечивающее поворот электронного пучка на  $180^\circ$ . ПМ касаются всех граней прямоугольных полюсов за исключением тех, которые обращены своими поверхностями внутрь рабочей области. Во внешней стенке поворотного магнита имеется окно для ввода/вывода пучка. Подстройка уровня основного поля осуществляется с помощью тюнеров – блоков ПМ круглого сечения, помещенных в угловых областях между основными полюсами и ярмом. Вращая юстирующие элементы можно изменять разности потенциалов между полюсами, тем самым, увеличивая или уменьшая величину  $B_0$ .

На тюнеры со стороны магнитного поля, созданного в угловых областях, действуют силы и моменты сил относительно оси вращения. На этапе проектирования их величины можно определить численно с помощью какого-либо магнитостатического кода. Однако решение данной задачи связано с большими временными затратами. Поэтому возникла необходимость оценить величины сил и моментов сил, действующих на тюнеры, с помощью аналитических выражений.

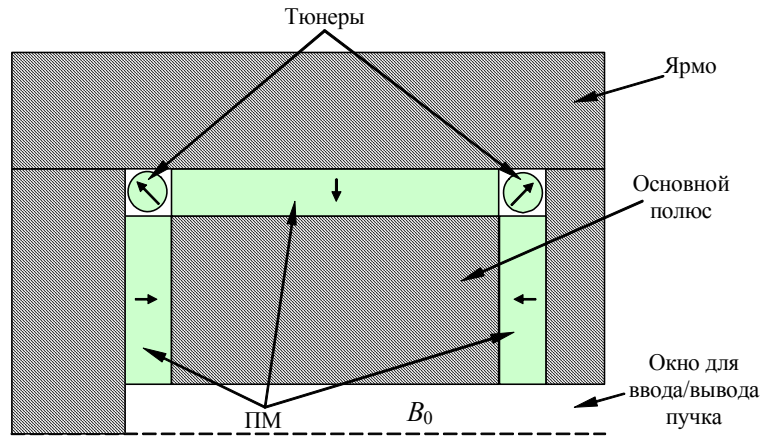


Рис. 1. Верхняя половина сечения поворотного магнита плоскостью симметрии, стрелками в ПМ и тюнерах указаны направления намагниченности

Ограничимся рассмотрением задачи в 2-х мерной плоскости (см. рис. 2). Представим угловую область ее упрощенным вариантом, состоящим из 2-х бесконечных прямоугольных эквипотенциальных поверхностей, расстояния между которыми равны  $h_1$ . Поместим ось тюнера на линии симметрии системы. Будем полагать, что юстирующий элемент однородно намагничен, намагниченность направлена перпендикулярно к его оси, остаточная индукция  $B_r$  и коэрцитивная сила  $H_c$  связаны соотношением  $B_r = \mu_0 H_c$ .

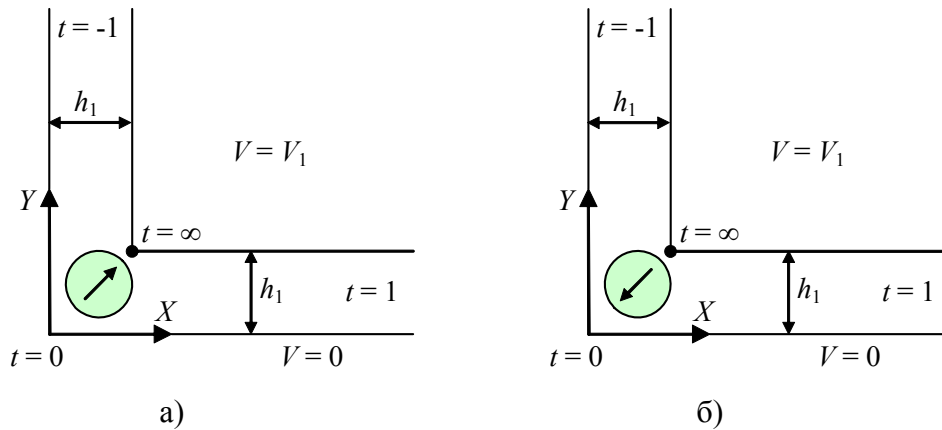


Рис. 2. Положения равновесия блока РЗМ круглого сечения: а – положение устойчивого (неустойчивого) равновесия тюнера при  $V_1 < 0$  ( $V_1 > 0$ ), б – положение устойчивого (неустойчивого) равновесия тюнера при  $V_1 > 0$  ( $V_1 < 0$ )

Как известно, всякий ПМ стремится принять во внешнем магнитном поле такое положение, при котором полный магнитный поток, пронизывающий поперечное сечение тела магнита, достигал своего возможного при данных условиях максимума. Из симметрии рассматриваемой системы следует, тюнер имеет положения равновесия, которые осуществляются при углах поворота  $\pi/4$  (рис. 2а) и  $5\pi/4$  (рис. 2б). В случае, когда  $V_1 > 0$  ( $V_1 < 0$ ) угол  $5\pi/4$  ( $\pi/4$ ) соответствует устойчивому положению равновесия, а угол  $\pi/4$  ( $5\pi/4$ ) – неустойчивому положе-

нию равновесия, т. е. малейшее нарушение данного состояния вызовет вращение блока ПМ вокруг оси, перпендикулярной плоскости чертежа.

С помощью интеграла Кристоффеля-Шварца [4] отобразим конформно область между полюсами плоскости  $z$  на верхнюю полуплоскость плоскости  $t$ :

$$\pi z = -\frac{2h_1}{\sqrt{t}(t^2-1)}, \quad z = \frac{h_1}{\pi} \left( i \ln \frac{\sqrt{t}+i}{\sqrt{t}-i} + \ln \frac{\sqrt{t}+1}{\sqrt{t}-1} \right). \quad (1)$$

Конформное отображение для комплексного потенциала:

$$\pi F_1 = -\frac{2V_1}{t^2-1}. \quad (2)$$

После умножения (2) на  $i$  и деления на (1), получим

$$H^* = i \frac{dF_1}{dz} = iH_1\sqrt{t}, \quad H_1 = \frac{V_1}{h_1}. \quad (3)$$

Поле вне сечения круглого ПМ можно представить как поле точечного диполя с моментом  $m_z = |m_z|e^{i\beta}$ ,  $|m_z| = H_c \pi r_0^2$ ,  $r_0$  – радиус сечения ПМ. Пусть  $z_0$  – центр тунера. Так как ось тунера помещена на линии симметрии системы, то  $z_0$  лежит на прямой, проходящей через вершины углов эквипотенциальных поверхностей. На плоскости  $t$  точке  $z_0$  соответствует  $t_0$ , окружности  $C_{r_0}$  с центром  $z_0$  – замкнутый контур  $C_0$  с внутренней точкой  $t_0$ . Тогда из (3) найдем

$$\sqrt{t_0} = e^{i\frac{\pi}{4}} \frac{H_0}{H_1}, \quad H_0 = |H^*|_{z=z_0}.$$

Поскольку дипольный момент  $|m_z| = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} q \Delta z$ , ( $q$  – эквивалентный магнитный заряд), его величина зависит от плоскости рассмотрения. В  $t$ -плоскости

$$|m_t| = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} |q \Delta t| = \lim_{\Delta z \rightarrow 0} q \frac{dt}{dz} \Delta z = \frac{|m_z|}{|z_0|}, \quad z_0 = \frac{dz}{dt} \Big|_{t=t_0}.$$

Комплексный потенциал и поле диполя в  $t$ -плоскости [5]

$$F_t = \frac{1}{2\pi i} \left( \frac{m_t}{t-t_0} - \frac{m_t^*}{t-t_0^*} \right), \quad H_t^* = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{m_t}{(t-t_0)^2} - \frac{m_t^*}{(t-t_0^*)^2} \right). \quad (4)$$

Поле диполя в плоскости  $z$

$$H_z^* = i \frac{dF_t}{dz} = \frac{H_t^*}{z}. \quad (5)$$

С учетом (3), (4) и (5) суммарное поле в межполюсном зазоре плоскости  $z$

$$H_{tot_0}^* = iH_1\sqrt{t} + \frac{1}{2\pi z} \left( \frac{m_t}{(t-t_0)^2} - \frac{m_t^*}{(t-t_0^*)^2} \right).$$

Для определения силы и момента сил относительно оси в точке  $z=0$ , действующих на ограниченное контуром  $C$  область, воспользуемся выражениями [6]:

$$F'^* = -i \frac{\mu_0}{2} \oint_C H'^* dz, \quad M = \frac{\mu_0}{2} \operatorname{Re} \oint_C z H'^* dz. \quad (6)$$

Для рассматриваемого тунера формулы (6) приобретают следующий вид

$$F'^* = -i \frac{\mu_0}{2} \oint_{C_{r_0}} H_{tot}^{*2} dz, \quad M = \frac{\mu_0}{2} \operatorname{Re} \oint_{C_{r_0}} (z - z_0) H_{tot}^{*2} dz \quad (7)$$

Чтобы вычислить значения (7) применим теорему о вычетах. Для этого в  $H_{tot}^{*2}$  сохраним только члены, имеющие особенности внутри окружности  $C_{r_0}$ . Тогда

$$H_{tot}^{*2} = \frac{1}{4\pi^2 z^2} \left( \frac{m_t^2}{(t-t_0)^4} - \frac{2m_t m_t^*}{(t-t_0)^2 (t-t_0^*)^2} \right) + \frac{iH_1 m_t \sqrt{t}}{\pi z (t-t_0)^2}$$

Получим выражение для вычисления силы. Найдем вклад  $F_1'^*$  от члена, пропорционального  $H_1$ .

$$i \frac{H_1 m_t}{\pi} \oint_{C_{r_0}} \frac{\sqrt{t} dt}{(t-t_0)^2} = - \frac{H_1 m_z}{z_0 \sqrt{t_0}} = \frac{\pi H_1 m_z (t_0^2 - 1)}{2h_1}$$

Положим  $b_0^4 = -t_0^2$ . Тогда

$$F_1'^* = \frac{\pi^2 r_0^2 H_1 B_r (1 + b_0^4)}{4h_1} e^{i\left(\frac{\pi}{2} + \beta\right)}$$

Найдем вклад  $F_2'^*$  от члена, пропорционального  $m_t^2$ .

$$\frac{m_t^2}{4\pi^2} \oint_{C_{r_0}} \frac{dt}{z(t-t_0)^4} = \frac{im_t^2}{12\pi} \frac{d^3}{dt^3} \left( \frac{1}{z} \right) \Big|_{t=t_0} = - \frac{im_z^2}{24h_1 z_0^2} \frac{d^3}{dt^3} \left( t^{\frac{5}{2}} - t^{\frac{1}{2}} \right) \Big|_{t=t_0},$$

так что

$$F_2'^* = \frac{\pi^4 r_0^4 B_r H_c (b_0^4 + 1)^2 (5b_0^4 + 1)}{512h_1^3 b_0^3} e^{i\left(\frac{5\pi}{4} + 2\beta\right)}$$

Найдем вклад  $F_3'^*$  от члена, пропорционального  $m_t m_t^*$ .

$$\begin{aligned} \frac{m_t m_t^*}{2\pi^2} \oint_C \frac{dt}{z(t-t_0)^2 (t-t_0^*)^2} &= \frac{im_t m_t^*}{\pi} \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{z(t-t_0^*)^2} \right) \Big|_{t=t_0} = \\ &= - \frac{i|m_z|^2}{2h_1 |z_0|^2} \frac{d}{dt} \left( \frac{\sqrt{t}(t^2-1)}{(t-t_0^*)^2} \right) \Big|_{t=t_0}, \end{aligned}$$

откуда

$$F_3'^* = \frac{\pi^4 r_0^4 B_r H_c (b_0^4 + 1)^2 (3b_0^4 - 1)}{128h_1^3 b_0^3} e^{i\frac{3\pi}{4}}$$

Заметим, что  $F_3'^*$  обращается в нуль когда  $b_0^4 = 1/3$ .

Таким образом, выражение для определения величины силы, действующей на ПМ круглого сечения, имеет вид



$$F^{r*} = \frac{\pi^2 r_0^2 H_1 B_r (1 + b_0^4) e^{i\left(\frac{\pi}{2} + \beta\right)}}{4h_1} + \frac{\pi^4 r_0^4 B_r H_c (b_0^4 + 1)^2 (5b_0^4 + 1) e^{i\left(\frac{5\pi}{4} + 2\beta\right)}}{512h_1^3 b_0^3} +$$

$$+ \frac{\pi^4 r_0^4 B_r H_c (b_0^4 + 1)^2 (3b_0^4 - 1) e^{i\frac{3\pi}{4}}}{128h_1^3 b_0^3}$$

Получим выражение для момента сил. Для дальнейших выкладок нам понадобятся значения функции  $A(t) = \frac{z - z_0}{z}$ , ее первой и третьей производных, а также значения первой и второй производных функции  $B(t) = \ln z$  в точке  $t = t_0$ .

$$A|_{t=t_0} = 0 \quad , \quad \dot{A} = 1 - AB \quad , \quad \dot{A}|_{t=t_0} = 1 \quad , \quad -\ddot{A} = A(\ddot{B} - B^2) + \dot{B} \quad ,$$

$$\dot{B} = -\frac{1}{2t} - \frac{2t}{t^2 - 1} \quad , \quad \dot{B}^2 = \frac{1}{4t^2} + \frac{4t^2}{(t^2 - 1)^2} + \frac{2}{t^2 - 1} \quad , \quad \ddot{B} = \frac{1}{2t^2} + \frac{2(t^2 + 1)}{(t^2 - 1)^2} \quad ,$$

$$2\dot{B} - \dot{B}^2 = \frac{3}{4t^2} + \frac{4}{(t^2 - 1)^2} - \frac{2}{t^2 - 1} \quad ,$$

$$-\ddot{A} = \dot{A}(\ddot{B} - \dot{B}^2) + A(\ddot{B} - 2\dot{B}\ddot{B}) + \ddot{B} \quad ,$$

$$Q = -\ddot{A}|_{t=t_0} = (\ddot{B} - \dot{B}^2)|_{t=t_0} = -\frac{3}{4b_0^4} + \frac{4}{(b_0^4 + 1)^2} + \frac{2}{b_0^4 + 1} \quad .$$

Поскольку член  $\sim m_t m_t^*$  не зависит от направления вектора намагниченности, то можно ожидать, что он не дает вклад в суммарный момент. Действительно:

$$\operatorname{Re} \oint_{C_{r_0}} \frac{(z - z_0) m_t m_t^*}{4\pi^2 z^2 (t - t_0)^2 (t - t_0^*)^2} \dot{z} dt = \operatorname{Re} \frac{i}{2\pi} m_t m_t^* \left( \frac{d}{dt} \frac{A}{(t - t_0)^2} \right) \Big|_{t=t_0} = \operatorname{Re} \frac{i m_t m_t^*}{2\pi (t_0 - t_0^*)^2} = 0 \quad .$$

Найдем вклад  $M_1$  от члена, пропорционального  $H_1$ .

$$\operatorname{Re} \oint_{C_{r_0}} \frac{i(z - z_0) H_1 \sqrt{t} m_t}{\pi (t - t_0)^2} dt = -2H_1 \operatorname{Re} m_t \left( \frac{d}{dt} (z - z_0) \sqrt{t} \right) \Big|_{t=t_0} =$$

$$= -2H_1 \operatorname{Re} m_t z_0 \sqrt{t_0} = -2H_1 \operatorname{Re} m_z \sqrt{t_0} = -2H_0 H_c \pi r_0^2 \cos\left(\beta + \frac{\pi}{4}\right)$$

так что

$$M_1 = -H_0 B_r \pi r_0^2 \cos\left(\beta + \frac{\pi}{4}\right).$$

Найдем вклад  $M_2$  от члена, пропорционального  $m_t^2$ .

$$\operatorname{Re} \oint_{C_{r_0}} \frac{(z - z_0) m_t^2}{4\pi^2 z (t - t_0)^4} dt = \operatorname{Re} \frac{i m_t^2}{12\pi} \left( \frac{d^3}{dt^3} A \right) \Big|_{t=t_0} =$$

$$= -\operatorname{Re} \frac{i m_z^2}{12\pi z_0^2} Q = \frac{\pi Q b_0^2 (b_0^4 + 1)^2 m_z^2 \cos 2\beta}{48h_1^2}$$

откуда

$$M_2 = \frac{\pi^3 r_0^4 B_r H_c Q b_0^2 (b_0^4 + 1)^2 \cos 2\beta}{96 h_1^2} .$$

$M_2$  – «собственный» момент диполя, поскольку возникает под действием его собственного поля. Так как  $M_2 \sim Q$ , существует такое положение ПМ, при котором  $M_2 = 0$ . Положим в уравнении  $Q = 0$   $x = b_0^4$ , тогда после соответствующих преобразований получим квадратное уравнение

$$5x^2 - 18x - 3 = 0, \quad x = 0,156, \quad b_0 = 0.631 .$$

Подставляя численное значение  $\sqrt{t_0} = b_0 e^{i\frac{\pi}{4}}$  в (1) (другой корень  $\sqrt{t_0} = -b_0 e^{i\frac{\pi}{4}}$  соответствует положению диполя вне области угла), получим выделенное положение  $z_0$ .

Итак, выражение для определения величины момента сил, действующего на ПМ круглого сечения относительно его оси, имеет вид

$$M = -H_1 B_r \pi r_0^2 \cos\left(\beta + \frac{\pi}{4}\right) + \frac{\pi^3 r_0^4 B_r H_c Q b_0^2 (b_0^4 + 1)^2 \cos 2\beta}{96 h_1^2} .$$

Сравнение с результатами численных расчетов, проведенных с помощью магнитостатического кода PANDIRA [7], подтвердили правильность полученных аналитических выражений для силы и момента сил.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Roy E.Rand, Recirculating Electron Accelerators, Harwood Academic Publishers, New York, 1984.
2. K. Halbach, Use of permanent magnets in accelerator technology: present and future, Mat. Res. Soc. Symp. Proc., Vol. 96, 1987, 259-277.
3. V.I. Shvedunov, G.A. Novikov, N.I. Pakhomov, V.S. Skachkov, and W.P. Trower, Large Permanent Magnet Performance, Proceedings of the 2001 Particle Accelerator Conference, Chicago, Edited by P. Lucas, S. Webber (IEEE Piscataway, 2001), 3227-3229.
4. Б.А. Фукс, Б. В. Шабат, Функции комплексного переменного и некоторые их приложения, М.-Л., Гос. изд. техн.-теорет. лит., 1949.
5. А.Г. Свешников, А.Н. Боголюбов, В.В. Кравцов, Лекции по математической физике, Изд. МГУ, 1993.
6. K. Halbach, 1990 Magnet Technology Lectures at LBL, V-902-2.1-6, April 1990.
7. Reference Manual for the POISSON/SUPERFISH Group of Code, Los Alamos Accelerating Code Group LA-UR-87-126.

УДК 621.313.3

Г. Ф. Афанасьев, М. В. Агати́ев, С. Е. Мальцев, В. С. Хамбиков

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРИВОДОВ НА ПОСТОЯННЫХ МАГНИТАХ

Приведены результаты исследования сегментов линейных электрических двигателей на постоянных дисковых магнитах, используемых в качестве приводов подвижных средств.

При разработке некоторых подвижных средств с электроприводом, представляется возможным вместо обычных электродвигателей использовать линейные электрические двигатели, особенно в средствах, от которых не требуется больших скоростей (например, коляска для инвалидов, тренажёры верховой езды и др.), но обладающих реверсом хода. В режиме двигателей могут быть использованы обратные линейные преобразователи на постоянных магнитах с встречными потоками [1-2]. С целью определения силовых характеристик таких преобразователей, числа постоянных магнитов (ПМ) и возможностей увеличения хода якоря, на кафедре «Радиотехника» УлГТУ были приведены исследования с разными типами постоянных кольцевых магнитов с осевой намагниченностью, для чего были построены секции, состоящие из двух одиночных и спаенных постоянных магнитов, расположенных на оси из диамагнетика, одноимёнными полюсами навстречу друг другу, и кольцевой обмотки, расположенной над зазором между магнитами (рис.1).

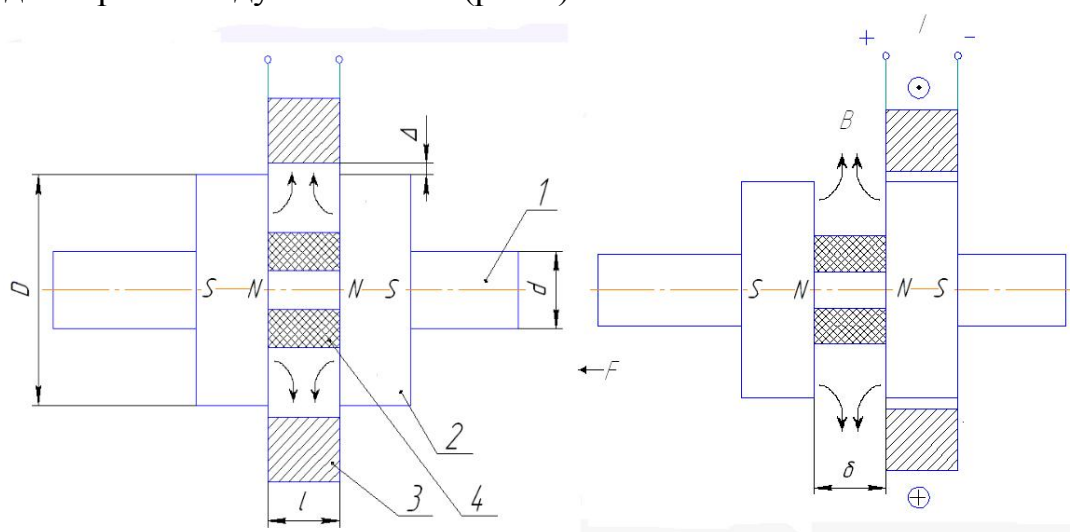


Рис.1. Экспериментальная установка с постоянными кольцевыми магнитами с осевой намагниченностью: 1 – ось якоря; 2 – постоянные магниты; 3 – кольцевая катушка индуктивности; 4 – диамагнитные упоры, устанавливающие величину зазора между магнитами;  $D$  – внешний диаметр магнита;  $l$  – ширина обмотки;  $\delta$  – зазор между полюсами ПМ

Выбранное расположение постоянных дисковых магнитов с осевой намагниченностью позволили над зазором между полюсами радиальное поле, в котором помещена кольцевая катушка индуктивности. При таком положении длина каждого витка катушки в зависимости от величины зазора между внешней образующей кольцевых магнитов и витками катушки равна  $L_v = \pi(D + 2\Delta)$ , где  $D$ -диаметр магнитов,  $\Delta$ -зазор между витками и внешней поверхностью магнитов. За счёт такой длины витков увеличивается взаимодействие тока в катушке с магнитным полем над зазором между магнитами.

При исследовании использовались 2 типа постоянных кольцевых магнитов, применяемых в акустических динамиках (рис.2)

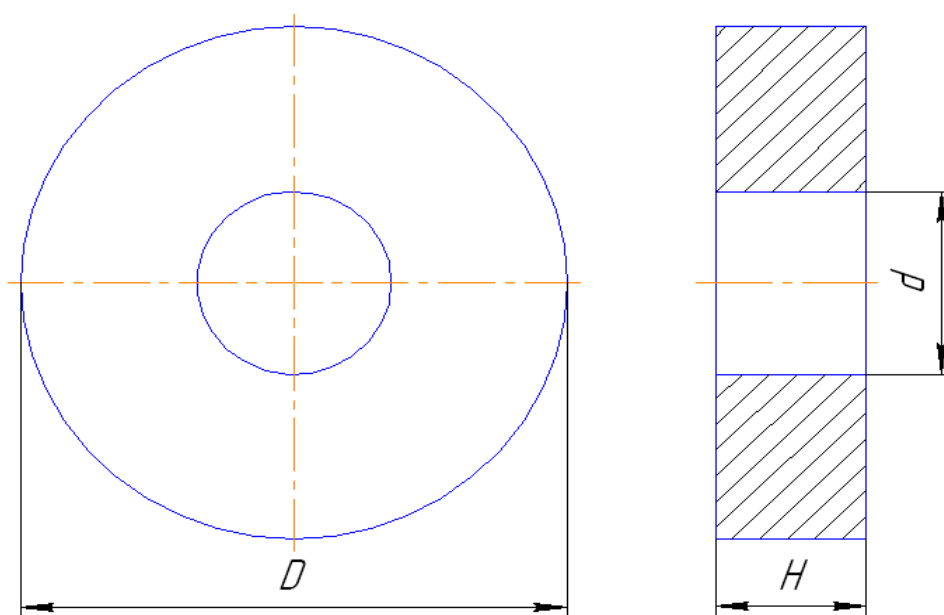


Рис.2. Форма постоянных магнитов

В таблице 1 приведены габаритные размеры исследуемых типов ПМ.

Таблица 1.

Типы магнитов

№	D, мм	H, мм	d, мм
1	58	12	24
2	56	11	21

Обмотки катушек индуктивности выполнены 3<sup>x</sup> секционными по 100 витков в каждой секции, диаметр провода 0,25 мм. В таблице 2 представлены результаты измерений силы  $F$ , с которой воздействует катушка с током на якорь, состоящий из 2<sup>x</sup> ПМ №2 при зазоре  $\delta$  между полюсами,  $\delta=10$  мм при числе витков  $W=100, 200$  и  $300$ , и расчетная мощность потребления  $P=U \cdot I$  при питании обмотки от источника постоянного тока.

Таблица 2

Экспериментальные результаты при  $\delta=10$  мм.

$N$ п/п	$I_{[A]}$	$F_{[H]}$	$U_{[B]}$	$P_{номп[Bm]}$	$W_{[с]}$	Примечание
1	2	3	4	5	6	7
1	1,9	3	4,83	9,117	100	График 1 (рис. 3)
2	2,8	4	6,83	18,441		
3	3,1	4,5	7,82	24,242		
4	3,35	5	8,57	28,71		
5	3,75	5,5	9,71	36,413		
6	4	6	10,87	43,48		
7	1,15	3	5,46	3,45	200	График 2 (рис. 3)
8	1,7	4	8,07	13,719		
9	2	4,5	9,42	18,84		
10	2,1	5	10,16	21,336		
11	2,3	5,5	11,11	25,553		
12	2,5	6	12,27	30,675		
13	0,95	3	6,5	6,175	300	График 3 (рис. 3)
14	1,50	4	9,43	14,145		
15	1,55	4,5	10,27	15,919		
16	1,72	5	11,97	20,588		
17	1,9	5,5	13,03	24,757		
18	2,1	6	14,43	30,303		

В таблице 3 приведён тот же эксперимент при зазоре между полюсами ПМ равном  $\delta=4$  мм

Таблица 3

Экспериментальные результаты при  $\delta=4$  мм.

$N$ п/п	$I_{[A]}$	$F_{[H]}$	$U_{[B]}$	$P_{номп[Bm]}$	$W_{[с]}$	Примечание
1	2	3	4	5	6	7
1	2,7	3	6,77	18,279	100	График 1 (рис. 4)
2	3,8	4	10,69	40,622		
3	4,7	4,5	13,25	62,275		
4	-	-	-	-		
5	-	-	-	-		
6	-	-	-	-		
7	1,4	3	6,25	8,75	200	График 2 (рис. 4)
8	2,3	4	10,21	23,483		
9	2,4	4,5	10,65	25,56		
10	2,65	5	12,44	32,966		
11	3	5,5	14,49	43,47		
12	3,25	6	16,56	53,82		
13	1,15	3	6,73	7,74	300	График 3 (рис. 4)
14	1,7	4	10,32	17,544		
15	1,9	4,5	11,49	21,831		
16	2,05	5	12,67	25,973		
17	2,2	5,5	14,61	32,142		
18	2,5	6	16,03	40,075		

В таблицах 4,5 представлены результаты измерения силы  $F$ , с которой воздействует катушка с током на якорь, состоящий из  $4^x$  (спаренных по 2) ПМ при зазорах  $\delta=10$  и  $\delta=4$  мм соответственно.

Таблица 4

Результаты эксперимента при  $\delta=11$  мм.

$N$ п/п	$I_{[A]}$	$F_{[H]}$	$U_{[B]}$	$P_{номп[Bm]}$	$W_{[e]}$	Примечание
1	2	3	4	5	6	7
1	2,58	5,86	6,51	16,8	100	График 4 (рис. 3)
2	3,1	6,86	8,72	27,032		
3	3,58	7,86	9,45	33,831		
4	4	8,86	10,82	43,28		
5	4,4	9,86	11,77	51,788		
6	-	-	-	-		
7	1,4	5,86	6,32	8,848	200	График 5 (рис. 3)
8	1,8	6,86	8,08	14,544		
9	2,05	7,86	9,27	19,0		
10	2,28	8,86	3,32	7,57		
11	2,58	9,86	12,13	31,295		
12	2,85	10,86	13,74	39,159		
13	1,1	5,86	6,74	7,414	300	График 6 (рис. 3)
14	1,35	6,86	8,46	11,421		
15	1,58	7,86	9,76	15,42		
16	1,8	8,86	11,18	20,124		
17	2	9,86	13	26		
18	2,2	10,86	14,41	31,702		

Таблица 5

Результаты эксперимента при  $\delta=4$ мм.

$N$ п/п	$I_{[A]}$	$F_{[H]}$	$U_{[B]}$	$P_{номп[Bm]}$	$W_{[e]}$	Примечание
1	2	3	4	5	6	7
1	2,7	5,86	6,17	16,66	100	График 4 (рис. 4)
2	3,1	6,86	7,45	23,095		
3	3,45	7,86	8,45	29,152		
4	3,8	8,86	9,75	37,05		
5	-	-	-	-		
6	-	-	-	-		
7	1,5	5,86	6,73	10,095	200	График 5 (рис. 4)
8	1,8	6,86	8,22	14,796		
9	2	7,86	9,27	18,54		
10	2,3	8,86	10,74	24,702		
11	2,55	9,86	12,13	30,931		
12	2,8	10,86	13,53	37,884		
13	1,15	5,86	7,79	8,958	300	График 6 (рис. 4)
14	1,5	6,86	3,91	5,865		
15	1,7	7,86	11,4	19,38		
16	2	8,86	13,84	27,68		
17	2,2	9,86	14,69	32,318		
18	2,4	10,86	15,71	37,704		

По данным таблиц 2,4 построены зависимости  $F = f(I)$  (рис.3), а на рис.4 приведены те же зависимости по таблицам 3,5.

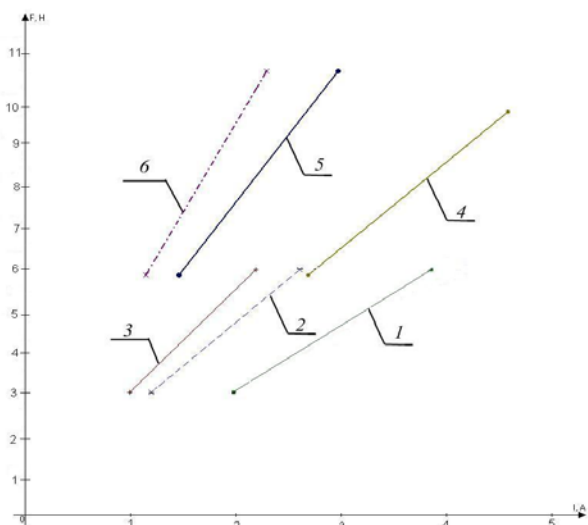


Рис.3. Зависимость  $F = f(I)$  по данным таблиц 2 и 4

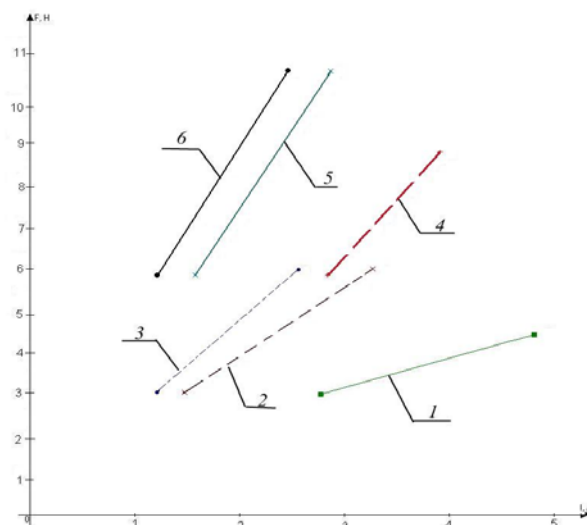


Рис.4. Зависимость  $F = f(I)$  по данным таблиц 3 и 5

Цифрами обозначены номера графиков

Анализ графиков на рис.3 и рис. 4 показывает, что при практической реализации выгоднее применять в каждой секции 4 (спаренных) ПМ с числом витков в катушке до 200, т.к. разница между графиками 5-6 –незначительная по сравнению с разницей между графиками 4-5 с одинаковой разницей в витках.

Анализ экспериментальных результатов с ПМ №1,2 показал, что они имеют несущественные различия и выходят за рамки настоящей статьи. Уменьшение зазора между полюсами не приводит к существенному повышению силы  $F$  (за счёт концентрации магнитного поля) в виду того, что часть витков катушки оказывается за пределами сконцентрированного потока. Можно сделать вывод, что ширина катушки должна быть равна величине зазора между полюсами, а ширина его должна быть соразмерной с размером одного или спаренного ПМ по их оси.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент на полезную модель RU №82957 линейный электрический генератор / Г.Ф.Афанасьев, Т.В.Афанасьева. Опубликовано 10.05.2009 Бюл. №13
2. Патент на полезную модель RU №82958 линейный электрический генератор /Г.Ф.Афанасьев, Т.В.Афанасьева. Опубликовано 10.05.2008 Бюл. №13

### 3. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

---

УДК 681.586 ' 326

Ю. А. Васьков, Г. А. Емельянов, А. И. Козлов

#### **ЦИФРОВОЙ МЕТОД КОРРЕКЦИИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ТЕНЗОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ СТРУКТУР «КРЕМНИЙ НА САПФИРЕ»**

Рассмотрен цифровой метод коррекции температурной погрешности тензопреобразователей давления на основе структур «кремний на сапфире», позволяющий значительно повысить точность измерений давления. Определены температурные зависимости основных коэффициентов функции преобразования тензопреобразователя. Показано, что погрешность измерения давления в рабочем диапазоне температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$  может быть снижена до 0,1 %.

В настоящее время, благодаря наличию однокристальных микроконтроллеров (МК) с малым энергопотреблением и энергонезависимой памятью, прецизионных аналого-цифровых преобразователей (АЦП), ведущие фирмы начали переходить от аналоговых методов коррекции температурных погрешностей полупроводниковых тензопреобразователей (ТП) к цифровым. Основой большинства цифровых методов коррекции является вспомогательное измерение температуры ТП с последующей коррекцией результата измерения давления по заранее определенным формулам. В настоящей работе обсуждается цифровая коррекция температурной погрешности общепромышленных датчиков давления на основе структур «кремний на сапфире» (КНС), выпускаемых промышленной группой МИДА [1, 2].

Для определения температуры ТП можно использовать температурную зависимость сопротивления мостовой измерительной цепи (ИЦ) ТП [3, 4]. При этом выходной сигнал и сопротивление ИЦ ТП будут являться функциями давления  $P$  и температуры  $T$ :

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= f_1(P, T) \\ R_{\text{м}} &= f_2(P, T) \end{aligned} \quad (1)$$

Измерив выходной сигнал и сопротивление ИЦ, и решив систему уравнений (1), можно определить как искомое значение давления, так и температуру самого ТП.

Для определения функциональных зависимостей выходного сигнала и сопротивления мостовой ИЦ ТП от давления и температуры исследовались четыре ТП серийно выпускаемых датчиков МИДА-13П [1], рассчитанных на измерение избыточного давления в диапазоне от 0 до 4 МПа. В ходе выполнения эксперимента фиксировались значения выходного сигнала и сопротивления ИЦ



ТП при пяти значениях температуры и пяти значениях давления. В табл. 1 и 2 приведены типичные измеренные значения выходного сигнала и сопротивления ИЦ ТП.

Таблица 1

Результаты измерения выходного сигнала мостовой ИЦ ТП (мВ)

Температура, °С <sup>1</sup>	Давление, МПа									
	Прямой ход					Обратный ход				
	0	1	2	3	4	4	3	2	1	0
<b>-39.8</b>	27.615	45.722	63.831	81.922	100.009	100.009	81.942	63.854	45.750	27.637
<b>-17.4</b>	28.284	46.496	64.713	82.914	101.103	101.103	82.919	64.721	46.503	28.287
<b>37.2</b>	30.512	48.829	67.159	85.480	103.790	103.790	85.485	67.167	48.838	30.513
<b>68.6</b>	32.443	50.745	69.063	87.381	105.508	105.508	87.399	69.084	50.759	32.447
<b>84.4</b>	33.487	51.723	69.969	88.205	106.439	106.439	88.206	69.967	51.722	33.484

Таблица 2

Результаты измерения сопротивления мостовой ИЦ ТП (Ом)

Температура, °С	Давление, МПа									
	Прямой ход					Обратный ход				
	0	1	2	3	4	4	3	2	1	0
<b>-39.8</b>	4661.28	4661.37	4661.69	4662.23	4662.96	4662.96	4662.00	4661.42	4661.12	4661.05
<b>-17.4</b>	4816.19	4816.25	4816.46	4816.93	4817.63	4817.63	4816.78	4816.27	4816.01	4816.06
<b>37.2</b>	5240.64	5240.58	5240.72	5241.09	5241.72	5241.72	5240.92	5240.48	5240.32	5240.42
<b>68.6</b>	5519.27	5519.17	5519.25	5519.56	5520.15	5520.15	5519.37	5518.93	5518.80	5518.97
<b>84.4</b>	5716.73	5716.55	5716.65	5716.94	5717.50	5717.50	5716.75	5716.42	5716.36	5716.55

Экспериментальная зависимость выходного сигнала от давления с хорошей точностью может быть описана полиномом второй степени:

$$U_{\text{вых}}(P, T) = U_0(T) + K(T) \cdot P + \delta(T) \cdot P^2 \quad (2)$$

где  $U_0(T)$  — начальный выходной сигнал ТП,  $K(T)$  — коэффициент чувствительности ТП,  $\delta(T)$  — коэффициент нелинейности нагрузочной характеристики ТП. Экспериментально определенные температурные зависимости  $U_0(T)$  и  $K(T)$  являются нелинейными и с достаточной точностью (рис. 1, 2) аппроксимируются выражениями:

$$U_0(T) = a_0 + a_1 \cdot T + a_2 \cdot T^2 \quad (3)$$

$$K(T) = b_0 + b_1 \cdot T + b_2 \cdot T^2 \quad (4)$$

<sup>1</sup> В ходе проведения эксперимента температура ТП измерялась с помощью термопары, находящейся в тепловом контакте с преобразователем.

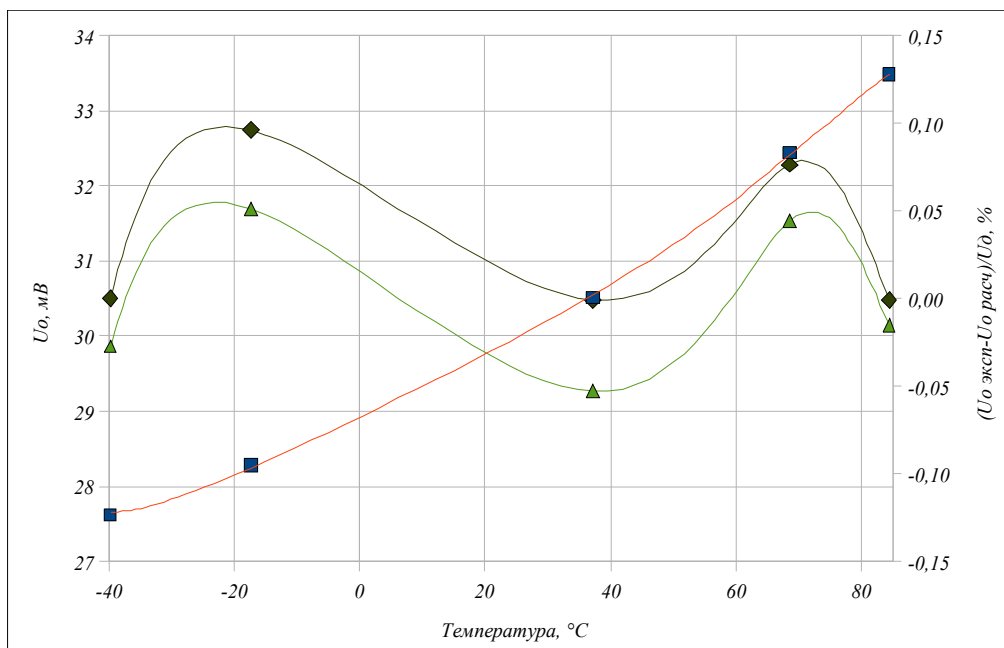


Рис. 1. Зависимость начального выходного сигнала ИЦ ТП от температуры (■ — экспериментальные данные, кривая — расчет по формуле (3); ♦ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации<sup>2</sup> по 3 точкам; ▲ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации по 5 точкам)

Как видно из рис. 1 и 2, для достаточно точного определения коэффициентов  $a_i$  и  $b_i$  в выражениях (3) и (4) достаточно измерений при трех значениях температуры (так же, как и при пассивной термокомпенсации [5]).

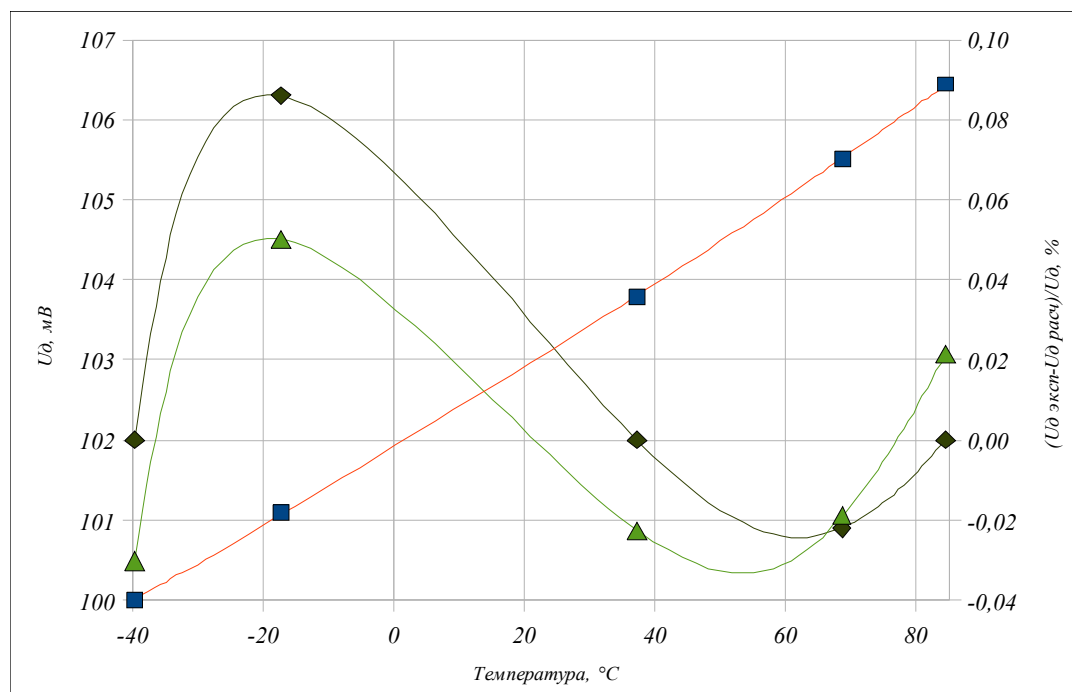


Рис. 2. Зависимость диапазона изменения выходного сигнала ИЦ ТП от температуры (■ — экспериментальные данные, кривая — расчет по формуле (4); ♦ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации по 3 точкам; ▲ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации по 5 точкам).

<sup>2</sup>

Здесь и далее аппроксимация выполнена по методу наименьших квадратов.

Зависимость коэффициента нелинейности нагрузочной характеристики ТП от температуры также является нелинейной и с хорошей точностью (рис. 3) может быть описана выражением:

$$\delta(T) = c_0 + c_1 \cdot T + c_2 \cdot T^2 \quad (5)$$

Таким образом, функциональная зависимость выходного сигнала мостовой ИЦ ТП от давления и температуры имеет вид:

$$U_{\text{вых}}(P, T) = (a_0 + a_1 \cdot T + a_2 \cdot T^2) + (b_0 + b_1 \cdot T + b_2 \cdot T^2) \cdot P + (c_0 + c_1 \cdot T + c_2 \cdot T^2) \cdot P^2 \quad (6)$$

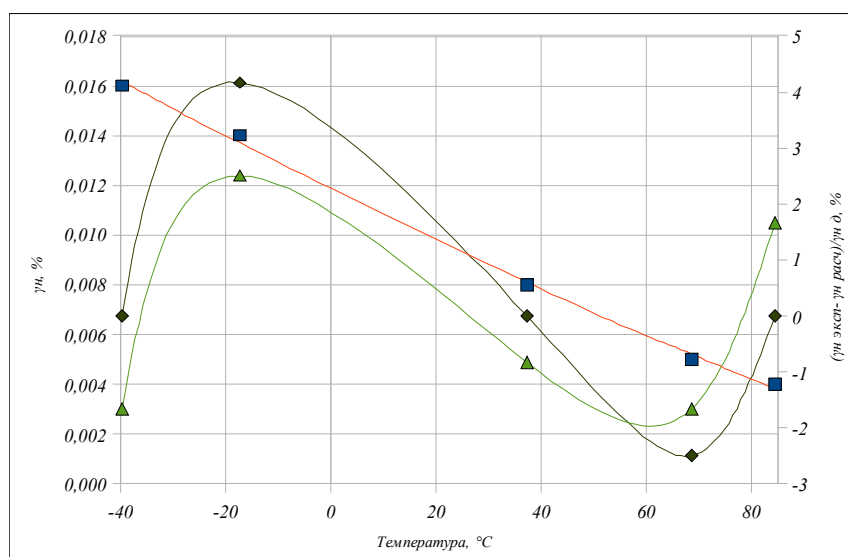


Рис. 3. Зависимость погрешности нелинейности нагрузочной характеристики от температуры (■ — экспериментальные данные, кривая — расчет по формуле (5); ♦ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации по 3 точкам; ▲ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации по 5 точкам)

Зависимость сопротивления мостовой ИЦ ТП от давления (табл. 2) незначительна: при изменении давления от нуля до максимального, изменение сопротивления составляет менее 2 Ом во всем температурной диапазоне, что составляет менее 0,035 % от сопротивления мостовой ИЦ ненагруженного ТП в нормальных условиях. Зависимость сопротивления ИЦ от температуры имеет нелинейный характер (рис. 4) и может быть представлена следующим выражением:

$$R_m(T) = d_0 + d_1 \cdot T + d_2 \cdot T^2 \quad (7)$$

Измеряя значение выходного сигнала и сопротивления ИЦ ТЦ и решая систему уравнений (6) и (7) относительно искомым  $P$  и  $T$ , можно определить как величину давления, так и значение температуры ТП. При этом, в случае обеспечения равенства температуры ТП и измеряемой среды, можно получить датчик, который одновременно измеряет и давление и температуру.

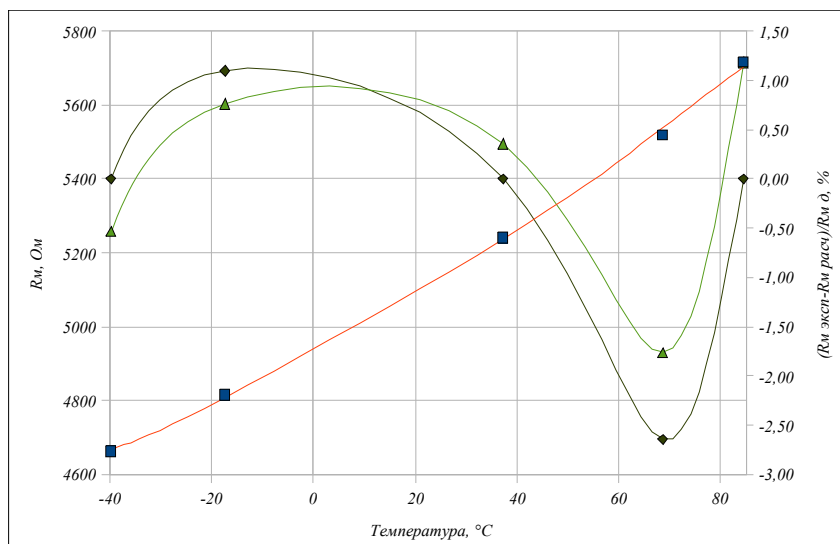


Рис. 4. Зависимость сопротивления мостовой ИЦ ТП от температуры (■ — экспериментальные данные, кривая — расчет по формуле (7); ◆ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации по 3 точкам; ▲ — отклонение экспериментальных данных от расчетных при аппроксимации по 5 точкам)

В случае, когда выходным сигналом датчика является только величина давления, значение температуры ТП можно определить из (7) через величину сопротивления моста  $T=f_3(R_M)$ , так что функциональная связь выходного сигнала с давлением будет описываться выражением:

$$U_{\text{вых}}(P) = (a_0' + a_1' \cdot R_M + a_2' \cdot R_M^2) + (b_0' + b_1' \cdot R_M + b_2' \cdot R_M^2) \cdot P + (c_0' + c_1' \cdot R_M + c_2' \cdot R_M^2) \cdot P^2 \quad (8)$$

Решая уравнение (8) относительно величины  $P$  получим:

$$P = \frac{-(b_0' + b_1' \cdot R_M + b_2' \cdot R_M^2) + \sqrt{D}}{2 \cdot (c_0' + c_1' \cdot R_M + c_2' \cdot R_M^2)} \quad (9)$$

$$D = (b_0' + b_1' \cdot R_M + b_2' \cdot R_M^2)^2 - 4 \cdot (a_0' + a_1' \cdot R_M + a_2' \cdot R_M^2 - U_{\text{вых}}) \cdot (c_0' + c_1' \cdot R_M + c_2' \cdot R_M^2)$$

где  $a_0'..a_2'$ ,  $b_0'..b_2'$ ,  $c_0'..c_2'$  — коэффициенты, нахождение которые осуществляется в процессе калибровки датчика.

При калибровке реального датчика значения выходного сигнала и сопротивления ИЦ ТП в (9) заменяются на соответствующие коды  $N$  аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В этом случае при нахождении коэффициентов кроме погрешности ТП дополнительно учитывается погрешность АЦП, что в свою очередь дополнительно повышает точность датчика.

На рис. 5 представлена структурная схема датчика с цифровым выходом, в котором реализован описанный метод определения значения давления, скорректированного по температуре.



Рис. 5. Структурная схема датчика давления с цифровым выходом

Давление  $P$  преобразуется в напряжение  $U_P$ , снимаемое с диагонали мостовой ИЦ ТП. Это напряжение подается на один из входов АЦП для его преобразования в код. Для определения сопротивления ИЦ ТП в цепь диагонали питания включается резистор, падение напряжения на котором  $U_R$  подается на второй вход АЦП. Коды  $N_P$  и  $N_R$ , соответствующие напряжениям  $U_P$  и  $U_R$ , периодически считываются однокристальным микроконтроллером (МК). Последний, используя выражение (9), осуществляет вычисление искомого значения давления, скорректированного по температуре. Полученное значение давления в любой момент времени может быть прочитано по цифровому интерфейсу.

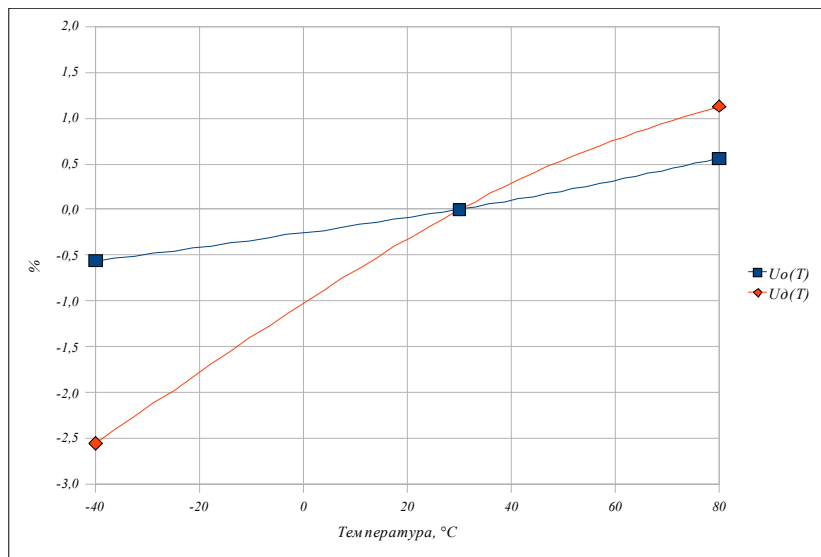
Как было сказано ранее, коэффициенты в уравнении (9) определяются в процессе индивидуальной калибровки датчика и хранятся в энергонезависимой памяти данных МК. Процедура калибровки заключается в следующем:

- при трех температурах  $T_1$ ,  $T_2$  и  $T_3$  задаются давления и считываются в персональный компьютер (ПК) коды АЦП, соответствующие выходному сигналу ( $N_P$ ) и сопротивлению ( $N_R$ ) ИЦ ТП; температуры  $T_1$  и  $T_3$  обычно выбираются равными конечным температурам рабочего диапазона датчика, а  $T_2$  соответствует середине рабочего диапазона температур;
- после этого с помощью программного обеспечения ПК методом наименьших квадратов вычисляются коэффициенты полинома, используемого для коррекции температурной погрешности;
- затем эти коэффициенты через цифровой интерфейс записываются ПК в энергонезависимую память данных МК.

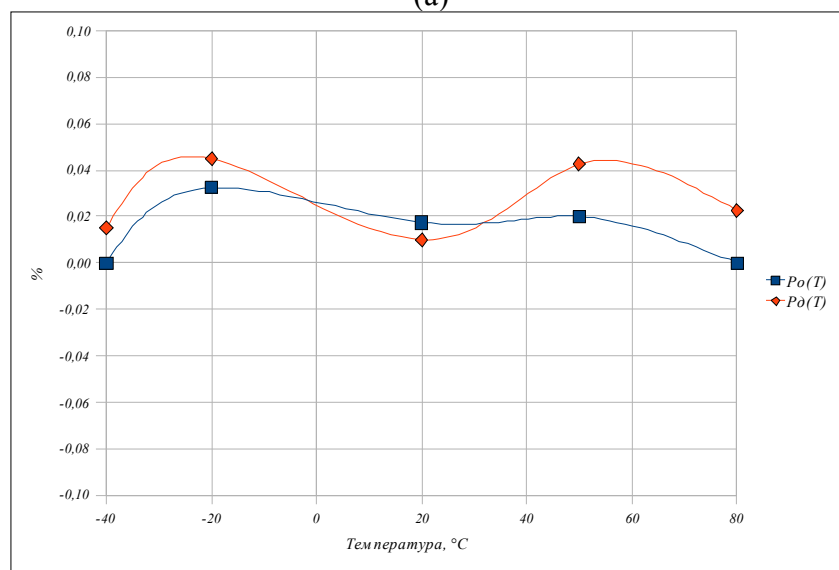
Описанная методика позволяет корректировать как основные, так и дополнительные (температурные) погрешности аддитивного, мультипликативного и нелинейного характера всех функциональных узлов датчика и в первую очередь — ТП.

Проведенные испытания образцов датчиков, в которых реализован описанный метод цифровой коррекции температурной погрешности, показали, что предельная приведенная погрешность при изменении избыточного давления от  $P_0=0$  до  $P_{ном}=P_0+P_д$  в рабочем диапазоне температур может быть снижена до 0,1 % (рис. 6).

Следует также отметить, что описанный цифровой метод по трудоемкости практически не отличается от пассивного [5] (калибровка датчика осуществляется при тех же температурах, что и в случае пассивной компенсации: нижняя, верхняя граница и середина рабочего диапазона), но при этом погрешность измерения давления во всем рабочем диапазоне температур может быть снижена более чем на порядок [6]. Дальнейшее повышение точности измерения давления требует перехода к более сложным математическим моделям, что значительно повысит трудоемкость изготовления датчика и его цену.



(а)



(б)

Рис. 6. Температурная погрешность начального значения и диапазона изменения выходного сигнала ТП до (а) и после (б) температурной компенсации

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бушев Е.Е., Николайчук О.Л., Стучебников В.М. Серия общепромышленных датчиков давления МИДА-13П / Е.Е. Бушев, О.Л. Николайчук, В.М. Стучебников // Датчики и системы. — 2004. — №6. — С. 48-51.
2. Стучебников В.М. Датчики давления МИДА для систем коммерческого учета энергоносителей // Датчики и системы. — 2009. — №4. — С. 38-40.
3. Двухпроводный интеллектуальный датчик избыточного давления / Ю.Н. Евланов, А.А. Шатохин, В.А. Новиков и др. // «Информационные средства и технологии»: сб. науч. тр. международной научно-практической конференции / М.:, 2003. — С. 150-152.

4. Интегральные датчики давления на основе структур КНС / Н.А. Бушуев, Ю.А. Васьков, Д.Б. Мартынов и др. // Электронные компоненты. — 2006. — №11. — С. 87-88.

5. Мартынов Д.Б., Стучебников В.М. Температурная коррекция тензопреобразователей давления на основе КНС // Датчики и системы. — 2002. — №1. — С. 21-27.

6. Высокоточные датчики давления для систем контроля и учета энергоносителей / Е.Е Бушев, Ю.А. Васьков, Г.А. Емельянов и др. // «Энергоресурсосбережение. Диагностика — 2009»: сб. науч. тр. XI международной научно-практической конференции / Димитровград, 2009. — С. 172-175.

УДК 681.586

*Н. Г. Захаров, С. В. Воронов*

## ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ДАВЛЕНИЯ

Рассмотрен принцип построения датчиков давления на основе пьезорезонатора. Определены погрешности измерения давления при использовании ПЗУ.

Радиотехнические методы измерения неэлектрических величин находят самое широкое применение в различных областях народного хозяйства. Предлагаемый датчик давления может служить для определения силовой нагрузки на различные элементы конструкций или для определения веса (массы) крупногабаритных и малогабаритных грузов. Его чувствительным элементом является пьезорезонатор, резонансная частота которого меняется под воздействием приложенного к нему силового воздействия  $P$ . Пьезорезонатор входит в колебательную систему автогенератора АГ и определяет частоту его колебаний. В электрическую схему датчика входят также кварцевый фильтр, пороговые устройства ПУ1 и ПУ2, схема И, генератор тактовых импульсов ГТИ, двоичный счётчик СТ, схема сброса, постоянное запоминающее устройство ПЗУ. Структурная схема датчика приведена на рис.1.

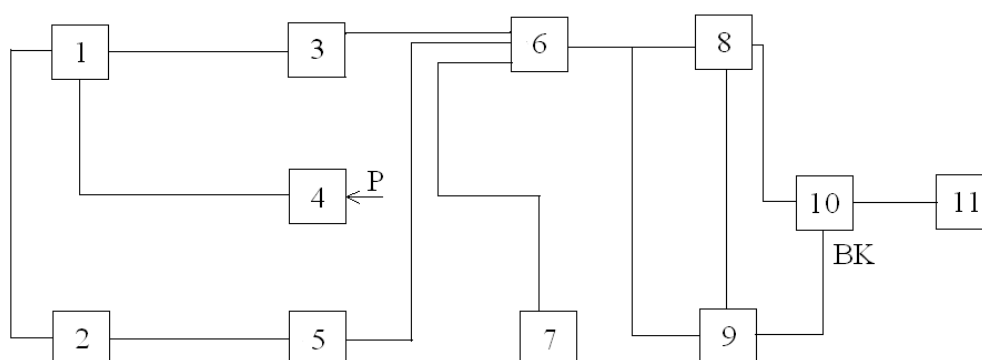


Рис.1. Структурная схема датчика: 1 – автогенератор АГ; 2 – кварцевый фильтр; 3 – пороговое устройство ПУ1; 4 – пьезорезонатор; 5 – пороговое устройство ПУ2; 6 – схема И; 7 – генератор тактовых импульсов ГТИ; 8 – двоичный счётчик; 9 – схема сброса; 10 – ПЗУ; 11 – индикатор

Принцип действия датчика давления следующий. В исходном состоянии при отсутствии силового давления на пьезорезонатор, автогенератор АГ вырабатывает гармоническое колебание, частота которого равна центральной частоте настройки кварцевого фильтра. Эти колебания поступают соответственно на пороговое уст-



ройства ПУ1 и ПУ2, на выходе которых образуются импульсные сигналы, равные половине периода колебаний автогенератора. Колебания в этом случае не имеют сдвига по фазе, поэтому импульсные сигналы на выходах ПУ1 и ПУ2 начинаются одновременно. Причём для соответствия малой разности фаз колебаний меньшему двоичному числу в счётчике СТ. сигнал с выхода ПУ2 инвертируется. Временные диаграммы работы датчика представлены на рис.2. С выходов ПУ1 и ПУ2 импульсные сигналы поступают на два входа трёхвходовой схемы И, на третий вход которой поступают импульсные сигналы с генератора тактовых импульсов. При отсутствии сдвига фаз колебаний с выхода автогенератора и кварцевого фильтра схема И закрыта, тактовые импульсы на её выходе отсутствуют.

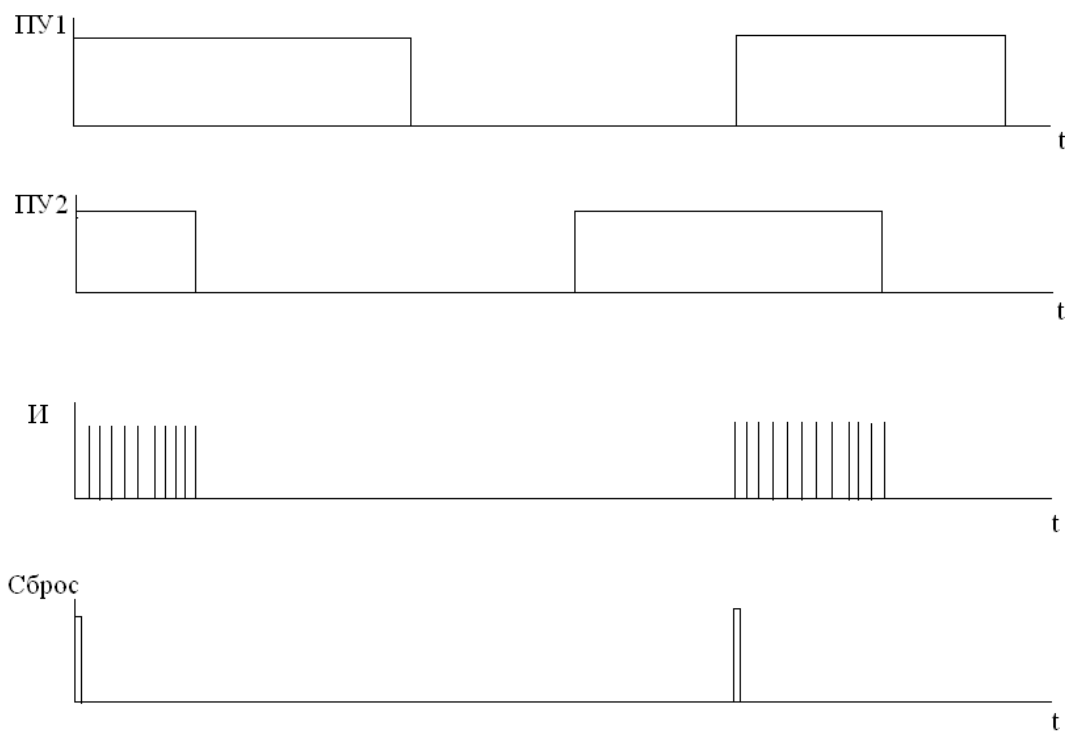


Рис.2. Временные диаграммы работы датчика

При наличии силового давления на пьезорезонатор частота автогенератора изменяется, что приводит к появлению фазового сдвига между колебаниями с выходов автогенератора и кварцевого фильтра, так как частота автогенератора уже не соответствует центральной частоте кварцевого фильтра. Величина фазового сдвига пропорциональна значению силового давления на пьезорезонатор. Между импульсами с выходов ПУ1 и ПУ2 происходит так же временной сдвиг, пропорциональный сдвигу фаз колебаний и схема И открывается. Импульсы с генератора тактовых импульсов проходят через схему И и поступают на счётный вход счётчика СТ. Число импульсов, поступающих на вход счётчика, пропорционально величине фазового сдвига колебаний. Двоичные разряды счётчика поступают на адресную шину ПЗУ, в ячейке памяти которого предварительно записаны результаты силового давления на пьезорезонатор (в исходном состоянии при нулевом адресе – нулевое значение).

Точность измерения давления измеряется ёмкостью памяти ПЗУ, например, для измерения давления с точностью 0,1% достаточно иметь ёмкость памяти 1 кбайт и десятиразрядный двоичный счётчик, с увеличением сдвига фаз между колебаниями, амплитуда колебаний с выхода кварцевого фильтра будет уменьшаться, поэтому его значение следует ограничивать. При максимальном сдвиге фаз  $36^\circ$  и частоте автогенератора 10 кГц, для достижения погрешности не более 0,1% потребуется генератор тактовых импульсов с частотой повторения 100 мГц.

Перед началом измерений на вход счётчика «Установка нуля» схема сброса выдаёт импульс, обнуляет счётчик. Предварительно датчик давления градуируется по эталонному датчику или по известному силовому давлению. Определяется соответствие двоичного кода счётчика и значение давления эталонного датчика. При этом двоичный код счётчика поступает на адресную шину ПЗУ, а в ячейку памяти ПЗУ по этому адресу записывается значение эталонного датчика, т.е. производится программирование ПЗУ. Во время счёта счётчика на вход выборки кристалла подаётся запрещающий сигнал, исключающий мелькание результатов измерений на шине данных ПЗУ, поступающих на индикатор.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аш. Жорж. Датчики измерительных систем. М.: Мир, 1992.
2. Дж. Фрайден. Современные датчики. Справочник. М.: Техносфера, 2005.

---

---

УДК 621.396.98

*В. И. Финаев, М. Д. Скубилин*

## **О МАССОМЕТРИИ ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ В ДИНАМИКЕ ИХ ДВИЖЕНИЯ**

Предлагаются способ и технические средства оценки массы объектов в динамике их движения.

Измерение массы материальных объектов, и в особенности объектов со значительными габаритно-весовыми характеристиками в динамике их поступательного движения, сопряжено с трудностями в силу ограниченности функциональных возможностей известной весоизмерительной техники, её значительной инерционности и вносимой погрешности в условиях сейсмической нестабильности.

Масса (вес) транспортных средств существенно влияет на их манёвренность и, как следствие, на безаварийность на транспорте, особенно в авиации. В последнее время участились случаи возникновения нештатных ситуаций на судах транспортной авиации, чему причин более чем достаточно.

Известны способы измерения веса (массы) объектов с применением рычажных, пружинных, тензометрических, пьезоэлектрических и магнитоанізотропных средств, предполагающие механическое воздействие на чувствительные элементы, на датчики, систем весоизмерения. Но эти способы и средства громоздки и не лишены существенных недостатков, в частности они не позволяют дистанционно и в движении оценить массу (вес) объектов.

Цель данной работы – разработка методов и средств контроля массы (веса) объектов в динамике их движения при исключении недостатков известных методов и средств контроля (измерения).

Известно, что между любыми двумя материальными точками действуют силы взаимного тяготения прямо пропорциональные произведению масс этих точек и обратно пропорциональные квадрату расстояния между ними:

$$F=f(m_1m_2/r^2),$$

где  $F$  – сила взаимного тяготения, действующая на материальную точку с массой  $m_1$ ,  $r$  – расстояние между материальными точками с массой  $m_1$  и  $m_2$ , а  $f$  – гравитационная постоянная (постоянная тяготения).

Силы тяготения материальной точки 2 со стороны материальных точек 1  $F_{21}$  и 3  $F_{23}$  с массами  $m_1$ ,  $m_2$  и  $m_3$  (см. рис. 1 и рис. 2), соответственно, выражаются как:

$$F_{21}=fm_2m_1/r_{21}^2,$$

$$F_{23}=fm_3m_2/r_{23}^2,$$

но, если значения  $m_1$ ,  $m_2$  и  $r_{21}$  постоянны, то и  $F_{21}=const$ , а

$$F_{23}=fm_3m_2/r_{23}^2=varia,$$

здесь  $m_2$  – масса чувствительного элемента датчика значений  $F_2$  (допустимо, в практике контроля массы наземного транспорта, обеспечить  $m_2=const$  и  $r_{23}=const$ ).

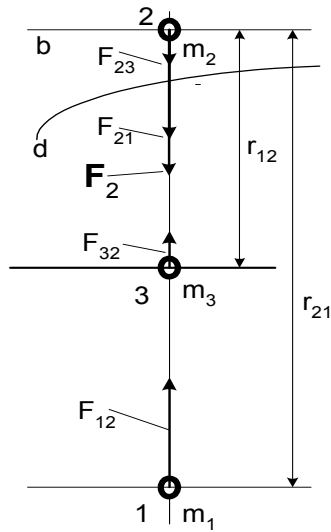


Рис. 1.

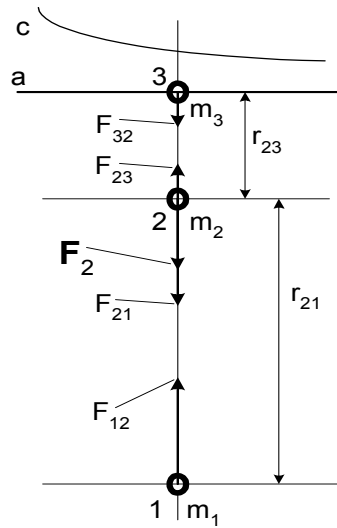


Рис. 2.

Значение суммарной силы тяготения точки 2  $F_2$  по (1), при использовании в качестве  $m_1$  массы Земли, достигает экстремума  $F_{2экс}$  при минимизации расстояния между точками 2 и 3 и размещении масс  $m_1$ ,  $m_2$  и  $m_3$  на одной прямой. Результирующая сила тяготения точки 2 (массы  $m_2$ ), определяется как

$$F_2=F_{21}F_{23}=fm_2m_1/r_{21}^2\pm fm_3m_2/r_{23}^2,$$

где знак “+” берется при одностороннем расположении точек 1, 2 относительно точки 3, как показано на рис. 1, а знак “-“ - при расположении точки 2 между точками 1 и 3, как показано на рис. 1. Но  $fm_3m_2/r_{23}^2=0$  при  $m_2=0$ , что соответствует отсутствию объекта контроля в пространстве контроля. Тогда

$$dF_2|=|F_{2max}-F_{2min}|=|(fm_2m_1/r_{21}^2)-(fm_2m_1/r_{21}^2\pm fm_3m_2/r_{23}^2)|=|fm_3m_2/r_{23}^2|=qm_3=const,$$

где  $q=fm_2/r_{23}^2$ , а при  $r_{23}^2=const$  и  $q=fm_2/r_{23}^2=const$ , и зависит только от  $m_3$ .

Таким образом, через  $|dF_2|$  однозначно интерпретируется масса  $m_3$  (вес  $P_3$ ), т. к.  $P=mg$ ,  $g\approx 9,81=const$  – ускорение свободного падения) точки (тела в точке) 3.

На рис. 3 и рис. 4 представлены значения  $F_2$  в функции от места пребывания объекта с массой  $m_3$ , при перемещении по траекториям  $a$  и  $b$ , соответственно. При перемещении по траекториям  $c$  и  $d$  зависимости  $F_2$  претерпевают искажения.

Реализация алгоритма и средств контроля массы (веса) транспортных средств предполагает (допускает) использование в качестве  $m_1$  массу Земли, а в качестве  $m_2$  – массу чувствительного к силам взаимного тяготения элемента датчика значений  $F_2$ , установку датчика значений  $F_2$  (гравиметра) как под (рис. 1), так и над (рис. 2) объектом контроля его массы (веса)  $m_3$ .

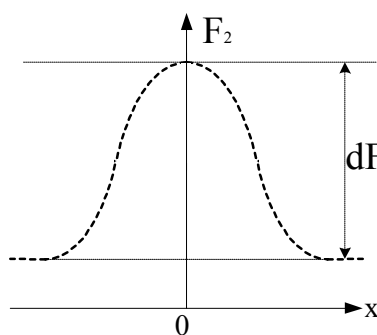


Рис. 3.

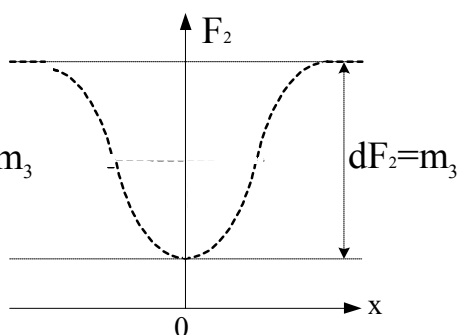


Рис. 4.

Техническая реализация способа заключается в установке в заданном месте, например, под полотном предстартовой полосы аэропорта, гравиметра с достаточно высокой чувствительностью и в обеспечении связи гравиметр-диспетчер. Информация о фактической массе  $m$  (весе  $P$ ) может визуализироваться и/или фиксироваться, в т. ч. и на твердом носителе информации, для контроля и отчетности. В аэропортах, в качестве гравиметров приемлемы приборы с чувствительностью порядка  $5 \div 10$  мГал, например типа ГАЭ-3, СН-3, FG5, JLAg, IC5, FC5 и др., обеспечивающие погрешность измерения массы (веса) самолетов, с точностью не хуже  $\pm 5\%$ .

Предлагаемый способ приемлем для измерения массы (веса) произвольных объектов, в т. ч. наземных, морских и воздушных транспортных средств.

Недопущение перегрузок транспортных средств, в силу обеспечения гарантированной их маневренности, как ожидается, призвано к сокращению аварийности на транспорте, и в первую очередь – в авиации. В частности аэропорты допустимо оборудовать пунктами контроля массы (веса) выпускаемых в полет транспортных средств, при этом управляющий орган, санкционирующий вылет, имея информацию о фактической массе (весе) подготовленного к вылету объекта, может своевременно воспрепятствовать вылету перегруженного самолета (вертолета), что повышает безопасность пассажиров и экипажа, сохранность грузов и самого транспортного средства.

## ИСТОЧНИКИ ИНФОРМАЦИИ

1. Гриценко А.И., Жабреев И.П. и др. Гравиметрический метод контроля за разработкой газовых месторождений. //Газовая промышленность. М.: Недра. 1983. –с. 20÷22.

2. Скубилин М.Д. Спосіб вимірювання маси (ваги) літаків. //Патент UA 66239, G01R, 29/12, G01`G 19/50, бюл. № 4, 2004.

3. Скубилин М.Д. Көлік құралы массасын (салмағын) бақылау тәсілі. //Патент KZ 15550, G01R 29/12, G01G 19/02, бюл. № 3, 2005.

4. Скубилин М.Д., Головин С.Г., Письменов А.В., Спиридонов О.Б., Джавадов Н.Г., Газарханов Э.Т. Система контроля взлётной массы (веса) самолётов. //Патент RU 73986, G06F 15/00, G01R 29/00, бюл. № 16, 2008.

---

---

УДК 681.785.423

*В. Л. Веснин, В. Г. Мурадов*

## **УНИВЕРСАЛЬНЫЙ СПЕКТРОФОТОМЕТРИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС НА ОСНОВЕ МОНОХРОМАТОРА МДР-41**

В статье представлено описание спектрофотометрического комплекса, созданного на основе монохроматора МДР-41 и разработанных в УФирЭ фотометрической головки, блока управления и АЦП, а также программного обеспечения. В качестве фотоприёмника использован германиевый фотодиод. Спектрофотометрический комплекс позволяет проводить исследования в диапазоне 400...1800 нм.

Как правило, спектрофотометрические комплексы создаются либо на базе функционально законченного спектрофотометра, объединяющего в одном корпусе источник света, отсек для исследуемых образцов, диспергирующий прибор и фотометр, либо на основе монохроматора, дополненного указанными выше блоками. Кроме того, в обоих случаях необходимо оборудование для сопряжения экспериментальной установки с компьютером и программное обеспечение.

Создание спектрофотометрического комплекса на базе функционально законченного спектрофотометра экономит время, особенно если в комплект поставки спектрофотометра входят блоки для сопряжения с компьютером и соответствующее программное обеспечение. Однако, возможности «вторгнуться» в оптический тракт такого прибора и установить в нём какое-либо нестандартное устройство весьма ограничены, а такая необходимость нередко возникает как при проведении экспериментов (например, при исследовании спектров излучения светодиодов и других источников света), так и при проведении испытаний и проверки отдельных компонентов будущих портативных приборов (например, октанометров). Спектрофотометрический комплекс на основе монохроматора получается существенно более универсальным, так как допускает оперативное изменение своей конфигурации в зависимости от поставленной задачи исследования.

В качестве основы для создания спектрофотометрического комплекса был выбран монохроматор МДР-41, выпускаемый ЛОМО. Этот прибор и поставляемые в комплекте с ним оптические блоки (осветитель, блок смены светофильтров, оптические рельсы) позволяют создать вполне современную экспериментальную установку. При этом имеется возможность разместить на оптическом рельсе широкий набор оптических компонентов и с минимальными усилиями заменять используемые в эксперименте источники света, фотометрические головки и электронные блоки. Такая конструкция спектрофотометрического комплекса имеет высокий потенциал для модернизации.

К сожалению, входившие в комплект поставки монохроматора МДР-41 электронные и программные средства не вполне отвечали тем требованиям, которым должно было соответствовать оборудование разрабатываемого комплекса. Как следствие, нами было принято решение о создании для данного спектрофотометрического комплекса новых электронных и программных средств.

Первая версия спектрофотометрического комплекса была создана в 2006 г. и была подробно описана в работе [1]. Эта версия комплекса представляла собой промежуточное решение, так как в ней для управления блоком смены светофильтров использовался контроллер спектральных приборов из комплекта поставки монохроматора МДР-41, который оказался недостаточно удобным при проведении наших исследований.

Новая версия спектрофотометрического комплекса, созданная в 2009 г., объединяет в одном компактном корпусе как системы управления монохроматором и блоком смены светофильтров, так и аналоговый блок, содержащий усилители сигналов, синхронный детектор и АЦП. Блок питания спектрофотометрического комплекса смонтирован в отдельном корпусе. Структурная схема спектрофотометрического комплекса показана на рис. 1.

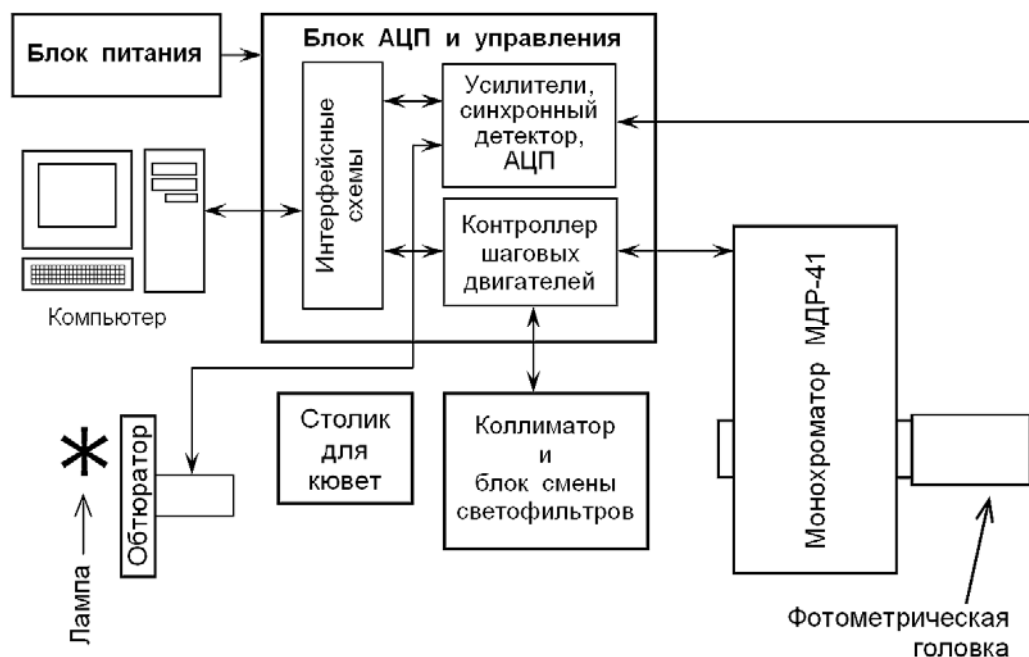


Рис.1. Блок-схема спектрофотометрического комплекса

Фотометрическая головка (рис.2) закрепляется на узле выходной щели монохроматора. В качестве фоточувствительного элемента использован германиевый фотодиод ФД-3А. Вопрос об обосновании выбора в качестве фотоприёмника германиевого фотодиода был подробно рассмотрен в работе [1].

Фотометрическая головка имеет собирающую линзу диаметром 26 мм, расположенную в непосредственной близости от выходной щели монохроматора. Фокусное расстояние линзы около 30 мм. Фотодиод ФД-3А смонтирован на держателе, который может перемещаться вдоль оптической оси системы и

фиксируются в необходимом положении с помощью стопорных винтов. На этом же держателе смонтирован входной усилитель фототока – преобразователь ток-напряжение с коэффициентом передачи 20 В/мкА, выполненный на операционном усилителе по так называемой трансимпедансной схеме. При этом фотодиод работает в режиме виртуального короткого замыкания, то есть операционный усилитель обеспечивает нулевую разность потенциалов между катодом и анодом диода. Входной усилитель закрыт экранирующим колпаком. На задней торцевой стенке алюминиевого корпуса фотометрической головки смонтирована плата фильтров питания и разъёмы.

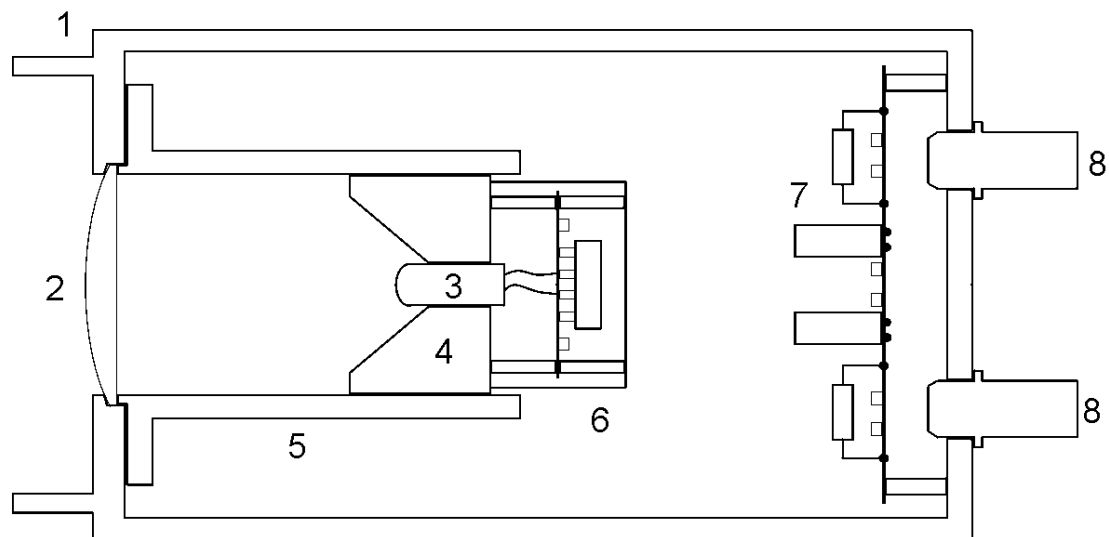


Рис.2. Конструкция фотометрической головки: 1 – корпус, 2 – линза, 3 – фотодиод, 4 – держатель фотодиода, 5 – тубус держателя фотодиода, 6 – входной усилитель фототока, 7- плата фильтров питания, 8 – разъёмы

Аналоговый блок размещён в экранированном отсеке и содержит усилитель с переключаемым коэффициентом усиления (1...2000), синхронный детектор, фильтр нижних частот с переключаемой полосой пропускания и 16-битный АЦП AD7715.

Блок управления создан на основе микроконтроллера PIC16F74. Он обеспечивает управление шаговым двигателем монохроматора МДР-41 как в автономном режиме, так и по командам компьютера. Управление сменой светофильтров также возможно как в автономном режиме, так и по командам компьютера. Связь блока управления с компьютером осуществляется через COM-порт.

Программа PIC-контроллера написана на ассемблере MPASM. Она обеспечивает сканирование спектра с любой из пяти заранее записанных в память PIC-контроллера скоростей. Кроме того, с компьютера в PIC-контроллер можно загрузить специальные скоростные параметры и установить практически любое значение скорости сканирования до 6 нм/с. После завершения сканирования возможен автоматический возврат к первоначальной длине волны со скоростью приблизительно 5,3 нм/с.

Оцифровка сигнала производится с частотой дискретизации 20 Гц. Возможна также работа с частотой дискретизации 25, 100 и 200 Гц, при этом в двух



последних случаях из-за особенностей АЦП AD7715 точность измерений снижается до 12...13 и 10...11 бит соответственно. При проведении измерений возможно усреднение или сглаживание сигнала по нескольким отсчётам с соответствующим понижением частоты выдачи усреднённых (сглаженных) данных и, соответственно, с сокращением общего числа записываемых в выходной файл отсчётов. В ходе проведения эксперимента информация о регистрируемом сигнале выводится на экран компьютера в виде графика.

При исследовании спектров поглощения жидкостей в качестве источника света используется штатный осветитель из комплекта монохроматора МДР-41 с галогенной лампой и блоком питания.

Обтюратор обеспечивает модуляцию светового потока галогенной лампы с частотой около 400 Гц. Смонтированные на обтюраторе оптопара и устройство формирования синхроимпульсов обеспечивают формирование опорного сигнала, необходимого для работы синхронного детектора в блоке АЦП.

Для питания других источников света был разработан и изготовлен универсальный блок питания, обеспечивающий питание источника света (светодиода или низковольтной лампы) стабилизированным током. Ток стабилизации можно задавать либо в пределах 1...110 мА с шагом 1 мА, либо в пределах 10...1100 мА с шагом 10 мА. Блок питания обеспечивает питание источника света либо постоянным стабилизированным током, либо импульсами стабилизированного тока со скважностью 2 и частотой около 513 Гц. В последнем случае блок питания выдаёт также опорный сигнал (импульсы синхронизации) для синхронного детектора. Данный блок питания используется, в частности, для питания светодиодов при исследовании их спектров излучения.

Блок питания источников света обеспечивает также коммутацию питания неоновой лампы. Для этого в нём предусмотрен высоковольтный выходной каскад с открытым коллектором. Неоновая лампа используется в основном при калибровке монохроматора. Кроме того, для калибровки монохроматора используется гелий-неоновый лазер ЛГН-113.

Данный спектрофотометрический комплекс позволяет проводить различные виды спектрофотометрических исследований, в том числе исследования спектров поглощения жидкостей в видимой и в ближней инфракрасной области спектра до  $\lambda = 1800$  нм (а при некотором снижении требований к отношению сигнал/шум – до  $\lambda = 1850...1860$  нм), а также исследования спектров излучения светодиодов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веснин В.Л., Мурадов В.Г. Спектрофотометрический комплекс на основе монохроматора МДР-41 для исследования спектров поглощения в диапазоне 400–1800 нм. // Известия Самарского научного центра РАН, 2008, т.10, №3, с.719-723.

---

---

УДК 681.518.3

*В. А. Сергеев, В. И. Смирнов, М. Л. Конторович, А. А. Гавриков, В. В. Юдин*

## **СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕПЛОВОГО ИМПЕДАНСА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ**

Рассмотрен способ измерения теплового импеданса полупроводниковых диодов и его практическая реализация в виде микропроцессорного измерительного прибора, сопряженного с персональным компьютером. Способ основан на пропускании через диод последовательно греющих импульсов тока с широтно-импульсной модуляцией, осуществляемой по гармоническому закону. Тепловой импеданс определяется на основе измерения амплитуд и фаз основных гармоник импульсной греющей мощности и температурочувствительного параметра – прямого падения напряжения на диоде при малом прямом токе. Представлена структурная схема прибора и описан алгоритм работы управляющей программы.

Тепловое сопротивление полупроводниковых диодов представляет собой один из его наиболее важных теплофизических параметров, позволяющих оценивать перегрев кристалла диода относительно корпуса или окружающей среды. Стандартный способ измерения теплового сопротивления переход-корпус диодов  $R_{Тп-к}$  основан на пропускании через диод импульсов греющей мощности фиксированной длительности и амплитуды и измерении в промежутках между импульсами изменения температурочувствительного параметра  $U_{Тп}$ , например, прямого напряжения на диоде при пропускании через него малого измерительного тока [1].

Недостатком способа является низкая точность, обусловленная большой погрешностью измерения импульсного напряжения  $U_{Тп}(t)$  из-за влияния переходных тепловых и электрических процессов при переключении полупроводникового диода из одного режима – режима разогрева, в другой – режим измерения [2]. Более высокую точность дает предложенный в работе [3] способ, отличительной особенностью которого является то, что при постоянной частоте следования  $f_{сл}$  греющих импульсов их длительность модулируются по линейному закону. Это позволило снизить влияние электрических переходных процессов, поскольку в данном случае измеряется не абсолютное значение температуры перехода, а скорость ее изменения. Тем не менее, данный способ также не может обеспечить высокую точность измерений  $R_{Тп-к}$  из-за малой крутизны изменения средней греющей мощности и, кроме этого, не позволяет производить измерения теплового импеданса полупроводниковых диодов на заданной частоте изменения греющей мощности.

В предлагаемом способе используется широтно-импульсная модуляция греющих импульсов  $\tau_u$ , осуществляемая по гармоническому закону. При этом величина, обратная скважности  $Q^{-1} = \tau_u \cdot f_{сл}$ , изменяется согласно выражению

$$Q^{-1} = Q_0^{-1}(1 + a \sin \Omega t), \quad (1)$$

где  $Q_0^{-1}$  - среднее значение величины, обратной скважности;  $a$  - коэффициент, определяющий глубину модуляции греющей мощности;  $\Omega$  - циклическая частота модуляции греющей мощности.

При подаче на полупроводниковый диод греющих импульсов тока амплитудой  $I_m$  средняя за период следования греющих импульсов тока мощность  $\bar{P}(t)$ , рассеиваемая диодом, определяется выражением

$$\bar{P}(t) = \frac{1}{T_{cl}} \int_0^{T_{cl}} P_m dt = I_m U_m Q^{-1} = P_m Q^{-1},$$

где  $T_{cl}$  - период следования импульсов;  $P_m = I_m U_m$  - импульсная греющая мощность;  $U_m$  - прямое напряжение на диоде при протекании через него греющего импульса тока. При постоянной импульсной греющей мощности ( $P_m = const$ ) средняя мощность  $\bar{P}(t)$  будет изменяться по закону изменения величины обратной скважности  $Q^{-1}(t)$ . При изменении  $Q^{-1}(t)$  по гармоническому закону вида (1) средняя мощность  $\bar{P}(t)$  будет также изменяться по гармоническому закону:

$$\bar{P}(t) = P_m Q^{-1}(t) = P_m Q_0^{-1}(1 + a \sin \Omega t) = P_m Q_0^{-1} + P_{m1} \sin \Omega t,$$

где  $P_m Q_0^{-1}$  - постоянная составляющая греющей мощности,  $P_{m1} = a \cdot P_m Q_0^{-1}$  - первая гармоника изменения греющей мощности на частоте  $\Omega$  модуляции.

Известно, что в приближении одномерной линейной теплоэлектрической модели полупроводникового диода, представляющей  $m$  последовательно соединенных RC-цепочек, при разогреве диода переменной мощностью спектр температуры  $p$ - $n$  перехода может быть представлен в виде

$$T_m(\omega) = P_m(\omega) \cdot Z_T(\omega), \quad (2)$$

где  $P_m(\omega)$  - спектр греющей мощности, рассеиваемой диодом;  $Z_T(\omega) = \sum_{i=1}^m \frac{R_{Ti}}{1 + j\omega\tau_i} = |Z_T(\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)}$  - тепловой импеданс диода;  $R_{Ti}$ ,  $\tau_{Ti}$  - тепловое сопротивление и тепловая постоянная времени соответствующего слоя конструкции диода;  $\varphi(\omega)$  - фаза теплового импеданса, равная сдвигу фаз между температурой и греющей мощностью [4].

В результате через некоторое время после начала подачи греющих импульсов, превышающее три тепловых постоянных времени переход-корпус  $\tau_{Тп-к}$  полупроводникового диода ( $t > 3\tau_{Тп-к}$ ), в полупроводниковом диоде установится регулярный режим и температура  $T_n(t)$   $p$ - $n$  перехода полупроводникового диода будет пульсировать относительно некоторого квазистационарного значения  $\tilde{T}_n(t)$ , изменяющегося с частотой  $\Omega$  модуляции греющей мощности:

$$\tilde{T}_n(t) = \bar{T}_n + T_m \sin(\Omega t - \varphi),$$

где  $\varphi$  сдвиг фаз между переменной составляющей греющей мощности и переменной составляющей температуры  $p$ - $n$  перехода,  $\bar{T}_n$  - среднее значение температуры  $p$ - $n$  перехода,  $T_m$  - амплитуда гармонической составляющей температуры  $p$ - $n$  перехода на частоте  $\Omega$  модуляции греющей мощности. При выполнении условия  $f_{cl}\tau_{Tn-k} \gg 1$  величина пульсаций температуры  $p$ - $n$  перехода  $\delta T_n(t)$  будет на несколько порядков меньше  $T_m$ :  $\delta T_n(t) \ll T_m$  [5]. Поскольку прямое напряжение на  $p$ - $n$  переходе при малом токе линейно уменьшается с увеличением температуры с известным (отрицательным) температурным коэффициентом  $K_T$ , то огибающая напряжения на  $p$ - $n$  переходе  $\tilde{U}_{m1}^{III}(\Omega)$  в паузах между греющими импульсами будет повторять (с обратным знаком) изменение переменной составляющей температуры  $p$ - $n$  перехода, а амплитуда огибающей с учетом (2) будет равна:

$$\tilde{U}_{m1}^{III}(\Omega) = K_T T_m(\Omega) = K_T P_{m1}(\Omega) |Z_T(\Omega)| e^{j\varphi(\Omega)}.$$

Измерив амплитуды и фазы первых гармоник греющей мощности  $P_{m1}(\Omega)$  и температурочувствительного параметра  $\tilde{U}_{m1}^{III}(\Omega)$  – прямого напряжения на  $p$ - $n$  переходе при протекании через него начального (измерительного) тока, можно определить тепловой импеданс  $Z(\Omega)$  диода на частоте модуляции греющей мощности по формуле:

$$Z(\Omega) = |Z_T(\Omega)| \cdot e^{j\varphi(\Omega)} = \frac{\tilde{U}_{m1}^{III}(\Omega)}{K_T P_{m1}(\Omega)} e^{j\varphi(\Omega)},$$

Погрешность определения теплового импеданса при известном температурном коэффициенте будет определяться погрешностью определения амплитуды гармоник  $\tilde{U}_{m1}^{III}(\Omega)$  и  $P_{m1}(\Omega)$ , а также сдвига фаз между ними. При использовании методов цифровой фильтрации, в частности быстрого преобразования Фурье, указанные погрешности определяются числом отсчетов  $n$  (то есть числом греющих импульсов тока) за период  $T_M = 2\pi/\Omega$  модуляции греющей мощности:  $n = T_M / T_{cl}$ .

Возможны различные способы реализации гармонического закона изменения величины, обратной скважности. Наиболее простым для аппаратной реализации является вариант широтно-импульсной модуляции последовательности греющих импульсов тока, когда частота их следования  $f_{cl}$  постоянна, а длительность меняется по закону вида:

$$\tau_{uk} = \tau_{u0} (1 + a \cos \Omega t), \quad (3)$$

где индекс  $k$  соответствует  $k$ -ому импульсу в последовательности, а  $\tau_{u0}$  – их средняя длительность.

Данный способ реализован в виде микропроцессорного устройства, структурная схема которого показана на рис. 1, а временные диаграммы, поясняющие работу устройства, представлены на рис. 2.

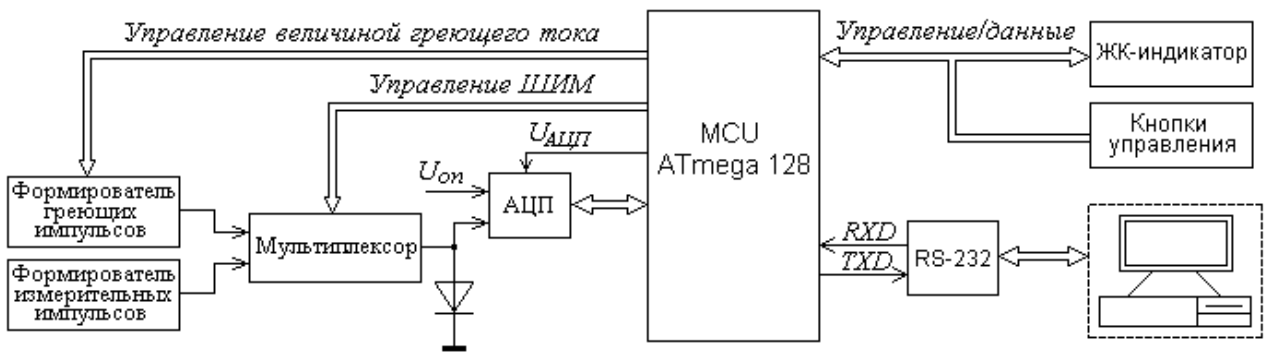


Рис. 1. Структурная схема устройства для измерения теплового импеданса полупроводниковых диодов

Устройство работает следующим образом. Перед началом измерений через диод пропускается определенное количество греющих импульсов для вывода кристалла диода в квазистационарный температурный режим. Затем согласно установленным режимам измерений (величина греющего тока, частота модуляции и др.) формируется последовательность греющих импульсов тока (рис.2а), длительность которых изменяется согласно выражению (3).

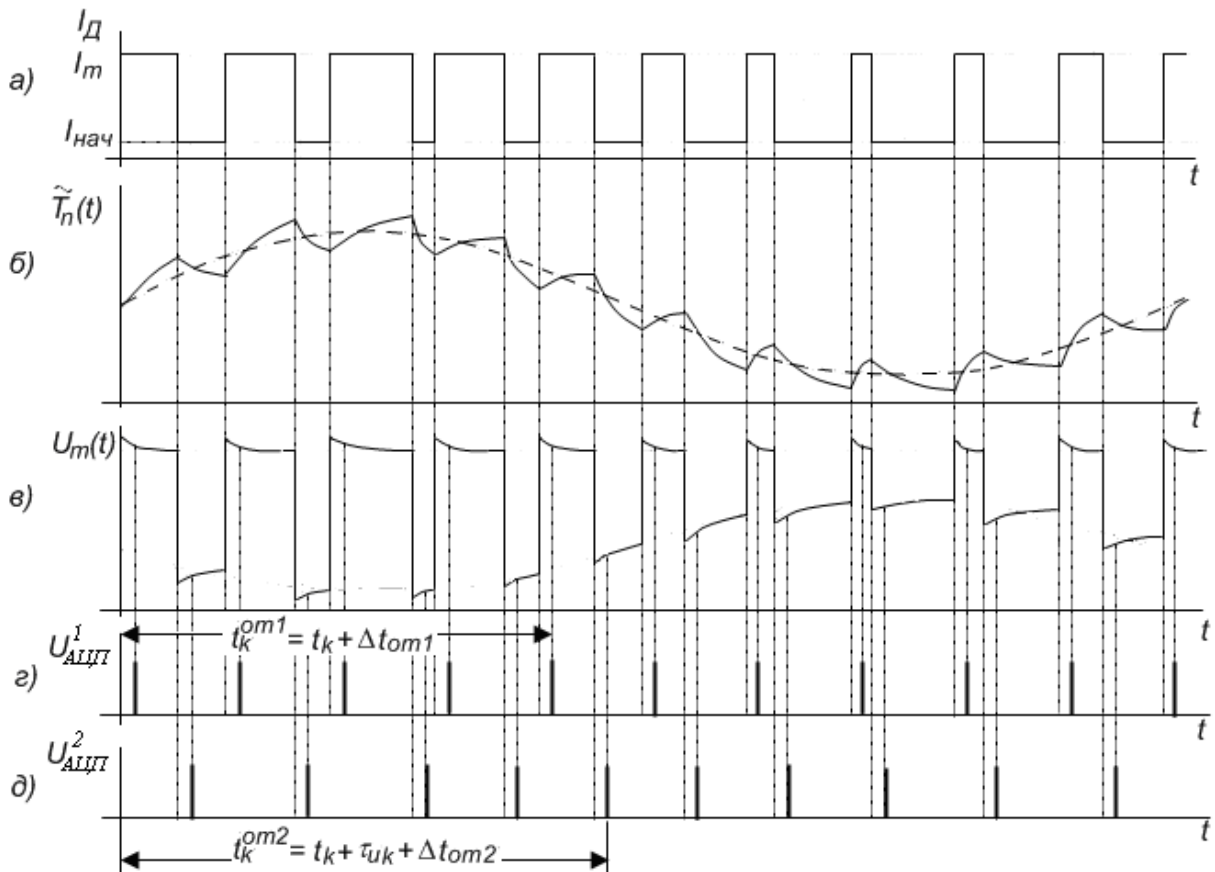


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу устройства

В результате разогрева температура  $p-n$  перехода диода будет пульсировать относительно некоторого квазистационарного значения  $\tilde{T}_n(t)$  (рис. 2б), изменяю-

щегося по гармоническому закону. Изменение прямого напряжения  $U_m(t)$  диода показаны на (рис. 2в). В моменты времени  $t_k^{ор1} = t_k + \Delta t_{ор1}$  ( $\Delta t_{ор1}$  - временная задержка относительно фронта импульса) микроконтроллер запускает АЦП для измерения напряжения на вершине греющего импульса (рис. 2г). Во время пауз между греющими импульсами, т.е. в моменты времени  $t_k^{ор2} = t_k + \tau_{ик} + \Delta t_{ор2}$  ( $\Delta t_{ор2}$  - временная задержка относительно среза импульса) микроконтроллер запускает АЦП для измерения напряжения на диоде при слабом измерительном токе (рис. 2д). Для повышения точности измерения теплового импеданса продолжительность последовательности импульсов составляет несколько периодов модуляции греющей мощности (обычно от 2 до 4).

Процесс измерения заканчивается формированием массивов значений импульсной мощности  $\{P_m(k)\}$  и температурочувствительного параметра  $\{U_m^{ТП}(k)\}$ . Далее методом дискретного преобразования Фурье вычисляются амплитуды и фазы первых гармоник греющей мощности  $P_{m1}$  и  $\varphi_P$ , а также температурочувствительного параметра  $U_{m1}^{ТП}$  и  $\varphi_T$ . Это позволяет определить модуль и фазу теплового импеданса полупроводникового диода по формулам:

$$|Z_T(\Omega)| = \frac{\tilde{U}_{m1}^{ТП}(\Omega)}{K_T P_{m1}(\Omega)};$$

$$\varphi = \varphi_T - \varphi_P.$$

Структурная схема управляющей программы представлена на рис.3. После включения прибора осуществляется вывод на ЖК- индикатор информации о текущих настройках прибора и пользователю предоставляется возможность начать процесс измерения или перейти в режим коррекции настроек. При наличии связи с компьютером коррекция настроек и запуск измерений осуществляется от компьютера.

Перед началом процесса измерения теплового импеданса для генератора ШИМ-импульсов формируется массив длительностей греющих импульсов, при этом учитывается ряд условий.

- Количество импульсов должно быть равным 256, что обеспечивает достаточную точность быстрого преобразования Фурье и соответствует объему ОЗУ используемого микроконтроллера.

- Период следования греющих импульсов не должен быть меньше  $T_{мин}=120$  мкс. Данное ограничение обусловлено тем, что при глубине модуляции  $a=0,5$  минимальное время паузы между греющими импульсами составляет 30 мкс, что является предельно допустимым для ожидания окончания переходных электрических процессов и осуществления аналого-цифрового преобразования напряжения на диоде.

- Количество греющих импульсов на периоде модуляции должно быть максимальным и кратным  $2^N$  ( $N=8, 7$  и т.д.), поскольку в этом случае частота основной гармоники будет кратна шагу по частоте спектра.

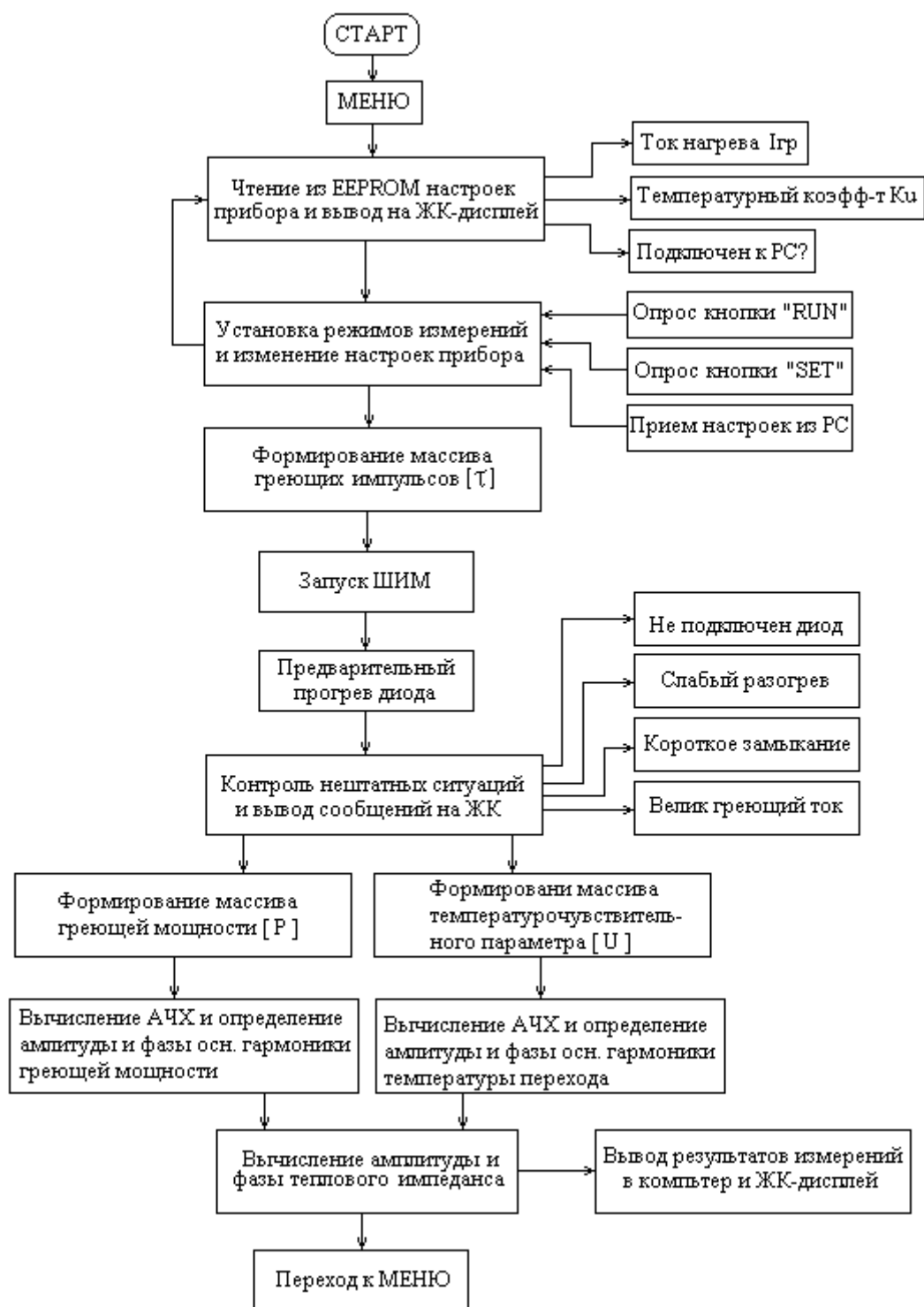


Рис. 3. Структурная схема программы

Формирование массива греющих импульсов осуществляется следующим образом. По заданной частоте модуляции, поступающей из компьютера, вначале определяется максимально возможное количество греющих импульсов за период модуляции  $n$ , т.е. вычисляется отношение  $T_{mod}/T_{min}$  и результат округляется в сторону уменьшения до ближайшего значения  $n$  из ряда 256, 128, 64 и т.д. Затем определяется период следования греющих импульсов  $T_{cl}=T_{mod}/n$ . Элементы массива длительностей греющих импульсов  $\tau[i]$  вычисляются по формуле

$$\tau[i] = \frac{T_{\text{сл}}}{2} (1 + a \cdot \cos 2\pi i/n),$$

где  $a$ -глубина модуляции, примерно равная 1,0.

Затем производится предварительный прогрев диода с целью вывода его в квазистационарный тепловой режим. Это осуществляется подачей на диод 256 импульсов постоянной длительности, равной  $T_{\text{сл}}/2$ . Параллельно с разогревом диода производится контроль нештатных ситуаций.

После этого начинается непосредственно процесс измерения теплового импеданса, т. е. пропускание через диод греющих импульсов с изменяющейся по гармоническому закону длительностью, измерение напряжения на вершине импульсов для определения импульсной мощности, измерение температурочувствительного параметра (напряжения на диоде при слабом начальном токе). Синхронизация импульсов осуществляется по переднему фронту, т.е. широтно-импульсная модуляция является односторонней. Временная задержка на ожидание окончания электрических переходных процессов составляет 10 мкс. Данный этап заканчивается формированием двух массивов – массива греющей мощности  $\{P\}$  и массива температурочувствительного параметра  $\{U\}$ .

На следующем этапе производится быстрое преобразование Фурье (БПФ) для выше указанных массивов, вычисляется амплитуда и фаза основной гармоники для греющей мощности и температуры. Отношение амплитуд основных гармоник температуры и мощности дает модуль теплового импеданса, а их разность фаз – фазу теплового импеданса. Все результаты измерений выводятся на ЖК-индикатор и в компьютер.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 19656, 18-84. Диоды полупроводниковые СВЧ. Методы измерения теплового сопротивления переход-корпус и импульсного теплового сопротивления
2. Викулин, И.М. Физика полупроводниковых приборов // И.М. Викулин, В.И. Стафеев – М: Сов. радио, 1980. - С. 51.
3. Сергеев, В.А. Микропроцессорный измеритель теплового сопротивления полупроводниковых диодов / В.А. Сергеев, В.И. Смирнов, А.А. Гавриков, В.В. Юдин // Известия вузов. Электроника. 2009. - № 4. С. 84-86.
4. Сергеев, В.А. Методы и средства измерения тепловых параметров полупроводниковых приборов и интегральных схем / В.А. Сергеев // Электронная промышленность. - 2004.-№1. С. 45-48.
5. Давидов, П.Д. Анализ и расчет тепловых режимов полупроводниковых приборов // П.Д. Давидов – М : Энергия, 1967. – С. 100÷116.



УДК 621.391.82

*Д. Е. Прозоров, А. В. Смирнов*

## **АДАПТИВНЫЙ ПРИЕМ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ГАУССОВСКИХ ФЛУКТУАЦИЯХ НЕПРЕРЫВНЫХ ПАРАМЕТРОВ**

В статье **получен** алгоритм адаптивной совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки шумоподобных сигналов, построенных на рекуррентных псевдослучайных последовательностях максимального периода. Синтезирована структура приемного устройства.

### **Введение**

Одним из методов повышения помехоустойчивости цифровых систем связи является расширение спектра псевдослучайными последовательностями (ПСП). Алгоритм формирования ПСП и соответственно ее структура является ключом к выделению информации из передаваемого сообщения. Поэтому одним из первых этапов работы СПИ с шумоподобными сигналами (ШПС), образованными на ПСП, является быстрое и надежное установление кодовой синхронизации.

В работах [1,2] получен и исследован алгоритм нелинейной фильтрации дискретного (информационного) параметра ШПС, позволяющий сократить время кодовой синхронизации ШПС в условиях гауссовских флуктуаций непрерывных параметров (амплитуды и задержки). При этом статистические характеристики флуктуаций амплитуды и задержки радиоимпульсов ШПС (коэффициент корреляции или ширина спектра флуктуаций) предполагаются известными. Однако на практике часто требуется оценка статистических характеристик параметров сигнала в реальном масштабе времени. В этих условиях целесообразно осуществлять прием сигналов устройствами, построенными на основе адаптивных алгоритмов фильтрации.

### **Постановка задачи**

Пусть полезные сообщения в системе связи передаются с помощью фазоманипулированных ШПС. На входе приемного устройства, на интервале  $T = t_{k+1} - t_k$  присутствует аддитивная смесь полезного сигнала и белого шума:

$$x(t) = s(\varphi_k, a, \tau, t) + n(t), \quad (1)$$

где  $n(t)$  – белый гауссовский шум со спектральной плотностью  $N_0$ ,

$$s(\varphi_k, a, \tau, t) = (v + a)s(t - \tau) \cos(\omega(t - \tau) + \varphi_k), \quad (2)$$

$\nu$  – известное среднее значение амплитуды,  $a$  – процесс изменения амплитуды,  $\tau$  – процесс изменения фазы,  $\omega$  – несущая частота,  $\varphi_k = \overline{M_1, M_2}$  – фаза сигнала (информационный параметр).

Флуктуирующая часть амплитуды радиоимпульсов ШПС  $a$  и флуктуирующая задержка радиоимпульсов ШПС  $\tau$  – независимые гауссовские марковские процессы, удовлетворяющие дифференциальным уравнениям:

$$\dot{a} + \beta_a a = y_1(t), \quad \dot{\tau} + \beta_\tau \tau = y_2(t), \quad (3)$$

где  $y_i(t)$  – белый шум с мощностью на единицу полосы  $G_i, i=1,2$ ;  $\beta_i$  – ширина спектров флуктуаций амплитуды и задержки соответственно.

Символы  $a_k$  ПСП искомого ШПС формируются в соответствии с рекуррентным правилом:

$$a_k = c_m a_{k-m} \oplus \dots \oplus c_1 a_{k-1}, \quad (4)$$

где  $c_i = \overline{0,1}$  ( $i=1, \dots, m$ ), « $\oplus$ » – операция сложения по модулю «2».

Из (4) видно, что задача распознавания ШПС может быть сведена к распознаванию текущей  $m$ -значной комбинации значений дискретного параметра ШПС.

Будем полагать, что ПСП искомого ШПС и опорной ШПС, генерируемой в приемном устройстве, синхронизированы по тактам. Опорная ПСП образована по правилу, аналогичному (4) на основе  $m$ -значных комбинаций оценок  $\hat{a}_{k-1}, \dots, \hat{a}_{k-m}$  принятых ранее символов ПСП искомого ШПС. В этом случае последовательность значений  $a_k$  искомого ШПС связана с последовательностью оценок  $\hat{a}_k$  общим правилом формирования и образует сложную вырожденную цепь Маркова с двумя значениями и одношаговой матрицей вероятностей переходов

$$\|\pi_{ij}\| = \left\| \begin{array}{cc} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{array} \right\|, \quad (5)$$

где

$$\pi_{ij} = p(a_{k+1} | \hat{a}_k), \quad i, j = \overline{1,2}. \quad (6)$$

Поскольку значения дискретного параметра ШПС  $\varphi_k$  однозначно соответствуют символам ПСП  $a_k$ , то условные вероятности (6) можно записать в виде  $\pi_{ij} = p(\varphi_{k+1} | \hat{\varphi}_k)$ .

Требуется разработать адаптивный алгоритм совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки ШПС при гауссовых флуктуациях непрерывных параметров сигнала и синтезировать на основе полученного алгоритма структуру приемного устройства ШПС.

### Алгоритм совместной фильтрации параметров ШПС

За основу адаптивного алгоритма фильтрации параметров ШПС примем следующие уравнения [1,2]:

$$u_{k+1} = 2f_1 + \frac{1}{2} \frac{f_i'^2}{f_i''} + \hat{u}_k + z(\hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij}), \quad i=1,2 - \quad (7)$$

– уравнение фильтрации дискретного параметра сигнала;  $f_i \equiv f_{k+1}(\varphi_k, a, \tau)$  – логарифм функции правдоподобия дискретного  $\varphi_k$  и непрерывных  $a, \tau$  параметров в  $(k+1)$ -м такте работы приемного устройства;

$$\hat{u}_k = \begin{cases} |u_k|, & \varphi_k = M_1 \\ -|u_k|, & \varphi_k = M_2 \end{cases} \quad (8)$$

– оценка  $u_{k+1}$ , формируемая в  $k$ -м такте.

$$z(\hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij}) = \ln \frac{\hat{\pi}_{11} + \hat{\pi}_{21} \exp(-\hat{u}_k)}{\hat{\pi}_{22} + \hat{\pi}_{12} \exp(\hat{u}_k)} - \quad (9)$$

– нелинейная функция.

Уравнение фильтрации задержки сигнала:

$$\tau_{k+1} = \hat{\tau}_k + \mathfrak{G}_{k+1}^2 \left( B_1 \frac{f_1'}{f_1''} + B_2 \frac{f_2'}{f_2''} \right), \quad (10)$$

где  $\mathfrak{G}_{k+1}^2$  – апостериорная дисперсия задержки:

$$\mathfrak{G}_{k+1}^2 = \frac{k_\tau^2 \mathfrak{G}_k^2 + b_\tau \sigma_\tau^2}{1 - [k_\tau^2 \mathfrak{G}_k^2 + b_\tau \sigma_\tau^2] \text{sign}(u_{k+1}) f_1''}, \quad (11)$$

$\hat{\tau}_k = k_\tau \tau_{k+1}$ ;  $k_\tau = \exp(-\beta_\tau T)$  – коэффициент корреляции флуктуаций задержки сигнала;  $b_\tau = 1 - \exp(-2\beta_\tau T)$ ;  $f_i'$  и  $f_i''$  – первая и вторая производные (по времени) функций правдоподобия.

Уравнение фильтрации амплитуды сигнала:

$$A_{k+1} = \hat{A}_k + \chi_{k+1} \left[ B_1 (r_{1(k+1)} - \hat{A}_k) + B_2 (r_{2(k+1)} - \hat{A}_k) \right], \quad (12)$$

где  $\chi_{k+1} = \frac{b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}{1 + b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}$  –

апостериорная дисперсия амплитуды сигнала;  $\hat{A}_k$  – экстраполированная на такт работы оценка амплитуды;  $b_a = 1 - \exp(-2\beta_a T)$ ;  $k_a = \exp(-\beta_a T)$  – коэффициент корреляции флуктуаций амплитуды сигнала;  $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2$ ;  $\sigma_a^2$  – дисперсия флуктуации амплитуды,  $\sigma_n^2$  – дисперсия белого гауссовского шума;  $r_i$  – нормированное значение автокорреляционной функции единичного импульса;

$$B_1 = \frac{1}{1 + \exp(-u_{k+1})}, \quad B_2 = \frac{1}{1 + \exp(u_{k+1})}. \quad (13)$$

Статистические данные о дискретном параметре импульсных коррелированных сигналов заключены в параметре  $\pi_{ij}$  функции  $z(\hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij})$ . Оценки  $\hat{\pi}_{ij}$  корректируются на каждом такте с заданным шагом  $\Delta\pi_{ii}$ :

$$\hat{\pi}_{ii(k+1)} = \begin{cases} \hat{\pi}_{ii(k)} + \Delta\pi_{ii}, & \varphi_{k+1} = \hat{\varphi}_k \\ \hat{\pi}_{ii(k)} - \Delta\pi_{ii}, & \varphi_{k+1} \neq \hat{\varphi}_k \end{cases} \quad (14)$$

Следует отметить, что процесс адаптации начинается с момента получения

первой экстраполированной оценки ожидаемого символа, т.е. с  $(m + 1)$ -го такта работы системы.

Процесс адаптивной оценки коэффициента корреляции  $\hat{k}_\tau$  флуктуирующих значений задержки  $\tau_k$  элементарных импульсов ШПС заключается в следующем. Найдем приращение значения  $\tau_k$  за один такт работы системы:

$$\Delta\tau_{k+1} = \hat{\tau}_{k+1} - \hat{\tau}_k. \quad (15)$$

Скорость изменения  $\Delta\tau_{k+1}/T$  в большинстве случаев значительно меньше скорости информационного сообщения, т.е. выполняется условие  $\beta_\tau T \ll 1$ .

Последовательность отсчетов знаков  $\varepsilon_{k+1} = \text{sign}(\Delta\tau_{k+1})$  образует цуги, состоящие из  $\varepsilon_{k+1} = 1$  и  $\varepsilon_{k+1} = -1$ . Длительность цугов случайна и зависит от степени корреляции последовательности значений  $\Delta\tau_{k+1}$ . Связь между нормированной корреляционной функцией  $k_\tau(T)$  непрерывного по значениям процесса  $\Delta\tau_{k+1}$  и корреляционной функцией  $k_\varepsilon(T)$  последовательности бинарных значений  $\varepsilon_k$  выражается формулой [4]

$$\hat{k}_\tau(T) = \sin\left(\frac{\pi}{2}\hat{k}_\varepsilon(T)\right). \quad (16)$$

Представим последовательность  $\varepsilon_k$  однородной стационарной цепью Маркова. Оценку вероятностей перехода  $\hat{\pi}_{ii(\tau)}$  этой бинарной цепи Маркова можно найти на основе результатов, полученных в работе [3]:

$$\hat{\pi}_{ii(\tau)} = 1 - \frac{\lambda_\tau}{k_{ad(\tau)}}, \quad (17)$$

где  $\lambda_\tau$  – количество изменений знака приращения  $\text{sign}(\Delta\tau_{k+1})$  на интервале адаптации в канале оценки задержки;  $k_{ad(\tau)}$  – номер шага адаптации.

Выражение (17) справедливо только в том случае, когда априорные вероятности  $p_1 \equiv p(\varepsilon_{k+1} = 1)$  и  $p_2 \equiv p(\varepsilon_{k+1} = -1)$  равны ( $p_1 = p_2 = 0.5$ ).

Соотношения, полученные в работе [5] позволяют связать элементы матрицы  $\|\hat{\pi}_{ii(\tau)}\|$  с коэффициентом корреляции последовательности  $\varepsilon_k$ :

$$\hat{k}_\varepsilon = 2\hat{\pi}_{ii(\tau)} - 1, \quad (18)$$

Используя результат (18), оценку коэффициента корреляции  $\hat{k}_\tau$  флуктуаций задержки  $\tau_k$  получим из формулы (16).

Рассуждая аналогичным образом можно построить процесс адаптации для непрерывного параметра сигнала – амплитуды. Запишем значение ошибки между экстраполированной оценкой амплитуды и её значением в принятом сигнале

$$\Delta A_{k+1} = A_{k+1} - \hat{A}_k, \quad (19)$$

По аналогии с процессом адаптивной оценки коэффициента корреляции флуктуаций задержки  $\hat{k}_\tau$  можно получить оценку  $\hat{k}_a$  коэффициента корреляции

флуктуаций амплитуды ШПС:

$$\hat{k}_a = 1 - \frac{2\lambda_a}{k_{ad(a)}}, \quad (20)$$

где  $\lambda_a$  – количество изменений знака приращения  $sign(\hat{A}_{k+1} - \hat{A}_k)$  на интервале адаптации в канале оценки амплитуды ШПС;  $k_{ad(a)}$  – номер шага адаптации.

Адаптивное приемное устройство, синтезированное по полученным уравнениям (7), (10), (12), (14)-(20) представлено на рис.1.

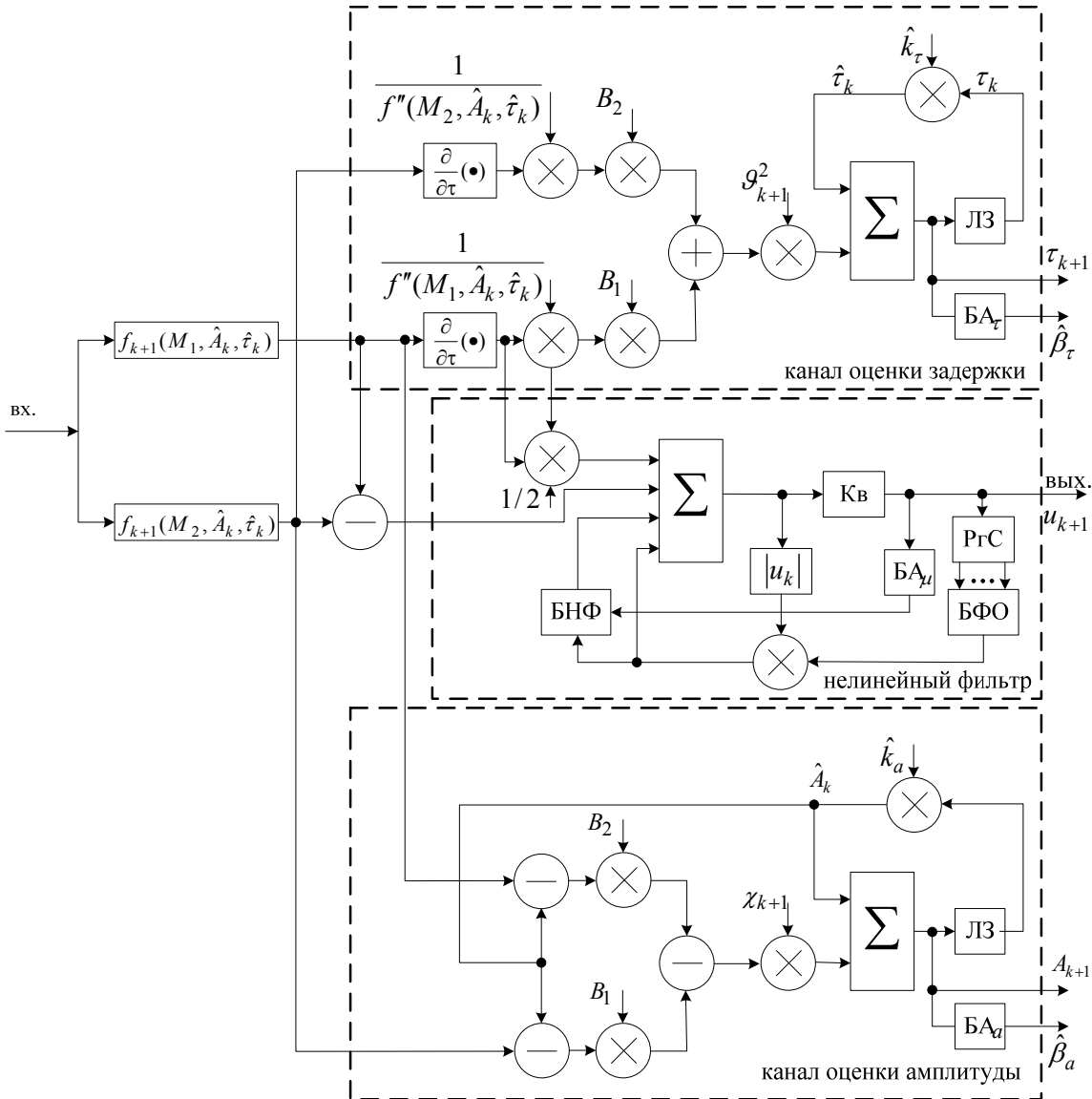


Рис.1. Адаптивное устройство совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки ШПС

Нелинейный фильтр дискретного параметра сигнала содержит сумматор ( $\Sigma$ ), квантователь с нулевым порогом (Кв), регистр сдвига (РГС)  $m$ -значной комбинации символов ПСП, элемент памяти для хранения задержанного на такт значения  $|u_k|$ , блок формирования оценки знака  $\hat{u}_k$  (БФО), блок вычис-

ления нелинейной функции  $z(\hat{u}_k, \pi_{ij})$  (БНФ), блок адаптации (БА). Единственным блоком, зависящим от типа рекуррентной ПСП искомого сигнала, является блок формирования оценки. Схема БФО, по своей структуре, похожа на схему генератора рекуррентной ПСП, построенного на одном регистре сдвига с линейными или нелинейными обратными связями и памятью на  $m$ -элементов.

Сигнал, поступивший с синхронного детектора на сумматор  $\Sigma$  нелинейного фильтра, исправляется на величину добавок, формируемых в каналах измерения задержки и амплитуды.

Канал измерения задержки включает в себя дискриминатор задержки (ДЗ), вычисляющий сигнал расстройки между экстраполированной оценкой задержки и ее истинным значением; множитель на коэффициент  $\vartheta_{k+1}^2$ ; сумматор ( $\Sigma$ ), линию задержки (ЛЗ) на такт. Сигнал расстройки с выхода дискриминатора задержки после соответствующих нормировок поступает на сглаживающий фильтр, на выходе которого в каждом такте формируется оценка задержки сигнала. Поскольку оценка задержки в данном такте вырабатывается после вынесения решения о принятом сигнале, то для синхронизации опорного сигнала с приходящим сигналом используется экстраполированная оценка задержки предыдущего такта.

Сглаживающий фильтр амплитуды сигнала содержит сумматор ( $\Sigma_a$ ), линию задержки ( $ЛЗ_a$ ) на такт и экстраполятор, представляющий собой множитель на оценку коэффициента корреляции  $\hat{k}_a$ .

### Анализ результатов

Рис.2 иллюстрирует результаты моделирования работы приемного устройства (рис.1) при приеме ШПС, образованного на ПСП с периодом  $L = 31$ .

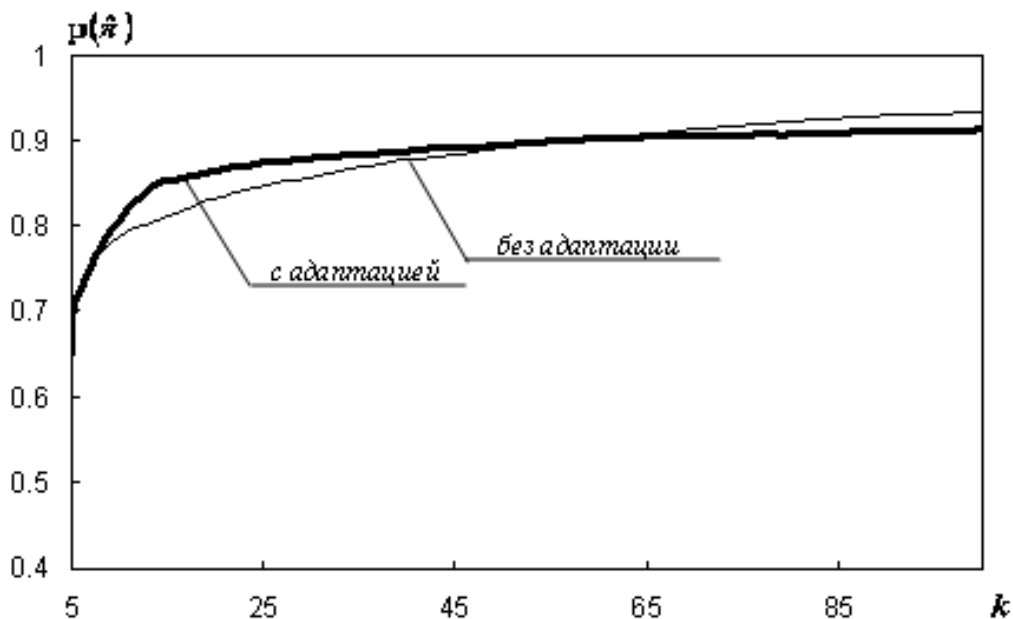


Рис.2. Вероятность правильного распознавания ШПС для различных случаев совместной фильтрации ( $k_a = k_\tau = 0.9$ ,  $\rho_a^2 = 0.1$ )

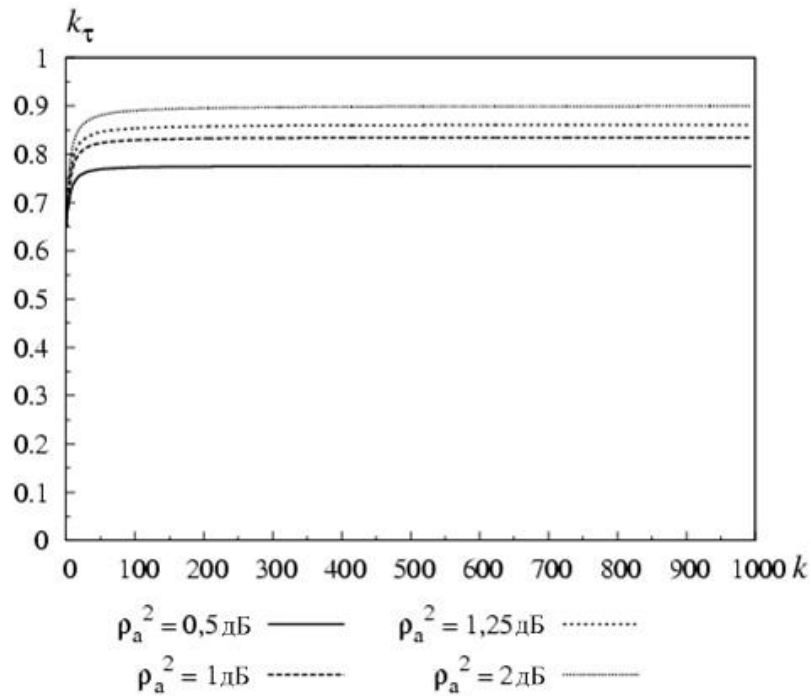


Рис. 3. Оценка коэффициента корреляции флуктуаций задержки (истинное значение коэффициента корреляции равно  $k_\tau = 0.9$ )

Толстыми линиями представлен график вероятности правильного распознавания ШПС при адаптивной оценке амплитуды и задержки радиоимпульсов ШПС; тонкой линией – график правильного распознавания ШПС при отсутствии адаптации (оптимальный алгоритм). Видно, что адаптивный алгоритм не уступает оптимальному алгоритму приема ШПС на начальных тактах фильтрации полезного сигнала, проигрывая ему в дальнейшем.

На рис.3 представлены графики оценки коэффициента корреляции задержки  $\hat{k}_\tau$  ШПС для различных значений отношения сигнал/шум  $\rho_a^2$  на входе приемного устройства. Анализ показывает, что точность оценки коэффициентов корреляции флуктуаций непрерывных параметров ШПС зависит от отношения сигнал/шум  $\rho_a^2$  и снижается при уменьшении  $\rho_a^2$ .

Предложенный метод адаптивной совместной фильтрации дискретного и непрерывных параметров ШПС может быть использован при разработке приемных устройств ШПС систем с кодовым разделением каналов, работающих в условиях сложной помеховой обстановки.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прозоров Д.Е., Смирнов А.В. Совместная фильтрация дискретного параметра, амплитуды и задержки шумоподобных сигналов в устройствах быстрого поиска при гауссовых флуктуациях непрерывных параметров // Вестник ВНЦ ВВО АТН РФ. Серия: Проблемы обработки информации. Вып.1(6). Киров, 2005. – С. 71-77.

2. Прозоров Д.Е. Фильтрация шумоподобных сигналов в условиях многолучевого распространения // Труды учебных заведений связи. - СПб., 2006. - №174. - С. 143-150.

3. Петров Е.П., Частиков А.В. Метод адаптивной фильтрации двоичных импульсных коррелированных сигналов // Радиотехника и электроника. – 2001. –Т.46, №10 – с. 115-1158.

4. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2 т. Пер. с франц. – М.:Мир, 1983. – Т.1. – 312 с.

5. Амиантов И.Н., Груздев В.В. Дисперсия ошибки дискретной линейной системы со случайными коэффициентами усиления // Радиотехника и электроника. – 1965, №9. – С. 1623-1627.



УДК 621.391 (075)

Б. Н. Романов

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

Рассматриваются возможности и варианты моделирования дискретных сигналов с помощью программы Electronics Workbench

В настоящее время при проектировании радиотехнических систем используется возможность моделирования сигналов с помощью различных программных средств [1, 2].

Рассмотрим моделирование дискретных сигналов, которые широко применяются в различных системах связи, с помощью программы EWB.

Для получения дискретных сигналов можно использовать схему, представленную на рис. 1. В качестве источника сигнала используется видеосигнал, спектр которого состоит из трех составляющих и осциллограмма приведена на рис. 2 (верхняя кривая). В качестве источника стробирующих импульсов используется генератор прямоугольных импульсов V6. Максимальная частота спектра источника сигнала равна 8 кГц. Поэтому частота следования импульсов (дискретизации) источника V6 согласно теореме Котельникова [3] выбрана равной 20 кГц. Длительность импульса (выборки) установлена равной 5 мкс. С выхода аналогового умножителя DA2 с нагрузки R5 получаем дискретный сигнал, осциллограмма которого представлена на рис. 2.

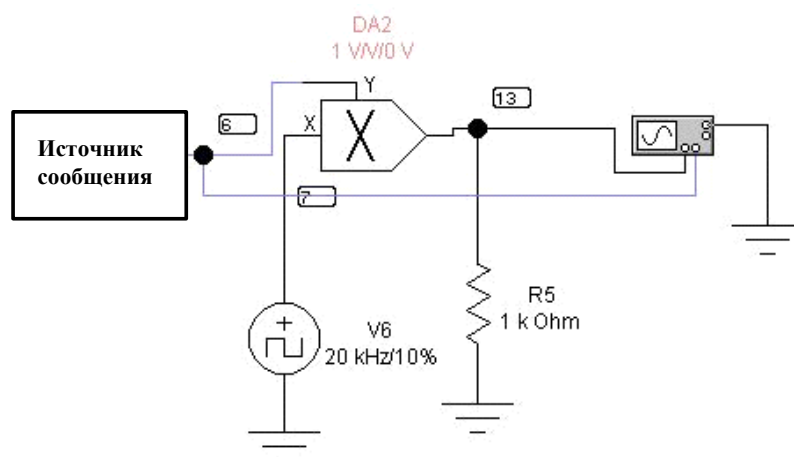


Рис. 1. Структурная схема получения дискретных сигналов

На осциллограмме отчетливо видно, что вследствие конечной длительности выборки амплитуда ее не постоянна, как это и следует из теоремы Котельникова.

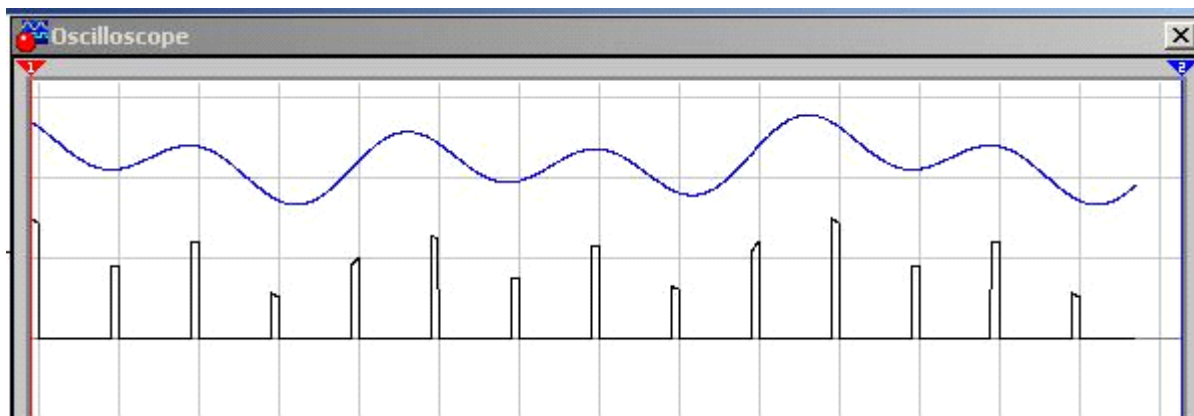


Рис. 2. Осциллограмма сообщения и дискретного сигнала

Амплитуда выборок изменяется по закону передаваемого сообщения. С помощью меток осциллографа можно измерить интервал дискретизации и длительность самой выборки.

Для восстановления аналогового сообщения из дискретной последовательности необходимо использовать фильтр нижних частот, собранный, например, на реактивных элементах (C1, L1, C2) и нагруженный на резистор R6, который представлен на рис. 3. Номиналы элементов C1, L1, C2 рассчитаны по формулам

$$C1 = C2 = \frac{1}{\omega_{zp} \cdot R_n}, \quad L1 = \frac{2R_n}{\omega_{zp}}, \quad R_n = \rho = \sqrt{\frac{L}{C1 + C2}}$$

и имеют значения L1 = 4 мГн, C1 = C2 = 0,1 мкФ и R6 = 141 Ом. Резистор R6 должен иметь номинал, равный волновому сопротивлению фильтра.

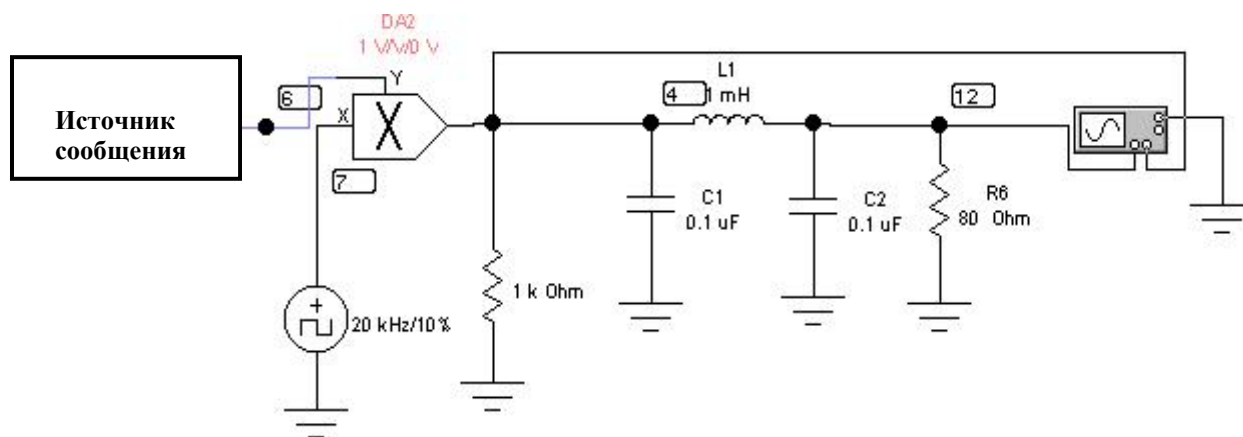


Рис. 3. Структурная схема для восстановления сообщения

Для получения частотной характеристики ФНЧ необходимо разорвать цепь между выходом перемножителя DA2 и точкой 4. Затем к точке 4 подключить генератор гармонических колебаний и только потом воспользоваться опцией AC Frequency Analysis и выбрать частотный диапазон измерения.

Щелкнув мышкой по кнопке «Simulate», получим амплитудно-частотную характеристику фильтра, которая приведена на рис. 4.

По виду характеристики этот фильтр является аналогом фильтра с максимально плоской характеристикой, т.е. фильтром Баттерворта.

Граничная частота, измеренная по уровню 0,707, равна значению  $x_1$  и составляет 7,952 кГц. Это означает, что спектр сообщения полностью укладывается в полосу прозрачности фильтра. Осциллограмма восстановленного сообщения представлена на рис. 5 (нижняя кривая). Сравнивая ее с сообщением (рис. 2), можно судить визуально о качестве восстановления. Технически грамотное заключение о качестве восстановления можно сделать после сравнения

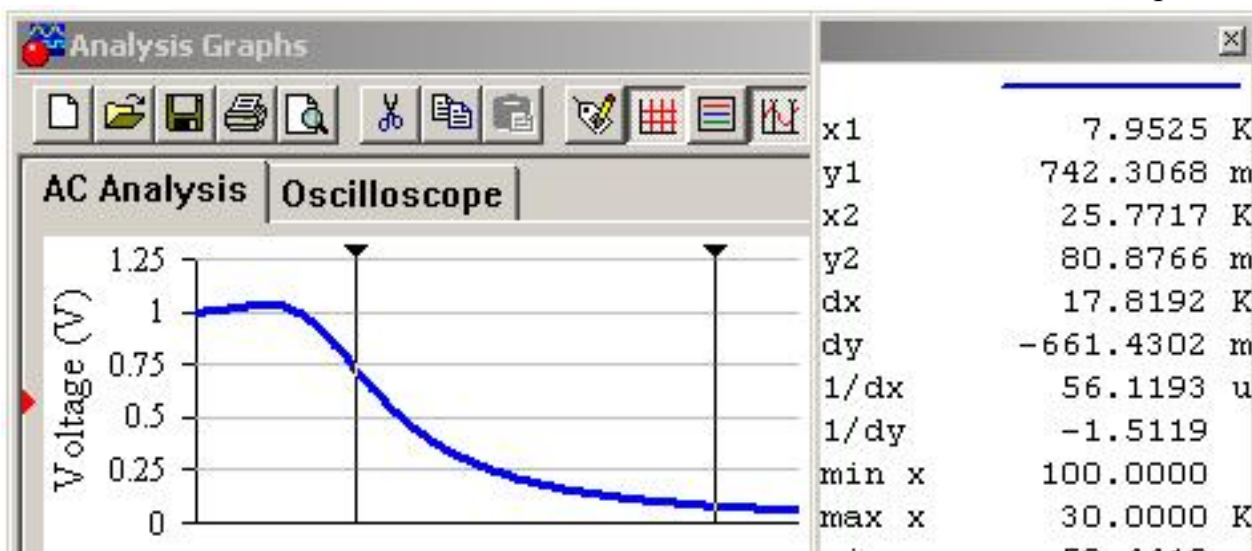


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика восстанавливающего фильтра

результатов спектрального анализа на выходе ФНЧ (точка 12) рис.6 и входного спектра сообщения (точка 6) рис. 7.

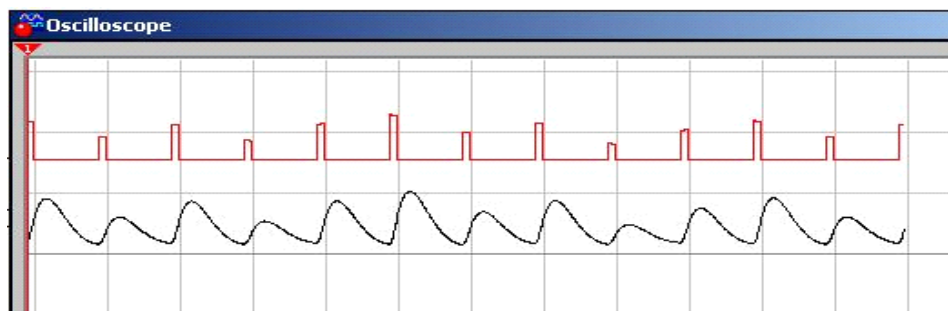


Рис. 5. Осциллограмма восстановленного сообщения

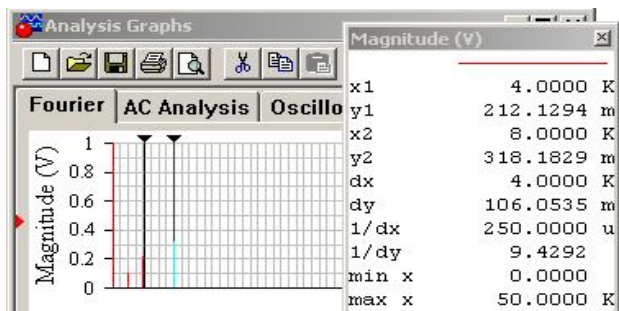


Рис. 6. Спектр входного сигнала.

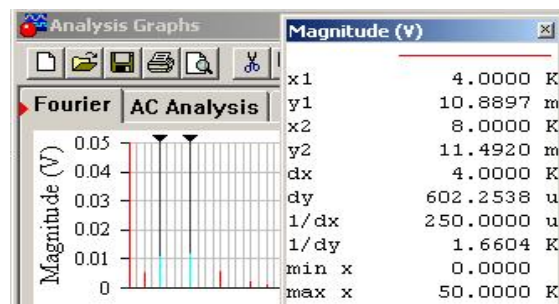


Рис. 7. Спектр выходного сигнала.

Из приведенных рис. 6 и 7 следует, что спектр выходного сигнала не повторяет входной как по соотношению спектральных составляющих, так и по числу гармонических составляющих. Следовательно, восстановленный сигнал по форме отличается от исходного, что можно объяснить различием амплитудно-частотной характеристики реального ФНЧ от характеристики идеального ФНЧ.

Предлагается читателю самостоятельно провести изучение процесса дискретизации и восстановления сообщения. Возможно задавать разнообразную форму аналогового сообщения, изменять соотношение между верхней частотой спектра и частотой дискретизации как в меньшую, так большую стороны. Можно изменять граничную частоту фильтра элементами L и C и оценивать эффективность восстановления передаваемого сообщения. Изменяя значение нагрузки фильтра при постоянных значениях L и C, можно оценивать влияние формы АЧХ на искажения восстановленного сообщения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Лабораторный практикум на Electronics Workbench и MathLab/ В. И. Карлащук. –Изд. 5-е. – М.: Солон-Пресс, 2004. – 800 с.
2. Хернитер М. Е. Multisim. Современная система компьютерного моделирования и анализа схем электронных устройств / М. Е. Хернитер. – М.: Изд. ДМК, 2006. – 488 с.
3. Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М.: Госэнергоиздат, 1956. – 152 с.

---

---

УДК 004.932.4.

*В. И. Марчук, В. В. Воронин.*

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АДАПТИВНОГО ДВУМЕРНОГО СПОСОБА РАЗМНОЖЕНИЯ ОЦЕНОК ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОГО ОБЪЕМА АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ.**

В статье предложен адаптивный двумерный способ размножения оценок, который основан на адаптации к яркостным изменениям изображения, то есть определения областей квазистационарности и вычислении оценок в каждой области с помощью аппроксимации поверхностью первого порядка двумерным способом наименьших квадратов.

С широким внедрением цифровых систем автоматической обработки двумерных сигналов от светочувствительных матриц, увеличивается потребность в решении задач восстановления изображений, полученных с помощью фото- и видеокамер, систем машинного зрения, с целью ослабления аддитивных шумов. На практике часто встречаются изображения, искаженные шумом, который появляется на этапах формирования и передачи его по каналу связи. Причинами возникновения шума на изображении могут быть сбои в работе канала связи, шум видеодатчика, дефект пленки или сканирующего устройства и т.д. Использование известных способов выделения полезного двумерного сигнала на фоне аддитивного шума требует априорных знаний об исходном изображении и статистических свойствах аддитивной шумовой составляющей.

В связи с этим, актуальной является задача восстановления изображений, при решении задач выделения полезного двумерного сигнала на фоне аддитивного шума в условиях ограниченного объема априорной информации.

Целью работы является разработка адаптивного двумерного способа размножения оценок при восстановлении изображений в условиях ограниченного объема априорной информации.

В общем случае, упрощенная математическая модель исходного черно-белого изображения представляет собой двумерную дискретную последовательность  $Y_{i,j}, i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}$  вида:

$$Y_{i,j} = S_{i,j} + \eta_{i,j}, \quad i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M},$$

где  $S_{i,j}$  - полезная составляющая (исходное не искаженное изображение);

$\eta_{i,j}$  - аддитивная шумовая составляющая, распределенная по гауссовскому закону с нулевым математическим ожиданием и постоянной дисперсией;

$N$  - количество строк,  $M$  - количество столбцов двумерного массива изображения.

Наличие у изображения разнообразных границ, перепадов яркости, переходов от одной текстуры к другой приводит к тому, что при обработке линейными алгоритмами фильтрации наряду с подавлением шума наблюдается значительная расфокусировка изображения, что в ряде случаев значительно ухудшает визуальное качество изображения.

В работах [1,2,3] предложен двумерный способ размножения оценок, который основан на случайном разбиении исходного изображения на прямоугольные области, при этом оценка в каждой области определяется с помощью аппроксимации поверхностью первого порядка двумерным способом наименьших квадратов.

В данной работе предлагается модификация двумерного способа размножения оценок с целью сохранения резких перепадов яркости на изображении и одновременно эффективном сглаживании шумовой составляющей. Интервалы разбиений предлагается формировать не случайным образом, а адаптивно к яркостным изменениям значений пикселей. При этом с помощью метода инверсий [4] определяются области квазистационарности, то есть изображение разделяется на области с монотонным изменением значений яркости.

Для формирования области квазистационарности для каждого значения пикселя задаются восемь направлений  $h = \overline{1,8}$  (рис. 1), в которых определяются интервалы квазистационарности. Условие квазистационарности проверяется с помощью вычисления случайной величины  $\tau$ , которая равна сумме числа инверсий значений пикселей в каждом из восьми направлений двумерного сигнала  $Y_{i,j}$ ,  $i = \overline{1, N}$ ,  $j = \overline{1, M}$ .

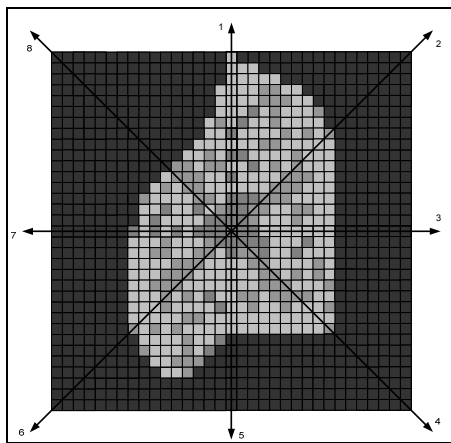


Рис. 1. Фрагмент изображения с резкими перепадами яркости

Сумма числа инверсий для направления 1 равна [4]:

$$\tau_d = \sum_{i=1}^{d-1} \sum_{k=i+1}^d u(Y_{i,j}, Y_{k,j}), \quad d = \overline{1, R}, \quad u(Y_{i,j}, Y_{k,j}) = \begin{cases} 1, & Y_{i,j} > Y_{k,j}, \\ 0, & Y_{i,j} \leq Y_{k,j}. \end{cases}$$

где  $j = const$ ,  $Y_{i,j}$ ,  $i = 1, 2, \dots, d-1$  - текущее значение пикселя изображения по  $j$ -ому столбцу,  $Y_{i,k}$ ,  $k = i+1, \dots, d$  - последующие значения пикселей изображения по  $j$ -ому столбцу,  $R$  - максимальная длина интервала квазистационарности.

Количество сочетаний, для которых вычисляется сумма инверсий, составляет  $X = \frac{d \cdot (d-1)}{2}$ . Случайная переменная  $\tau_d$  имеет биномиальное распределение, которое не зависит от распределения  $Y_{i,j}$ .

Используя разложение Муавра-Лапласа выражение для вычисления вероятности ошибки первого рода  $\alpha$  запишется в виде [4]:

$$\alpha = 1 - F\left(\frac{c - X \cdot p + 0,5}{\sqrt{X \cdot p(1-p)}}\right), \quad (1)$$

Подставляя значение  $p = 0,5$ ,  $q = p - 0,5 = 0,5$  выражение (1) запишется в виде:

$$\alpha = 1 - F\left(\frac{c - X/2 + 0,5}{\sqrt{X}/2}\right), \quad (2)$$

где  $F(\cdot)$  - функция гауссовского распределения с параметрами (0,1).

Из выражения (2) получается уравнение для определения значения порога  $c$ , разделяющего допустимую и критическую области принятия основной гипотезы:

$$\tau_\alpha = \frac{c - X/2 + 0,5}{\sqrt{X}/2},$$

$$c = \frac{\tau_\alpha}{2} \cdot \sqrt{X} + X/2 - 0,5.$$

Первая альтернатива (убывающий сигнал) принимается, если:

$$\tau_d > c_1 = \frac{\tau_\alpha}{2} \cdot \sqrt{X} + X/2 - 0,5.$$

Правило для принятия второй альтернативы (возрастающий сигнал) имеет вид:

$$\tau_d < c_2 = \frac{\tau_{1-\alpha}}{2} \cdot \sqrt{X} + X/2 - 0,5.$$

Гипотеза о стационарности сигнала принимается, если:

$$c_2 \leq \tau_d \leq c_1. \quad (3)$$

Таким образом, для каждого из восьми направлений  $h = \overline{1,8}$  (рис. 1) на изображении для одномерных реализаций определяются интервалы квазистационарности (рис. 2), которые позволяют формировать адаптивные границы интервалов для яркостных изменений сигнала.

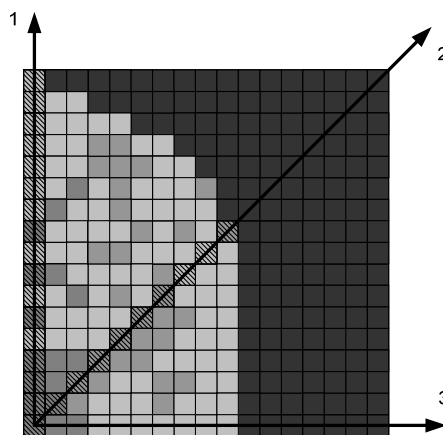


Рис. 2 Определение интервалов квазистационарности для направлений 1-2

По полученным границам интервалов для каждого из восьми секторов, образованных направлениями 1-2, 2-3, 3-4, 5-6, 7-8, 8-1 (рис. 3) происходит формирование областей квазистационарности. Для этого используется линейная интерполяция границ смежных интервалов уравнением прямой проходящей через две точки:

$$\frac{j-j_1}{j_2-j_1} = \frac{i-i_1}{i_2-i_1}, \quad i = \frac{i_2-i_1}{j_2-j_1} \cdot j + \frac{i_1 \cdot j_2 - i_2 \cdot j_1}{j_2-j_1},$$

где  $(i_1, j_1)$  - координаты границы направления  $h$ ,  $(i_2, j_2)$  - координаты границы направления  $h+1$ .

Значения пикселей, попавшие между всеми направлениями и интерполируемыми прямыми проходящими через границы интервалов квазистационарности, объединяются в одну область  $\Omega$ . С её помощью формируется бинарная маска  $\omega_{i,j}$ ,  $i = \overline{1, 2 \cdot R - 1}, j = \overline{1, 2 \cdot R - 1}$ , состоящая из единиц для полученной области.

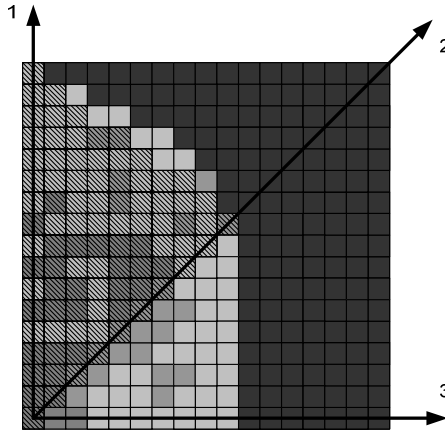


Рис. 3 Определение областей квазистационарности для сектора, образованного 1-2 направлениями

Значения пикселей в полученной области  $\Omega$  аппроксимируются поверхностью первого порядка вида  $\tilde{S}_{i,j} = (A \cdot i + B \cdot j + C) \cdot \omega_{i,j}$ , где  $\omega_{i,j}$ ,  $i = \overline{1, 2 \cdot R - 1}, j = \overline{1, 2 \cdot R - 1}$  значения бинарной маски, которая принимает значения равные:

$$\omega_{i,j} = \begin{cases} 1, & i, j \in \Omega \\ 0, & i, j \notin \Omega \end{cases}, \quad i = \overline{1, 2 \cdot R - 1}, j = \overline{1, 2 \cdot R - 1}.$$

Значения коэффициентов  $A$ ,  $B$  и  $C$  определяются с помощью двумерного способа наименьших квадратов, для нахождения которых минимизируется целевая функция вида:

$$\sum_{i=1}^{2 \cdot R - 1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R - 1} ((Y_{i,j} - \tilde{S}_{i,j}) \cdot \omega_{i,j})^2 \rightarrow \min, \quad (4)$$

$$\sum_{i=1}^{2 \cdot R - 1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R - 1} ((Y_{i,j} - A \cdot i - B \cdot j - C) \cdot \omega_{i,j})^2 \rightarrow \min.$$

Дифференцируя выражение (4) по  $A$ ,  $B$  и  $C$  и приравнивания к нулю, получаем систему линейных уравнений:





$$\begin{aligned}
D = & \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot j \cdot j \cdot \left( \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot i \cdot i + \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot i \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot i \right) - \\
& - \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot i \cdot j \cdot \left( \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot i \cdot j - 2 \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot i \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot j \right) - \\
& - \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot j \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot j \cdot \sum_{i=1}^{2 \cdot R-1} \sum_{j=1}^{2 \cdot R-1} \omega_{i,j} \cdot i \cdot i
\end{aligned}$$

Процедура получения области  $\Omega$  и вычисление оценки  $\tilde{S}_{i,j}^t$ ,  $t = \overline{1, K}$  повторяется для каждого значения пикселя  $Y_{i,j}$ ,  $i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}$ . При этом формируется весовая функция  $W_{i,j}$ ,  $i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}$ , значения которой равны количеству размноженных оценок для каждого пикселя.

Результирующая оценка изображения  $\bar{S}_{i,j}$ , определяется как среднее арифметическое размноженных адаптивных оценок:

$$\bar{S}_{i,j} = \frac{\sum_{t=1}^K \tilde{S}_{i,j}^t}{W_{i,j}}, \quad i = \overline{1, N}, j = \overline{1, M}.$$

На рисунке 4 представлены зависимости среднеквадратической ошибки при обработке тестовых изображений адаптивным двумерным способом размножения оценок при различных значениях среднеквадратического отклонения шумовой составляющей (1 – изображение Peppers, 2 – изображение Lena, 3 – изображение Hill, 4 – изображение Cameramen, 5 – изображение Boat, 6 – изображение Barbara).

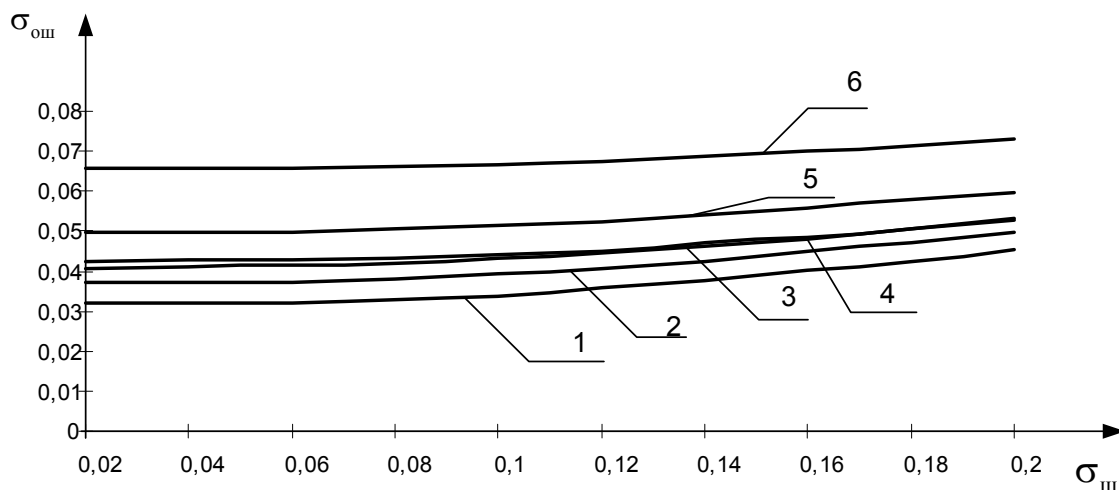


Рис. 4 Зависимость среднеквадратической ошибки при обработке тестовых изображений адаптивным двумерным способом размножения оценок при различных значениях среднеквадратического отклонения шумовой составляющей

Анализ графиков представленных на рис. 4 показывает, что при увеличении среднеквадратического значения шумовой составляющей  $\sigma_{ош}$  изменяется в пределах 3-5%, что позволяет предположить инвариантность разработанных способов к статистическим характеристикам шумовой составляющей. Анализ

зависимостей показывает, что при обработке изображений Boat и Barbara погрешность значительно превосходит остальные тестовые изображения. Данные изображения имеют большое количество мелких деталей, контуров, текстуру размеры, которых сравнимы с размером пикселя. Двумерная полезная составляющая описывается сложной функциональной зависимостью, которую не удаётся полностью выделить из аддитивной смеси при аппроксимации поверхностью первого порядка. Стоит отметить, что при обработке адаптивным двумерным способом размножения оценок сохраняются перепады яркостей между однородными областями, а тонкие контуры сглаживаются, что связано с тем, что минимальный размер области, на которой изображение аппроксимируется поверхностью первого порядка равен 3 на 3 пикселя.

Таким образом, на основании проведенных исследований можно сделать следующие основные выводы:

- разработан адаптивный двумерный способ размножения оценок, который основан на адаптации к яркостным изменениям изображения, то есть определения областей квазистационарности и вычисления оценки в каждой области с помощью аппроксимации поверхностью первого порядка двумерным способом наименьших квадратов;

- в результате проведенного имитационного моделирования установлено, что для адаптивного двумерного способа размножения оценок характер погрешностей практически не зависит от среднеквадратического отклонения шумовой составляющей и изменяется в пределах 3-5%, что позволяет предположить инвариантность разработанного способа к статистическим характеристикам шумовой составляющей.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марчук В.И., Воронин В.В. Обработка черно-белых изображений на основе двумерного метода размножения оценок полезной составляющей// Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск “Безопасность телекоммуникационных систем”.- Таганрог: Изд-во. ТТИ ЮФУ, 2008, №3(80), С. 131-137.

2. Практические аспекты цифровой обработки сигналов // Монография/ под ред. В.И. Марчука. – Шахты: Издательство ЮРГУЭС, 2007. – 207 с.

3. Информационные, телекоммуникационные и программные средства цифровой обработки сигналов. Монография// под ред. В.И. Марчука. – Шахты: Издательство ЮРГУЭС, 2008. – 202 с.

4. Переверткин С.М. Бортовая телеметрическая аппаратура космических летательных аппаратов //М.: Машиностроение, 1977. – 208 с.

---

---

УДК 621.391

*В. И. Марчук, К. Н. Франкова*

## **КОМПЕНСАЦИЯ СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ПРИ ОБРАБОТКЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ С ОДНОСТОРОННИМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АДДИТИВНОЙ ШУМОВОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ**

Предложенная методика компенсации систематической составляющей позволяет уменьшить погрешность выделения полезного сигнала при наличии одностороннего закона распределения аддитивной шумовой составляющей.

При обработке результатов измерений, представляющих реализацию случайного нестационарного сигнала, выделение полезной составляющей осуществляется при условии, что аддитивная шумовая составляющая является центрированной случайной функцией. Иначе говоря, закон распределения шумовой составляющей является симметричным, значение математического ожидания предполагается равным нулю, а значение дисперсии является постоянным в процессе осуществления измерения исследуемой величины. При невыполнении этих предположений эффективность обработки результатов измерений существенно снижается, а в ряде случаев их недопустимо использовать на практике в связи с высокой погрешностью обработки.

Одним из примеров увеличения погрешности обработки является наличие одностороннего закона распределения аддитивной шумовой составляющей. Проявляющаяся при этом постоянная систематическая погрешность, как правило, не поддается компенсации. В связи с этим погрешность выделения полезного сигнала увеличивается в несколько раз, что не позволяет использовать результаты обработки для практического использования. Особенно это важно при построении автоматизированных систем анализа результатов измерений, когда возможность визуального контроля практически полностью исключена. В связи с этим, решение задачи компенсации систематической составляющей в условиях априорной неопределенности является весьма актуальной как с теоретической, так и с практической точек зрения.

Предлагаемая в данной работе методика компенсации систематической составляющей при одностороннем законе распределения аддитивной шумовой составляющей основана на использование метода размножения оценок [1], работа которого достаточно полно описана в работах [1, 2] и доказано, что погрешность получаемой оценки в условиях непараметрической априорной неопределенности является асимптотически оптимальной.

Пусть результаты измерений представляют собою последовательность измерений  $\{x_i\}; i = \overline{1, N}$  нестационарного случайного сигнала, который можно представить в виде  $X(t) = S(t) + \eta(t)$ , где  $S(t)$  – полезная составляющая,  $\eta(t)$  – аддитивная случайная составляющая, распределенная по одностороннему закону с математическим ожиданием  $m \neq 0$  и дисперсией  $\sigma^2$ .

При выделении полезной составляющей полученная оценка имеет постоянную систематическую ошибку, которая равна оценке  $\bar{m}$ . При отсутствии априорной информации о законе распределения, компенсация систематической ошибки  $\bar{m}$  при практических исследованиях представляет достаточно сложную задачу.

На рис.1 приведены результаты моделирования обработки результатов измерений при гармонической модели полезного сигнала и аддитивной шумовой составляющей, которая имеет равномерный закон распределения. При этом на графике 1 приведены результаты обработки при значении  $\bar{m} \neq 0$ , а на графике 2 при значении  $\bar{m} = 0$ .

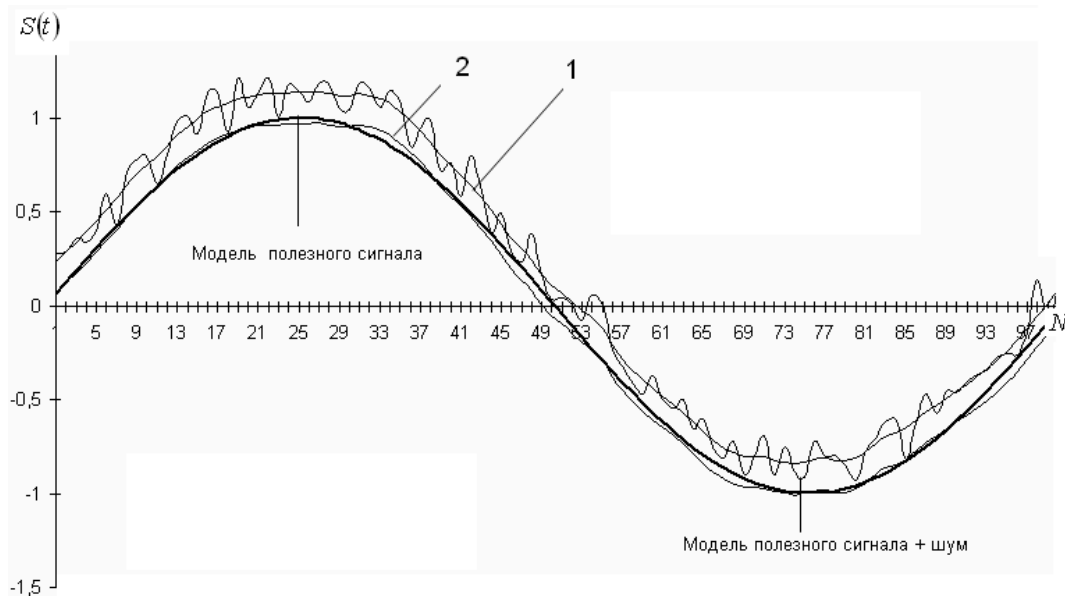


Рис. 1. Результаты обработки результатов измерений при нецентрированной аддитивной шумовой составляющей

Анализ полученных зависимостей показывает, что обработка результатов измерений при  $\bar{m} \neq 0$  приводит к наличию смещения полученной оценки полезной составляющей. Среднеквадратическая погрешность полученной оценки при этом увеличивается более чем в 4 раза. При этом следует отметить, что данное соотношение не зависит от величины дисперсии аддитивной шумовой составляющей. Компенсация значения постоянной составляющей позволит существенно повысить точность получаемой оценки полезного сигнала.

Предлагаемая методика компенсации постоянной составляющей заключается в следующем. При одностороннем законе распределения аддитивной шумовой составляющей вероятность появления наименьшего значения случайного процесса зависит от объема исходной реализации результатов измерений. С увеличением объема реализации вероятность появления такого значения весьма велика. Опре-

деляя минимальное значение остатков, которое соответствует начальным значениям одностороннего аддитивного шума, и осуществляется компенсация оценки полезного сигнала на эту величину.

Иначе говоря, чем ближе значение минимального значения остатков к оценке математического ожидания, тем с большей точностью осуществляется компенсация смещения получаемой оценки.

Проведенные исследования по обработке результатов измерений с использованием предлагаемой методики компенсации смещения проводились для случая равномерного закона распределения (при  $\bar{m} \neq 0$  и  $\bar{m} = 0$ ) и закона Релея.

Исследования по обработке результатов измерений с использованием предлагаемой методики компенсации смещения проводились для случая равномерного закона распределения (при  $\bar{m} \neq 0$  и  $\bar{m} = 0$ ) и закона Релея.

На рис.2 показана зависимость среднеквадратической погрешности выделения полезной составляющей  $\sigma_0$  от значения среднеквадратического отклонения аддитивной шумовой составляющей  $\sigma_{ш}$  для случаев введения компенсации систематической составляющей погрешности по предлагаемой методике (график 1) и без использования методики компенсации систематической составляющей (график 2). При этом рассматривается равномерный закон распределения  $[0,1]$  аддитивной шумовой составляющей и синусоидальная модель полезного сигнала.

Анализ полученных зависимостей показывает, что при использовании предлагаемой методики удается почти практически полностью скомпенсировать смещение оценки функции полезного сигнала, получаемой за счет неравенства математического ожидания нулю. Среднеквадратическая погрешность при этом уменьшается более чем в 4 раза по сравнению со значением, полученным без применения компенсации систематической составляющей.

Таким образом, увеличение погрешности за счет наличия систематической составляющей практически полностью компенсируется.

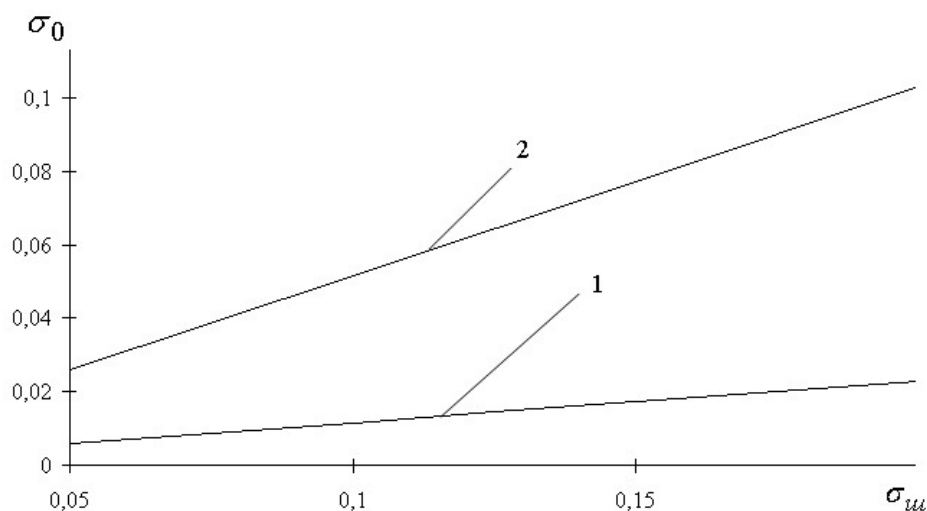


Рис. 2. Графики зависимости  $\sigma_0 = f(\sigma_{ш})$  с компенсацией и без компенсации погрешности аппроксимации (равномерный закон распределения)

На рис.3 приведены зависимости  $\sigma_0 = f(\sigma_{ш})$  для равномерного закона распределения аддитивной составляющей при  $\bar{m} \neq 0$  с компенсацией систематической составляющей (график 1) и при  $\bar{m} = 0$ , т.е. при отсутствии систематической составляющей (график 2). Анализ полученных зависимостей показывает, что введение компенсации практически полностью компенсирует систематическую составляющую.

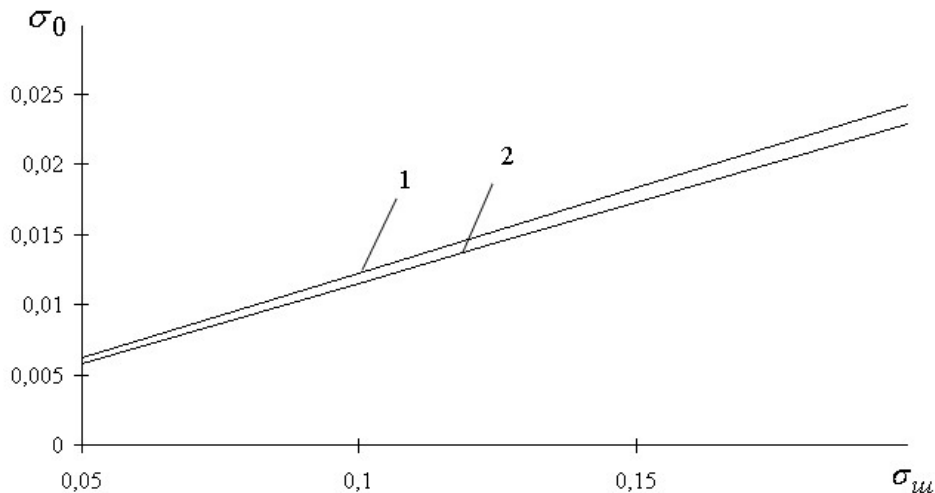


Рис.3. Графики зависимости  $\sigma_0 = f(\sigma_{ш})$  при  $\bar{m} \neq 0$  и  $\bar{m} = 0$

Разность в значениях полученных погрешностей при этом не превышает 6%. Следует отметить, что с ростом дисперсии шумовой составляющей разность между зависимостями  $\sigma_0 = f(\sigma_{ш})$  при  $\bar{m} = 0$  незначительно увеличивается. Аналогичные зависимости получаются и для других односторонних законов распределения шумовой составляющей.

На рис.4 приведены зависимости  $\sigma_0 = f(\sigma_{ш})$  для случая релеевского закона распределения аддитивной шумовой составляющей с компенсацией (график 1) и без компенсации систематической составляющей (график 2) для синусоидальной модели полезного сигнала.

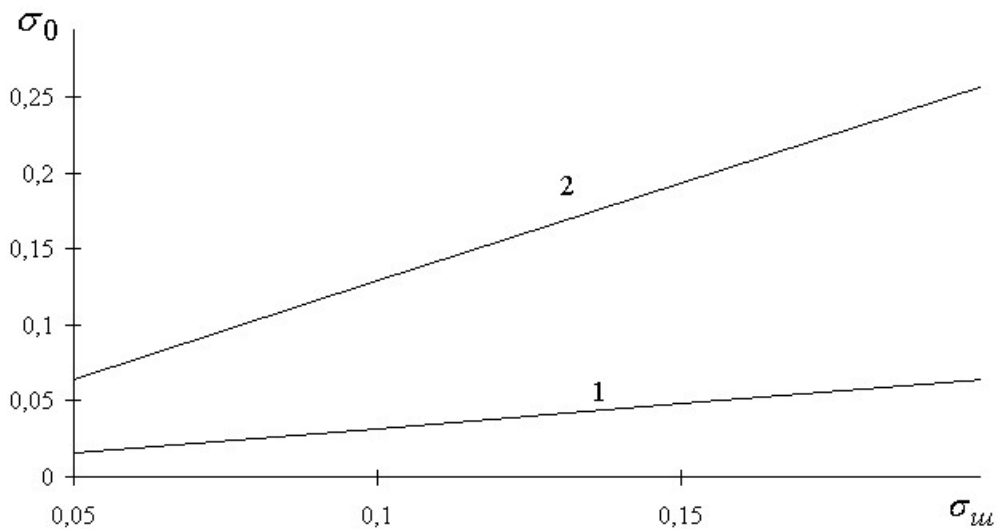


Рис.4. Графики зависимости  $\sigma_0 = f(\sigma_{ш})$  с компенсацией и без компенсации ошибки аппроксимации (закон распределения Релея)

Анализ полученных зависимостей и их сравнительный анализ с аналогичными графиками, которые представлены на рис.3 для равномерного закона распределения аддитивной шумовой составляющей, позволяет сделать вывод об их адекватности.

Иначе говоря, эффективность использования предложенной методики практически не зависит от закона распределения аддитивной шумовой составляющей. Однако, это справедливо только для непрерывно дифференцируемых функций полезного сигнала. Для импульсных сигналов данную методику применять не допустимо, т.к. в этом случае погрешность аппроксимации резко возрастает [1,2].

Выводы:

Предложенная методика обработки результатов измерений при наличии аддитивной шумовой составляющей, которая имеет односторонний закон распределения, позволяет практически полностью скомпенсировать систематическую составляющую и не зависит от функции распределения аддитивной шумовой составляющей. Однако ее использование ограничивается классом непрерывно дифференцируемых функций полезного сигнала.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Марчук В.И. Повышение достоверности первичной обработки результатов измерений. Измерительная техника, №12, 2003, С.3-5
2. Марчук В.И., Шрайфель И.С. Методы выделения полезной составляющей при априорной неопределенности и ограниченном объеме результатов измерений/Монография. –Шахты: изд-во ЮРГУЭС, 2008, 163 с.



---

---

УДК 681.121

*А. А. Черторийский, В. А. Сергеев, А. В. Беринцев*

## **УСТРОЙСТВО ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СТРУЙНОГО РАСХОДОМЕРА-СЧЕТЧИКА**

Целью обработки сигналов струйных расходомеров является выделение информации о частоте колебаний струи на фоне возможных помех. Предложен способ обработки, позволяющий значительно увеличить помехозащищенность расходомера. Рассмотрено микроконтроллерное устройство, реализующее данный метод для расходомера-счетчика типа РС-СПА

Струйные автогенераторные расходомеры относятся к классу гидродинамических расходомеров. Их отличительными чертами являются отсутствие механических движущихся частей. Благодаря этому удается получить такие преимущества, как высокая надежность и долговечность, малая инерционность измерения, независимость градуировочного коэффициента от плотности измеряемой среды.

В основе работы всех струйных расходомеров-счетчиков лежит использование струйного автогенераторного элемента, который обеспечивает преобразование величины расхода в частоту пульсаций давления. Струйный автогенераторный элемент содержит два канала, между которыми происходит периодическое переключение потока измеряемой среды. И чем больше величина расхода, тем выше частота пульсаций давления. Особенностью функционирования данных расходомеров являются сильная зависимость амплитуда их выходного сигнала от величины расхода (так как амплитуда пульсаций давления прямо пропорциональна квадрату расхода). В результате чего возникают проблемы при контроле малых значений расхода.

Для выделения сигналов пульсаций давления служат первичные датчики, располагаемые внутри струйного автогенераторного элемента. В качестве таких датчиков могут быть использованы пьезоэлектрические преобразователи.

Нужно отметить, что помимо полезных пульсаций давления, связанных с величиной расхода и формируемых в струйном автогенераторе, на пьезоэлектрические преобразователи воздействуют и пульсации давления в измеряемом трубопроводе. Эти пульсации могут быть вызваны, например, работой насосов, колебаниями конструкции трубопровода, или механическими воздействиями на него. Вне зависимости от природы данных пульсаций их воздействие на первичные датчики расходомера приводит к появлению сигнала помехи, искажающего результаты измерений частоты полезных пульсаций в струйном автогенераторе.

С учетом вышесказанного становится понятным, что основной задачей обработки сигналов струйных расходомеров является выделение информации о частоте колебаний струйного автогенератора на фоне возможных помех.

Одним из перспективных способов обработки является применение дифференциальной схемы усиления сигналов [1]. Это становится возможным благодаря наличию внутри струйного автогенератора двух идентичных каналов. Для реализации дифференциального способа измерения пьезоэлектрические преобразователи устанавливают в оба канала. Учитывая то, что периодические колебания давления внутри каналов струйного автогенератора происходят поочередно, полезные сигналы с первичных датчиков будут являться противофазными. В отличие от них, сигналы помехи в виде пульсаций давления в измеряемом трубопроводе будут воздействовать на оба датчика практически одновременно. Таким образом, выходные сигналы датчиков, вызванные помехой, будут синфазными. Следовательно, если подать выходные сигналы с пьезоэлектрических преобразователей на входы дифференциального усилителя, то в этом случае мы получим увеличение амплитуды полезной составляющей сигнала и уменьшение амплитуды помехи. В идеальном случае, когда пьезоэлектрические преобразователи, а также оба канала струйного автогенератора полностью идентичны, сигнал помехи на выходе дифференциального усилителя будет отсутствовать.

Вариант построения устройства обработки сигналов струйного расходомера, использующий дифференциальный способ обработки сигналов, показан на рис. 1. Здесь выходной сигнал дифференциального усилителя через фильтр нижних частот поступает на вход компаратора. На выходе компаратора форми-

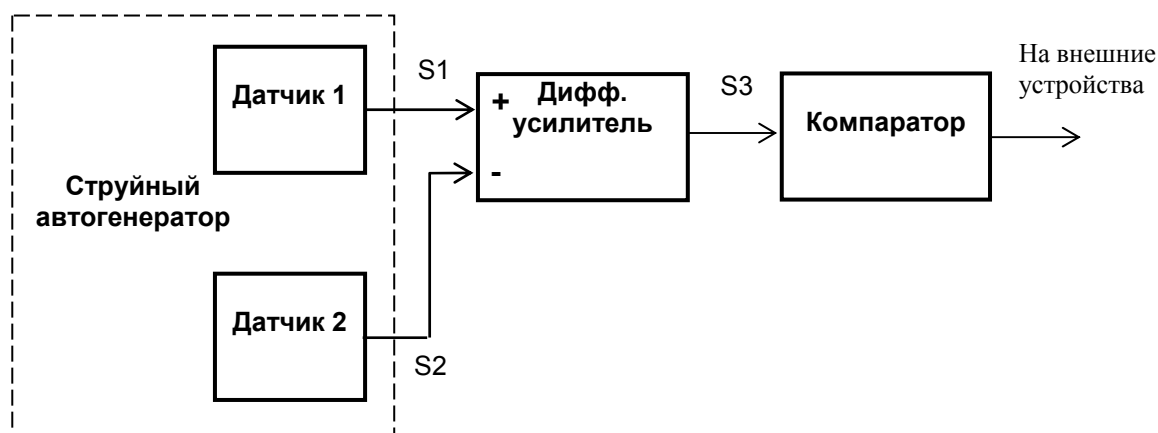


Рис.1. Структурная схема устройства обработки сигналов струйного расходомера на основе дифференциального усилителя

руются импульсы с частотой, соответствующей частоте колебаний струйного автогенератора. Измерение частоты данных импульсов производится при помощи цифрового частотомера.

К сожалению, технологические ограничения не позволяют добиться полной идентичности пьезоэлектрических преобразователей и каналов автогенератора. Следствием этого является то, что в выходном сигнале дифференциального усилителя будет присутствовать сигнал помехи. Накладываясь на полезный сигнал, сигнал помехи приводит к нестабильности частоты следования импульсов на выходе компаратора. И данное влияние будет особенно заметным в об-

ласти малых расходов, когда амплитуда полезного сигнала с пьезоэлектрических преобразователей уменьшается и становится сравнимой с амплитудой сигнала вызванного помехой. Все это ведет к сужению динамического диапазона расходомера и снижению точности измерений [2].

Целью исследований, проведенных в УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, являлась разработка методов обработки сигналов струйного расходомера, обеспечивающих повышение помехозащищенности устройства.

Задача повышения помехозащищенности расходомера-счетчика путем минимизации влияния сигналов, вызванных пульсациями давления внутри питающего трубопровода, в данном случае решалась за счет использования спектральных методов обработки сигналов. При этом методе частота колебаний в струйном автогенераторе определяется путем измерения частоты гармоники в спектре сигнала, имеющей максимальную амплитуду. На рис. 2 показана струк-

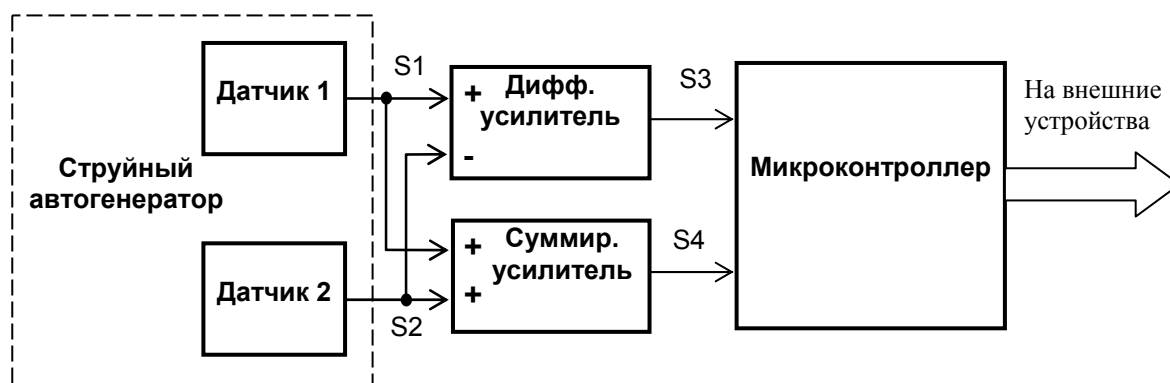


Рис.2. Структурная схема устройства обработки сигналов струйного расходомера с повышенной помехозащищенностью

турная схема устройства, реализующая предложенный способ обработки сигналов струйного расходомера.

Как и в рассмотренной ранее схеме (рис.1), в данном устройстве сигналы S1 и S2 с выходов первичных датчиков поступают на входы дифференциального усилителя. Но кроме этого в устройство добавлен суммирующий усилитель, в котором происходит сложение сигналов с выходов датчиков. С учетом синфазности сигналов помехи при сложении сигналов с первичных датчиков составляющая помехи будет усиливаться значительно сильнее, чем противофазная полезная составляющая. В результате выходной сигнал суммирующего усилителя S4 будет представлять в основном сигнал помехи. Необходимость введения суммирующего усилителя становится более понятной, если рассмотреть спектры данных сигналов (рис. 3).

При использовании для определения частоты колебаний в струйном автогенераторе только спектра сигнала с выхода дифференциального усилителя S5 выигрыша в помехозащищенности мы не получим. Ведь при большой амплитуде помехи не исключена возможность того, что амплитуда гармоники помехи может превысить амплитуду основной гармоники полезного сигнала. В этом случае определение частоты максимальной по амплитуде гармоники в спектре

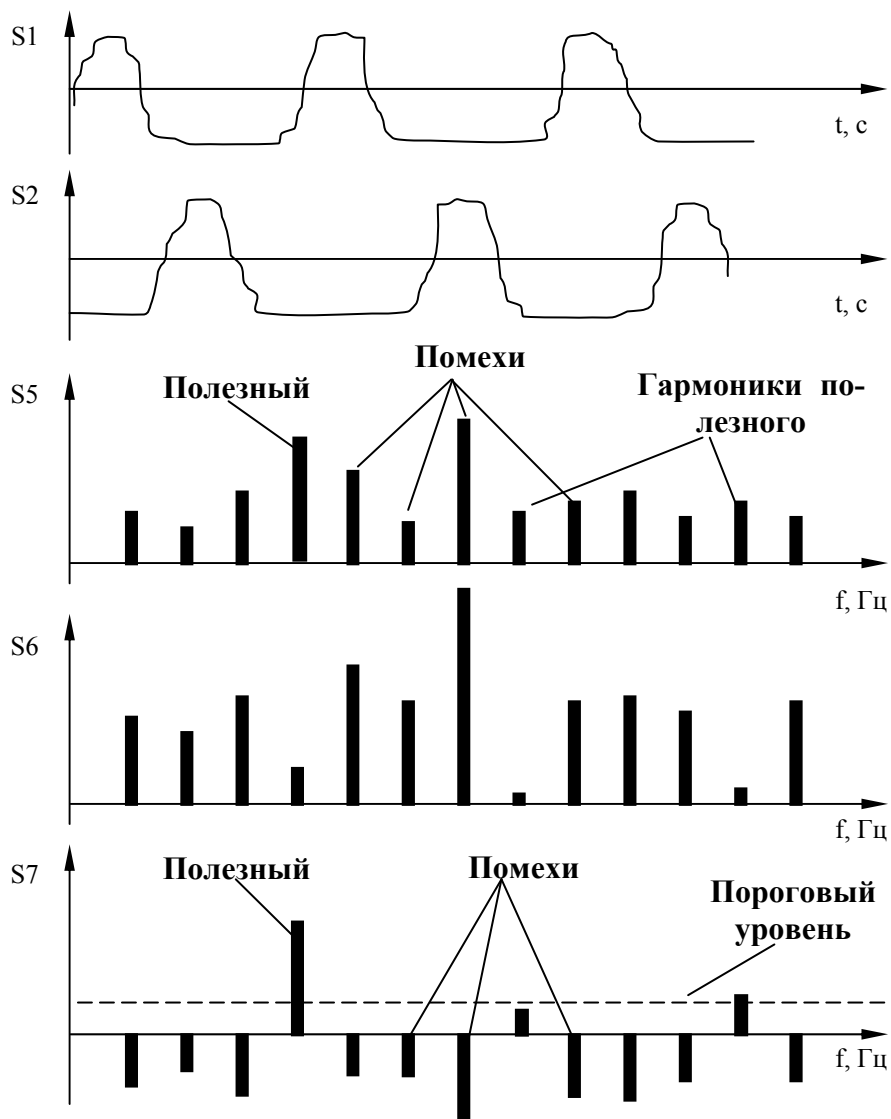


Рис. 3. Процесс преобразования спектров в устройстве обработки сигналов струйного расходомера

даст значение частоты помехи, т.е. возникнет погрешность измерения. А что дает использование сигнала с выхода суммирующего усилителя?

В спектре суммарного сигнала  $S_6$  за счет синфазного сложения составляющие помехи значительно превышают по амплитуде спектральные составляющие полезного сигнала. И это позволяет выделить и исключить сигнал помехи. Для этого вначале вычисляется разностный спектр  $S_7$ . Он представляет собой результат вычисления разности амплитуд одинаковых спектральных составляющих в спектре дифференциального и суммарного сигнала. В результате вычитания из спектра  $S_5$  спектра  $S_6$  формируется разностный спектр  $S_7$ , в котором спектральные составляющие сигнала помехи будут иметь отрицательную амплитуду, а спектральные составляющие полезного сигнала будут ослаблены незначительно.

После описанных вычислений задача удаления помехи из сигнала  $S_3$  решается совсем просто - путем поиска в спектре  $S_7$  спектральной составляющей с максимальной амплитудой. Значение частоты, соответствующее максимуму в спектре  $S_7$  является выходным сигналом устройства обработки. Перед тем, как

полученный результат будет передан на выход устройства, производится проверка превышения амплитудой найденного максимума заданного порогового уровня. В качестве порогового уровня выбирается амплитуда спектральных составляющих в спектре  $S_7$  при нулевом расходе. Если значение оказывается ниже порога, то выходной сигнал рассматриваемого устройства будет равен нулю.

Описанное устройство обработки сигналов было реализовано с использованием микроконтроллера AT91SAM7S256. Для цифровой спектральной обработки сигналы с выходов дифференциального и суммирующего усилителей преобразовывались в цифровую форму при помощи встроенных 10 разрядных аналого-цифровых преобразователей микроконтроллера. Вычисление амплитудных спектров сигналов проводится с использованием быстрого преобразования Хартли по 2048 точкам. Время одного измерения составляет 2 с.

Были разработаны две модификации устройства – для расходомера-счетчика воды и для расходомера-счетчика природного газа. В первом случае диапазон измеряемых частот струйного автогенератора составляет от 2 Гц до 500 Гц. Для природного газа диапазон измеряемых частот выше: от 10 Гц до 5 кГц. Погрешность измерения частоты при этом не хуже  $\pm 0.05$  Гц и  $\pm 0.5$  Гц, соответственно.

Внешний вид печатного узла разработанного устройства обработки сигналов показан на рис. 4. Данное устройство обеспечивает вывод измерительной информации на знакосинтезирующий индикатор (суммарный прошедший объем), на внешние регистрирующие устройства через импульсный выход (каждый импульс соответствует определенному объему, прошедшему через расходомер), через частотный выход (частота импульсов равна частоте струйного автогенератора) и через интерфейс типа токовая петля 4...20 мА (величина тока пропорциональна расходу). Дополнительно обеспечивается возможность связи с компьютером по каналу RS232 для передачи в специализированную компьютерную программу результатов измерений и записи в микроконтроллер градуировочных коэффициентов и значений ряда параметров, определяющих режим работы устройства.

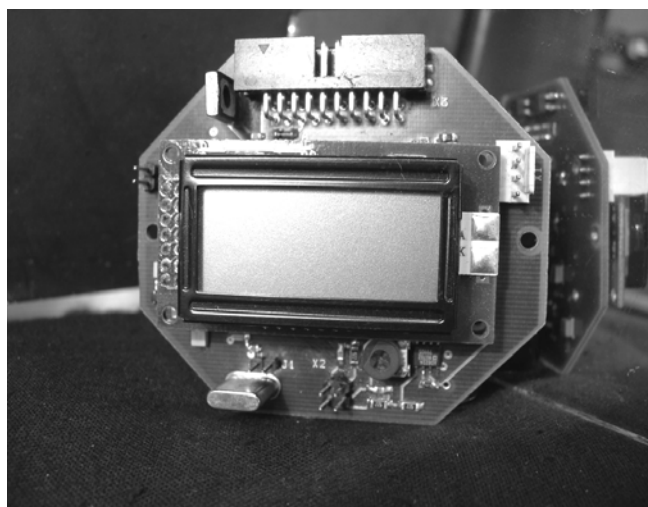


Рис. 4. Внешний вид печатного узла устройства обработки сигналов

Разработанные микроконтроллерные устройства обработки сигналов успешно используются в составе расходомеров-счетчиков типа РС-СПА, выпускаемых ООО «Интер Инвест Прибор».

Введение спектральной обработки позволило повысить помехозащищенность расходомеров примерно на 40 дБ, что обеспечивает сохранение метрологических характеристик устройства при отношении сигнала к шуму на выходе первичных датчиков порядка минус 20 дБ при минимальной разности между частотой помехи и частотой полезного сигнала равной 5 Гц для воды и 50 Гц для газа. Работоспособность устройства сохраняется при разности между частотой помехи и частотой полезного сигнала равной 1 Гц для воды и 10 Гц для газа.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Струйные автогенераторные расходомеры - новый тип измерителей расхода / С.Л. Трескунов, П.А. Аристов, Н.А. Барыкин и др. // Приборы и системы управления. - № 11.- 1990.- С.32 - 34
2. Струйный автогенераторный расходомер-счетчик / П.А. Аристов, Г.В. Белоусов //Патент РФ № 2129256 от 10.06.1998.

---

---

УДК 004.421:004.322: 629.12.066:38: 65.012.45

*А. В. Письменов, М. Д. Скубилин, О. Б. Спиридонов*

## **О КАМУФЛЯЖЕ КОНФИДЕНЦИАЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ**

Предлагаются способы и технические средства камуфляжа текстовой и графической информации, а также физических объектов, обеспечивающие достаточно надежную защиту от несанкционированного доступа.

Известные алгоритмы камуфляжа текстовой и графической информации, передаваемой по открытым каналам связи, недостаточно надежно обеспечивают её конфиденциальность на разумный отрезок времени.

Известно [1], что процесс восстановления изображения из безопорной голограммы (RLH), можно интерпретировать как ассоциативный, при этом главные аспекты безопорного искажения и реконструкции оптического сигнала следующие:

- в физическом смысле, RLH является когерентной фотографией, исходя из чего получение информации о фазе исходного сигнала невозможно из прямого анализа безопорной голограммы;

- изображение, реконструируемое из RLH, восстанавливается лишь в том случае, когда для этого используется часть начального поля, записанного на RLH, эта часть начального поля может быть интерпретирована как некоторый «ключ» для декодирования безопорной голограммы.

Из рассмотрения Фурье-случая формирования и восстановления RLH, вытекает, что свойства Фурье-преобразования позволяют построить системы обработки, имеющие определенные преимущества по сравнению с ранее известными экспериментальными схемами. К таким преимуществам, прежде всего, следует отнести пространственную инвариантность Фурье-системы, которая обеспечивает эффективную работу системы независимо от локализации сигнала во входной плоскости.

Представив поле  $U(y, x)$  во входной плоскости как сумму двух полей вида:

$$U(x, y) = U_0(y, x) + U_{key}, \quad (1)$$

поле в Фурье-плоскости  $V(w, v)$ , описывается как

$$V(w, v) = V_0(w, v) + V_{key}, \quad (2)$$

где  $V = I\{U\}$  – Фурье-образ начального поля.

Распределение интенсивности в плоскости  $w, v$  допустимо записать на фоточувствительный материал, что представляет собой безопорная голограмма, описываемая по:

$$RLH \approx I(w, v) = \dots V_0 V_{key}^* + \dots \quad (3)$$

При восстановлении безопорной голограммы закрывают непрозрачным экраном часть поля  $U_0$  графической информации, а само поле  $U_{key}$  заменяют на  $U_{key}^i$  его  $RLH$ , тогда, после преобразования, поле описывается по:

$$V_i = V_{key}^i \times RLH = \dots + V_0 V_{key}^* V_{key}^i + \dots \quad (4)$$

В выходной плоскости поле соответственно описывается выражением:

Алгоритм искажения и восстановления графического сообщения предполагает его представление совокупностью “0” и “1” (“бинарным” файлом), но тогда каждая “1” может быть интерпретирована как некоторый точечный источник с единичной интенсивностью и координатой, определяемой местом этой “1” в файле. Дополнительно каждому точечному источнику может быть присвоена случайная фаза (в пределах  $0, 2\pi$ ). Таким образом, такой трансформированный (“*image*” файл) может рассматриваться как некоторое скалярное поле – аналог поля  $U_0$ .

Естественно, что ключевой файл также может быть сформирован как аналог поля  $U_{key}$ , т. е. квадрат модуля амплитуды Фурье-образа описывается по:

$$RHL(w, v) = |I\{U_0(x, y) + U_{key}\}|^2 \quad (5)$$

и является компьютерным аналогом  $RLH$ .  $RLH$ -файл передается по каналу связи. Фурье-образ поля  $V_{key}$ , или номер ключевого файла (если санкционированный получатель сообщения имеет набор ключевых файлов) передается по каналу связи.

Процедура восстановления начального сообщения начинается с того, что санкционированный получатель множит поэлементно данные файлов  $RLH$  и  $V_{key}$  ключевого файла. После обратного преобразования Фурье результата умножения полученное поле  $U_r(x_i, y_i)$  стремится к полю  $U_0(x_i, y_i)$  если  $V_{key}^i = V_{key}$ .

Для наглядности в качестве тест-файла, передаваемого по каналу связи допустимо использовать графический файл в формате “*bmp*”, “Распределение интенсивности в частотной плоскости” – графическое представление переданного сообщения ( $RLH$ ), но тогда передаваемое сообщение формируется как файл со случайными данными, а наличие “регулярной” структуры в виде креста объясняется тем, что случайная фазовая модуляция вводилась только в ключевой файл. В [1] показано, что и в этом случае восстановление начального изображения невозможно из прямого анализа  $RHL$ -файла. Разработано программное обеспечение, оптимизированное под оболочку типа «*WINDOWS*».

И хотя, предлагаемый алгоритм обеспечивает высокую помехозащищенность графического сообщения, что обусловлено ассоциативным характером процесса восстановления исходного изображения, его применение для текстовой информации нецелесообразно в силу значительных временных затрат на защиту информации и её восстановление, а для графической информации, в до-



полнение к выше сказанному, - еще не исключается и потеря части информации на принимающей стороне.

Текстовую конфиденциальную информацию, с целью упрощения процесса её подготовки к передаче по открытому каналу связи, не заботясь о помехоустойчивости канала, оказывается возможным и целесообразным осуществлять программными средствами с привлечением уже повсеместно эксплуатируемых промышленных средств вычислительной техники.

Если информационное сообщение (текст, файл) диверсифицировать, то его репликация тем более затруднена, чем больше объём исходного информационного сообщения. Исходя из этого допустимо, не усложняя процесс искажения, на передающей стороне осуществлять преобразования исходного информационного сообщения, при которых исходный файл информации разбивается на блоки варьируемой длины и в каждом блоке осуществлять варьируемый сдвиг по кольцу ASCII-кода каждого символа в блоке. Искаженный таким образом файл можно оперативно восстановить (расшифровать) путем обратного сдвига символов блоков файла.

Алгоритм и программа реализации искажения и/или восстановления информации, например на языке программирования “*Borlad C*”, предполагает наличие конфиденциальной информации, подлежащей содержанию в конфиденциальном состоянии и передаче по каналу электронной коммуникации, например в файле “*proba.txt*”, и запускающего модуля – в файле “*kod.exe*”. При этом осуществляется ввод с командной строки *KOD proba.txt K<sub>i</sub>R<sub>j</sub>, K<sub>i</sub>L<sub>j</sub>, ..., “Enter”* или *KOD proba.txt U<sub>i</sub>R<sub>j</sub>, U<sub>i</sub>L<sub>j</sub>, ..., “Enter”* (для кодирования и декодирования, соответственно), где *K* – кодировать, *U* – декодировать, *i* (*i*=1, *m*) – число символов в данном блоке, *R* – сдвиг вправо, *L* – сдвиг влево, *j* (*j*=1, *n*) – число позиций сдвига символов в данном блоке [2÷8].

Описанный, в последнем случае, алгоритм кодирования и/или декодирования текстовой информации реализован на аппаратном и программном уровнях. Использование предлагаемого способа защиты информации от несанкционированного доступа обеспечивает идентичность технических средств на передающей и принимающей сторонах каналов связи, оперативную, доли секунды, диверсификацию и/или репликацию информации санкционированным адресатом, и невозможность, за разумное время, её репликации несанкционированным адресатом, т. к. содержит значительное число, более  $10^{10}$ , вариантов кодирования и декодирования информации. Его использование допустимо в оборонных, правоохранительных, коммерческих и других целях, требующих соблюдения конфиденциальности сообщений.

Но сказанное для текстовой информации применимо и для отсканированной графической информации, что обеспечивает описанному выше алгоритму применимость для произвольной информации, электронная версия которой может передаваться по произвольному каналу коммуникации [9].

Дальнейшее повышение криптостойкости электронной версии конфиденциальной информации видится в повторной диверсификации файла на передающей стороне и обратной его репликации на принимающей санкционированным пользователем стороне, но ключи диверсификации и репликации на

каждом этапе её обработки подлежат замене. Такое решение приводит к повышению криптостойкости по крайней мере на  $2\div 3$  порядка, а временные затраты возрастают незначительно.

Т. к. исходная и искаженная информация требует минимальных временных и аппаратных затрат на её обработку на стороне отправления и санкционированного адресата соответственно, а на стороне несанкционированного пользователя представляется трудно дешифрируемой, то ей обеспечивается высокая криптостойкость, к тому же число вариантов криптограмм возрастает с объемом исходной информации в геометрической прогрессии.

Примеры реализации электронного камуфляжа текстовой и графической информации приведены в таблицах 1 и 2 соответственно.

Камуфляж материальных объектов наземного, морского и воздушного (космического) базирования от электромагнитных излучений преследует две задачи: предупреждение радиолокационного обнаружения и защита информации от несанкционированного доступа через побочные электромагнитные излучения и наводки (ПЭМИИН).

Известные решения задачи противорадарного камуфляжа мобильных объектов, видится в поглощении электромагнитных излучений их покрытием. Известные, покрытия для экранирования электромагнитных излучений, например, содержат модифицированный графит и полимерное связующее при массовом соотношении, равном  $50\text{-}80:20\text{-}50$  мас.% соответственно, в качестве полимерного связующего предполагают использование полиофелина, полистирола, фторопласта, ПВХ-пластизоля, а в качестве поглотителя электромагнитных колебаний – продукт модифицирования графита концентрированными серной и азотной кислотами. Этот материал для покрытия характеризуется уменьшением коэффициента прохождения электромагнитных излучений в диапазоне  $2\div 5$  см до  $40\div 85$  дБ при его толщине не более  $0,1$  мм [ $10\div 12$ ].

Однако известные покрытия обладают относительно низким коэффициентом поглощения (достаточно высокий альбедо) электромагнитных излучений и способностью их отражать, даже будучи нанесенными на диэлектрики, что недостаточно для исключения отражения электромагнитных колебаний от металлических поверхностей.

Для повышение коэффициента поглощения (снижения альбедо) электромагнитных излучений с целью исключения обнаружения объектов радиолокационными средствами обнаружения и наведения или утечки информации через побочные электромагнитные излучения и наводки, что важно для летательных аппаратов оборонного назначения, предлагается использовать вещество, содержащее связующее, на основе минерального или растительного происхождения (олифы или лака), и поглотитель электромагнитных излучений, на основе углерода, выполненный наноразмерным в виде колец или спиралей, на основе углеродных нанотрубок (УНТ) [ $13\div 15$ ].

В процессе облучения электромагнитными колебаниями в таком покрытии проявляется бифилярный эффект и происходит преобразование энергии электромагнитного поля в тепловую энергию.

Использование в качестве поглотителя углеродных кольцеобразных и/или спиралеобразных углеродных наноразмерных форм наполнителя позволяет значительно снизить отражательную, в широком диапазоне электромагнитных излучений, способность (альбедо) камуфлируемых объектов и побочные электромагнитные излучения и наводки электронной аппаратуры.

Эксперимент с уголковым отражателем, без камуфляжа и с камуфляжем углеродсодержащим, в форме гранул, игл, и наноразмерных колец и спиралей покрытием, подтверждает эффективность покрытия с УНТ в качестве поглотителя электромагнитных излучений, при примерно одинаковой концентрации поглотителя и связующего.

Использование для пассивного камуфляжа объектов от электромагнитных излучений, в отличие от активных помех, не требует дополнительных аппаратных и энергетических затрат. Предлагаемое покрытие допускает использование красителя для визуального камуфляжа объектов.

Ожидаемые результаты камуфляжа электромагнитных отражений, при покрытии слоем в  $0,1 \div 0,3$  мм (при покрытии пульверизацией за 2 раза) токопроводящей поверхности, приведены в таблице 3.

Предлагаемое противорадарное покрытие применимо для камуфляжа произвольных материальных объектов, в т. ч. летательных аппаратов, от обнаружения их радиолокационными средствами в широком диапазоне частот (десятки и тысячи мегагерц) несущих электромагнитных излучений, а также для ослабления побочных электромагнитных излучений и наводок.

Таблица 1.

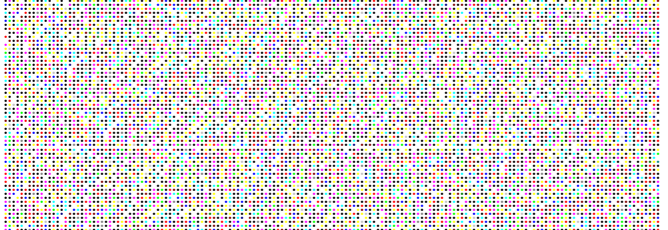
Исходная информация:	Её криптограмма:
Способ криптографии, заключающийся в том, что на передающей стороне исходная информация искажается с помощью ключа, а на принимающей стороне искаженная информация восстанавливается с помощью того же ключа, при этом исходный файл информации разбивают на информационные блоки переменной длины, позиции блоков в файле меняют местами, а на принимающей стороне информационные блоки в файле информации возвращаются на исходные позиции.	

Таблица 2.

Исходная информация:	Её криптограмма:
	

Таблица 3.

Форма частиц поглотителя электромагнитных излучений	Коэффициент (альbedo) электромагнитных отражений (относительный) при размерах частиц (мм)		
	0,1	0,01	0,0001
Без покрытия	1	1	1
Гранулы С	0,7	0,5	–
Иглы С	–	0,4	0,1
Нанотрубки С	–	–	0,02

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мохунь И.И., Росляков С.Н., Яценко В.В. Восстановление фазовой и амплитудной составляющих дифракционного поля, рассеянного мелкоструктурным объектом, из голограммы без опорного пучка. //Известия РАН, серия физическая. –56, № 4. –М.: АН РФ, 1992, –с. 205÷211.
2. Божич В.И., Скубилин М.Д., Спиридонов О.Б. Способ и устройство защиты информации от несанкционированного доступа. //Патент RU 2130641, G06F 13/00, G09C 1/00, H04L 9/00, 20.05.1999.
3. Письменов А.В., Письменов Д.А., Скубилин М.Д., Спиридонов О.Б. Программа диверсификации/репликации информации. //Свидетельство об официальной регистрации программ для ЭВМ RU 2000610440, 29.05.2000.
4. Скубілін М.Д., Чередніченко Д.И., Спіридонов О.Б. Спосіб утримування інформації у недоступному для невизначеного кола осіб стані. //Патент UA 33278, G06F 13/00, G09C 1/00, H04L 9/00, 15.02.2001.
5. Скубилин М.Д., Письменов А.В., Цымбал С.А. Ақпараттың камуфляж тәсілі. //Патент KZ 10135, G06F 13/00, G09C 1/00, H04L 9/00, 16.04.2001.
6. Скубилин М.Д., Письменов А.В. Տեղեկատվությունը պաշտպանելու մեթոդ. //Патент AM 973, G01F 13/00, G09C 1/00, H04L 9/00, 10.06.2001.
7. Skubilin M.D., Kasimov F.C., Spiridonov O.B., Rehimov R.M. Melumatın programlı kodlaşdırma-dekodlaşdırma üsulu. //Patent AZ 20010140, G01F 13/00, G09C 1/00, H03L 9/00, 02.10.2001.
8. Скубилин М.Д., Божич В.И., Спиридонов О.Б. Способ защиты информации от несанкционированного доступа и устройство для его осуществления. //Патент BY 5605, G06F 13/00, G09C 1/00, 30.12.2003.
9. Паничкин С.С., Насонов А.В., Письменов А.В., Скубилин М.Д. Программа камуфляжа видеоинформации. //Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ RU 2008611950, 18.04.2008.
10. Мышкин В.Ф., Цимбал В.Н., Тихомиров И.А. и др. Экран, поглощающий направленное оптическое излучение. //Патент РФ № 2194236, F41H 3/00, 10.12.2002.
11. Бурмицкий Ю.Н., Владимиров Д.Н., Хандогина Е.Н и др. Широкополосное радиопоглощающее маскировочное покрытие и способ его изготовления. //Патент РФ № 2280229, F41H 3/00, 20.07.2006.

12. Полетаев А.М. Способ скрытия мобильного объекта от радиолокационного наблюдения из космоса. //Патент РФ № 2312297, F41H 3/00, 10.12.2007.

13. Скубилин М.Д., Письменов А.В. Противорадиолокационное покрытие. //Вопросы специальной радиоэлектроники», сер. ОВР, в. 2. –Таганрог (RU): ТНИИС, 2008. –с. 123÷125.

14. Письменов А.В., Скубилин М.Д., Спиридонов О.Б. О противорадарной маскировке. //Научные исследования и их практическое применение. “Современное состояние и пути развития ‘2008”, т. 2. –Одесса (UA): Черноморье. 2008. –с. 30÷32.

15. Скубилин М.Д., Письменов А.В. Материал для поглощения электромагнитных излучений. //Патент RU 80959, G01R 1/18, G12B 17/00, 27.02.2009.

---

---

УДК 621.391

*И. Н. Кавеев, А. Г. Таулинский*

## **ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ НЕИДЕНТИФИКАЦИИ ФРАГМЕНТА ИЗОБРАЖЕНИЯ ПРИ ПСЕВДОГРАДИЕНТНОМ ПОИСКЕ**

Рассмотрена методика прогноза вероятности неидентификации фрагмента при псевдоградиентном поиске фрагмента изображения для ситуации использования нескольких псевдоградиентных процедур (нескольких начальных приближений параметров местоположения фрагмента). Методика основана на экспериментальном нахождении вероятности неидентификации при использовании двух процедур и на ее основании - аналитическом пересчете вероятности для большего числа процедур.

При поиске фрагмента изображения с определением параметров его местоположения [1] находят применение псевдоградиентные процедуры (ПГП) [2]. Они основаны на рекуррентной оценке  $\hat{\alpha}_t = \hat{\alpha}_{t-1} - \Lambda_t \bar{\beta}_t(Q)$  некоторого вектора параметров  $\bar{\alpha}$  через поиск экстремума заданной целевой функции  $Q$ , где  $\Lambda_t$  - положительно определенная матрица усиления, чаще всего диагональная:  $\Lambda_t = \|\lambda_{ii}\|$ ,  $\lambda_{ii} > 0$ ,  $i = \overline{1, m}$ ;  $m$  - число оцениваемых параметров),  $\bar{\beta}_t$  — псевдоградиент целевой функции  $Q$ ,  $t = \overline{1, T}$  — номер итерации,  $\hat{\alpha}_0$  — начальное приближение искомых параметров. Одним из недостатков ПГП является небольшой рабочий диапазон эффективно оцениваемых параметров. Поэтому если начальное приближение  $\hat{\alpha}_0$  будет достаточно удалено от истинного значения вектора  $\bar{\alpha}_0$ , то процедура оценивания может не дойти до точки глобального экстремума за  $T$  итераций. Возможный выход из этой ситуации — задание в области поиска сетки начальных приближений оцениваемых параметров с некоторым шагом  $\Delta$ .

Пусть на сетке отсчетов  $\Omega: \{j = (j_1, j_2)\}$  заданы изображение  $Z_1$  размером  $N_1 \times M_1$  и фрагмент этого изображения  $Z_2 = f(Z_1, \bar{\alpha})$  размером  $N_2 \times M_2$ :  $N_2 < N_1$ ,  $M_2 < M_1$ . Необходимо найти местоположение фрагмента, например координаты центра.

Погрешностью поиска будем оценивать как евклидово расстояние от истинного положения фрагмента до его оценки на конечной  $T$ -й итерации. Если это расстояние больше некоторого порогового значения, то будем считать, что произошёл срыв (фрагмент не идентифицирован). В эксперимента указанное пороговое значение принималось равным 1 шагу сетки отсчетов. Для простоты будем также считать, что оценивается двухмерный вектор, например, сдвиг по

двум координатам. Сказанное поясняется рис. 1, где истинное значение оцениваемого вектора параметров обозначено через  $O$ . Оценка этого положения может быть получена из 4-х начальных приближений: точки  $A, B, C, D$ . При этом каждое начальное приближение характеризуется разными вероятностями срыва, зависящими от его местоположения.

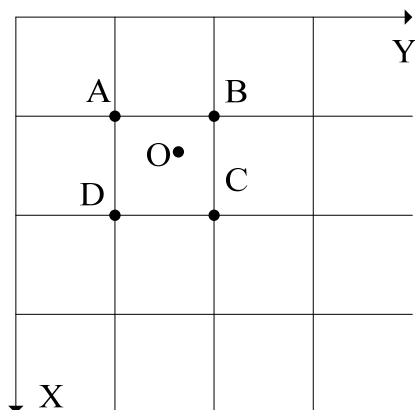


Рис. 1

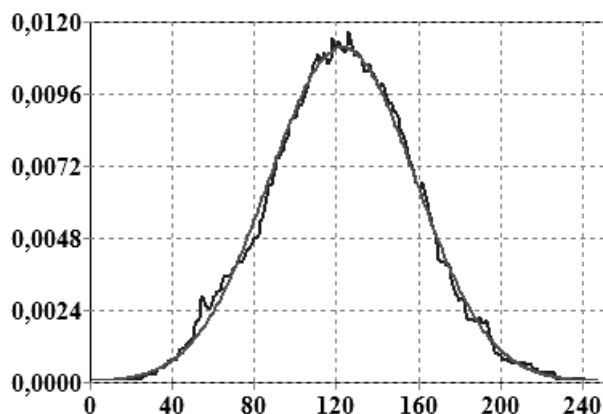


Рис. 2

Интуитивно понятно, что суммарная вероятность срыва при оценивании местоположения фрагмента одновременно из 4-х начальных приближений существенно уменьшается, и зависит от выбранного шага сетки начальных приближений. Для исследования данного предположения на основе волновой модели [3] были смоделированы изображения размером  $1024 \times 1024$  с радиусом корреляции 54 (под радиусом корреляции здесь понимается расстояние, на котором коэффициент корреляции равен 0,5).

На рис. 2 приведен пример теоретической и эмпирической плотности распределения вероятностей яркостей такого изображения. Объем локальной выборки для нахождения псевдоградиента целевой функции ПГП [1] составлял на каждой итерации по 10 отсчетов из опорного фрагмента и исследуемого изображения, число итераций каждой ПГП  $T=1000$ , размер фрагмента  $40 \times 40$  отсчетов. Схема, поясняющая эксперимент изображена на рис. 3. Здесь  $A$  и  $B$  - начальные приближения;  $O$  - истинное положение фрагмента. Поиск фрагмента производился параллельно из 2-х начальных приближений, находящихся от истинного значения на расстоянии соответственно  $\Delta_a$  и  $\Delta_b$ ,  $\Delta_a + \Delta_b = 40$ . Опыты проводились для 3-х положений  $\Delta_a$  и  $\Delta_b$  относительно истинного значения:  $\Delta_a = 10$ ,  $\Delta_b = 30$ ,  $\Delta_a = 20$ ,  $\Delta_b = 20$ ,  $\Delta_a = 30$ ,  $\Delta_b = 10$ . При этом оценивался вектор  $\bar{\alpha} = \{h_x, h_y\}$  координат центра фрагмента. В общей сложности для каждого начального приближения выборка составила более 54 тыс. опытов. В табл. 1 приведены полученные оценки вероятности срыва для 3-х расстояний от истинного значения.

Таблица 1

Начальное рассогласование	10	20	30
Вероятность срыва	$P_{10} = 0,041$	$P_{20} = 0,130$	$P_{30} = 0,340$

Если считать, что ППП независимы, то совместная вероятность срыва будет равна произведению вероятностей срыва, обеспечиваемых каждой ППП в отдельности. В частности, для рассматриваемого эксперимента получаем: при начальных рассогласованиях 10 и 30 —  $P_{10} \cdot P_{30} = 0,014$ , при рассогласованиях 20 и 20 —  $P_{20} \cdot P_{20} = 0,017$ .

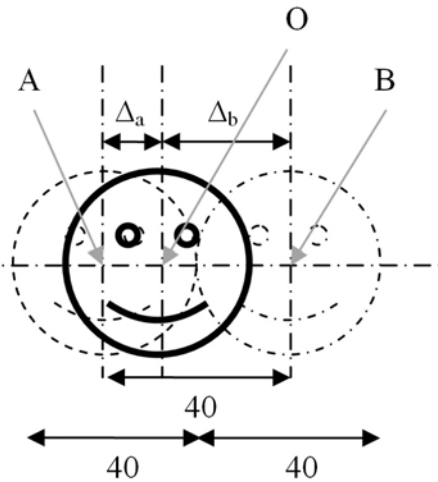


Рис. 3

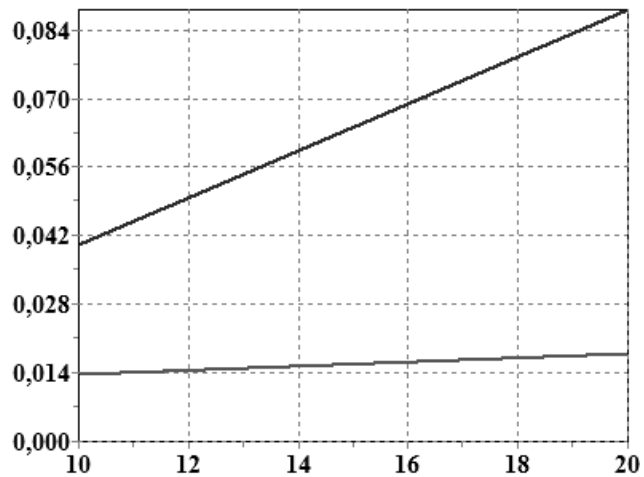


Рис. 4

Однако в реальных изображениях начальные приближения коррелированы с искомым вектором параметров и между собой, вследствие чего вероятности срывов не являются независимыми. Так на рис. 4 приведена зависимость вероятности срыва от расстояния в предположении независимости вероятности срыва (нижняя кривая) и эмпирическая вероятность совместного срыва (верхняя кривая). На основе полученных данных можно оценить условную вероятность для зависимых событий (срывы обеих ППП, работающих при разных начальных приближениях A и B) как функцию коэффициента корреляции между отсчетами, соответствующими начальным приближениям. При этом вероятность срыва обеих ППП можно представить как  $P_{cp} = P_A \cdot P_{B/A}$ , где вероятность  $P_A$  является функцией расстояния между точкой начального приближений A и истинным положением вектора оцениваемых параметров, а условная вероятность  $P_{B/A}$  - функцией расстояния между точкой начального приближений B и истинным положением вектора при условии заданного расстояния, соответствующего вероятности  $P_A$ . Однако для большей универсальности вероятности  $P_A$  и  $P_{B/A}$  целесообразно представить как функции не евклидова расстояния, а коэффициента корреляции  $r$ , соответствующего этому расстоянию. Тогда

$$P_{B/A}(r_A, r_B) = \frac{P_{cp}(r_A)}{P_A(r_A, r_B)}.$$

Рассмотренный подход позволяет оценить, например, вероятность срыва всех четырех процедур, работающих по схеме рис. 1. Для этого случая в первом приближении получаем

$$P_{cp}(r_A, r_B, r_C, r_D) = P_A(r_A)P_{B/A}(r_A, r_B)P_{C/A}(r_A, r_C)P_{D/A}(r_A, r_D).$$



Заметим, что в силу крайне низких значений экспериментальная оценка вероятности  $P_{cp}(r_A, r_B, r_C, r_D)$  требует громадных вычислительных затрат.

Таким образом, рассмотренный подход позволяет для задачи псевдоградиентного поиска фрагмента выбрать шаг сетки начальных приближений параметров, обеспечивающий требуемую вероятность неидентификации фрагмента.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (грант 07-01-00138-а).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. A. N. Repin Search and identification of image fragments on the basis of adaptive pseudogradient algorithms / A. N. Repin, O. A. Lazareva // 9-th International Conference «Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies»: Conference Proceeding. Vol. 2. – Nizhni Novgorod, 2008. Pp. 125-128.
2. Цыпкин Я.З. Информационная теория идентификации – М.: Наука. Физматлит, 1995. – 336 с.
3. Крашенинников В.Р. Волновые модели многомерных случайных полей // Методы обработки сигналов и полей: Сб. научн. тр. — Ульяновск: УлПИ, 1987. С. 5-13.

---

---

УДК 621.391

*А. Г. Ташлинский, А. М. Хорева*

## **ОПТИМИЗАЦИЯ ПСЕВДОГРАДИЕНТА ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ПРИ РЕКУРРЕНТНОМ ОЦЕНИВАНИИ МЕЖКАДРОВЫХ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДЕФОРМАЦИЙ ИЗОБРАЖЕНИЙ**

Рассмотрена задача оптимизации псевдоградиента целевой функции в задаче оценивания параметров межкадровых геометрических деформаций изображений для ситуации нахождения псевдоградиента по локальной выборке отсчетов изображений с помощью конечных разностей.

В результате различных факторов одни и те же элементы сцены на разных кадрах изображений имеют различные координаты, что можно представить как преобразование системы координат изображения  $\mathbf{Z}^{(1)}$  (опорного) в систему координат изображения  $\mathbf{Z}^{(2)}$  (деформированного). Известно большое число методов оценивания геометрических межкадровых деформаций, которые были разработаны для различных ограничений на исходные данные. Одним из наиболее перспективных является класс псевдоградиентных процедур, которые в общем виде можно представить как

$$\hat{\bar{\alpha}}_{t+1} = \hat{\bar{\alpha}}_t - \Lambda_{t+1} \bar{\beta}_{t+1} \left( J \left( Z_{t+1}, \hat{\bar{\alpha}}_t \right) \right), \quad (1)$$

где  $\bar{\alpha}$  – вектор оцениваемых параметров;  $t$  – номер итерации;  $\Lambda$  – матрица усиления;  $\bar{\beta}$  – псевдоградиент целевой функции (ЦФ)  $J(\cdot)$ , характеризующей качество оценивания;  $Z_t = \left\{ z_{jt}^{(2)}, \tilde{z}_{jt}^{(1)} \right\}$  – локальная выборка отсчетов, используемая для нахождения псевдоградиента на  $t$ -й итерации;  $z_{jt}^{(2)} \in \mathbf{Z}^{(2)}$ ,  $\tilde{j}_t \in \Omega_{\tilde{j}}$ ;  $\tilde{z}_{jt}^{(1)} = \tilde{z}^{(1)}(\tilde{j}_t, \hat{\bar{\alpha}}_{t-1}) \in \tilde{Z}$  – отсчеты непрерывного изображения  $\tilde{Z}^{(1)}$ , полученного из  $\mathbf{Z}^{(1)}$ , например, интерполяцией. Объем выборки равен числу отсчетов  $z_{jt}^{(2)}$ . Будем считать, что изображения заданы на регулярной прямоугольной сетке  $\Omega_{\tilde{j}}$  с единичным шагом, деформированное изображение получено из опорного неким функциональным преобразованием, известным с точностью до параметров  $\bar{\alpha}$ , а наблюдаемые изображения возмущены аддитивной помехой.

С учетом дискретности цифровых изображений вычисление псевдоградиента по локальной выборке и текущим оценкам измеряемых параметров деформаций приводит к оценке производных через конечные разности [1]. Можно показать, что в этом случае существуют оптимальные значения приращений по параметрам и базовым осям, зависящие от рассогласования оценок и корреляционных свойств изображения. При этом на разных итерациях оценивания (при разных рассогласованиях оценок) оптимальные значения приращений разные. Если

приращение по параметру или по пространству адаптировать на каждой итерации по некоторому критерию [2] быстродействие процедур может повысить. Проблемой является нахождение критерия, определяющего оптимальное значение приращения. Данный вопрос в литературе практически не исследовался.

Максимальной точности оценок параметров деформаций можно достичь при использовании в локальной выборке наиболее информативных отсчетов изображений, при которых извлекается максимум информации о взаимной деформации изображений  $\mathbf{Z}^{(1)}$  и  $\mathbf{Z}^{(2)}$ . Критерием поиска оптимальных значений приращений для вычисления псевдоградиента ЦФ может служить потенциальная точность оценивания неизвестных параметров по критерию минимума дисперсии ошибки оценки, определяемая неравенством Рао-Крамера:  $D(\hat{\mathbf{a}}) \geq I^{-1}(\hat{\mathbf{a}})$ , где  $I(\hat{\mathbf{a}})$  - количество информации по Фишеру:

$$I(\hat{\mathbf{a}}) = M \left[ \left( \frac{\partial}{\partial \mathbf{a}} \ln w(\beta(Z^{(1)}, Z^{(2)}, \hat{\mathbf{a}})) \right)^2 \right]. \quad (2)$$

Аналитическое нахождение плотности распределения вероятностей псевдоградиента является сложной задачей. Однако приближенное решение можно найти, воспользовавшись тем обстоятельством, что при увеличении  $\mu$  псевдоградиент  $\beta$  быстро нормализуется. Поэтому распределение вероятностей  $\beta$  можно считать близким к гауссовскому:

$$w(\beta(Z^{(1)}, Z^{(2)}, \hat{\mathbf{a}})) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\beta} \exp\left(-\frac{(\beta - M_\beta)^2}{2\sigma_\beta^2}\right).$$

Тогда поиск оптимальных значений приращений по параметру и пространству сводится к максимизации отношения математического ожидания псевдоградиента к его среднеквадратическому отклонению:

$$\max M[\beta] / \sqrt{D[\beta]}. \quad (3)$$

Найдем (3) для случая, когда в качестве ЦФ оценивания выбран средний квадрат межкадровой разности. При этом будем также считать, что исследуемые изображения заданы на сетке отсчетов  $\Omega_{\bar{j}} = \left\{ (j_x, j_y)^T \right\}$ ,  $j_x = \overline{1, N_x}$ ,  $j_y = \overline{1, N_y}$ , и имеют гауссовское распределение яркостей с нулевым средним, а модель изображений  $\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}$  и  $\mathbf{Z}^{(2)}$  аддитивная:  $\{\tilde{z}_{\bar{j}}^{(1)}\} = \{\tilde{s}_{\bar{j}}^{(1)} + \theta_{\bar{j}}^{(1)}\}$ ,  $\{z_{\bar{j}}^{(2)}\} = \{s_{\bar{j}}^{(2)} + \theta_{\bar{j}}^{(2)}\}$ , где  $\{\tilde{s}_{\bar{j}}^{(1)}\}$ ,  $\{s_{\bar{j}}^{(2)}\}$  – полезные случайные поля с одинаковыми дисперсиями  $\sigma_s^2$ , поле  $\{s_{\bar{j}}^{(2)}\}$  имеет автокорреляционную функцию  $R(\ell)$ ;  $\{\theta_{\bar{j}}^{(1)}\}$ ,  $\{\theta_{\bar{j}}^{(2)}\}$  – независимые гауссовские случайные поля с нулевыми средними и дисперсиями  $\sigma_\theta^2$ . Модель межкадровых деформаций предположим аффинной. На  $t$ -й итерации компонента  $\beta_{it}$  псевдоградиента для  $i$ -го параметра деформаций рассчитывается как нормированная разность двух оценок среднего квадрата межкадровой разности:

$$\beta_{it} = \frac{\sum_{l=1}^{\mu} (\tilde{z}_{jl}^{(1)}(\hat{\alpha}_{i,t-1} + \Delta_{\alpha i}) - z_{jl}^{(2)})^2 - \sum_{l=1}^{\mu} (\tilde{z}_{jl}^{(1)}(\hat{\alpha}_{i,t-1} - \Delta_{\alpha i}) - z_{jl}^{(2)})^2}{2\mu\Delta_{\alpha i}}, \quad (4)$$

где  $z_{jl}^{(2)} \in \mathbf{Z}^{(2)}$ ,  $\tilde{z}_{jl}^{(1)}(\hat{\alpha}_{i,t-1} \pm \Delta_{\alpha i}) \in Z_t$ ,  $\bar{j}_l \in \Omega_t \in \Omega$  – координаты отсчета  $z_{jl}^{(2)}$ ;  $\mu$  – объем локальной выборки;  $\Delta_{\alpha i}$  – заданное приращение оцениваемого параметра. Яркость отсчета  $\tilde{z}_{jl}^{(1)}(\hat{\alpha}_{i,t-1} \pm \Delta_{\alpha i})$  интерполированного опорного изображения находится в точке с координатами  $(\tilde{x}_l, \tilde{y}_l)$ , вычисляемыми по модели деформаций и текущим оценкам параметров деформаций  $\hat{\alpha}_{t-1}$ .

Если в локальную выборку включено только по одному отсчету из опорного и деформированного изображений, то

$$\beta_i = \frac{(z_{x,y}(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}) - z_{a,b})^2 - (z_{x,y}(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}) - z_{a,b})^2}{2\Delta_{a_i}},$$

где интерполированное значение  $\tilde{z}_{jl}^{(1)}$  яркости изображения  $\tilde{Z}^{(1)}$  обозначено как  $z_{x,y} = s_{x,y} + \theta_{x,y}$ , а значение яркости деформированного кадра  $z_{j_a, j_b}^{(2)}$  – как  $z_{a,b} = s_{a,b} + \theta_{a,b}$ . Опуская промежуточные выкладки, получаем:

$$\begin{aligned} M[\beta_i] &= \frac{\sigma_s^2}{\Delta_{a_i}} \sum_{l=1}^{\mu} (R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i - \Delta_{a_i})}) - R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i + \Delta_{a_i})})); \\ \sigma^2 [\beta_i] &= \frac{\sigma_s^4}{\Delta_{a_i}^2} \sum_{l=1}^{\mu} \left[ 3(1 + g^{-1})^2 - 2(1 + g^{-1}) \times \right. \\ &\quad (R(\ell^{(l)}_{x(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}) - x(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}), y(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}) - y(\hat{a}_i - \Delta_{a_i})}) + \\ &\quad + R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i - \Delta_{a_i})}) + R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i + \Delta_{a_i})}) - \\ &\quad - R^2(\ell^{(l)}_{x(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}) - x(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}), y(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}) - y(\hat{a}_i - \Delta_{a_i})}) + \\ &\quad \left. 2R(\ell^{(l)}_{x(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}) - x(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}), y(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}) - y(\hat{a}_i - \Delta_{a_i})}) \times \right. \\ &\quad \left. \times (R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i - \Delta_{a_i})}) - R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i + \Delta_{a_i})})) + \right. \\ &\quad \left. + (R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i - \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i - \Delta_{a_i})}) - R(\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i + \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i + \Delta_{a_i})}))^2 \right], \end{aligned}$$

где  $\ell^{(l)}_{a-x(\hat{a}_i \pm \Delta_{a_i}), b-y(\hat{a}_i \pm \Delta_{a_i})}$  – евклидово расстояние между точкой с координатами  $(a_l, b_l)$  и точкой с координатами  $(x_l(\hat{a}_i \pm \Delta_{a_i}), y_l(\hat{a}_i \pm \Delta_{a_i}))$ ,  $l = \overline{1, \mu}$ ,  $g = \sigma_s^2 / \sigma_\theta^2$  – отношение сигнал/шум,

Проанализируем простейший случай, когда оценивается один параметр – параллельный сдвиг по вертикали  $h_x$ . Для нахождения оптимального значения приращения  $\Delta_{h_x}$  воспользуемся полученными результатами и выберем в качестве критерия (3). При аффинной модели деформаций выражение (3) зависит только от рассогласования параметра сдвига от оптимального значения и не зависит от местоположения отсчетов локальной выборки. Тогда, зная зависимость изменения приращения от начального рассогласования  $\varepsilon_0$ , можно для каждого рассогласования найти оптимальное значение приращения  $\Delta$  по параметру и пространству. Правило формирования зависимости приращения  $\Delta$  от рассогласования  $\varepsilon_0$  может быть различным и зависеть от условий решаемой задачи. Например, если использовать минимаксный подход, то достаточно найти

зависимость, начиная с максимально возможного рассогласования параметра (для наихудшего случая), и определить значения оптимального приращения, обеспечивающего минимальную ошибку оценки. В дальнейшем полученный закон изменения применяется для любого начального рассогласования параметра, обеспечивая точность оценивания не хуже.

На рис. 1 показаны зависимости оптимального приращения по параметру и базовым осям  $\Delta$  от начального рассогласования  $\varepsilon_0$ . Результаты приведены для изображения оптического диапазона с гауссовской автокорреляционной функцией радиуса корреляции 13. Условия эксперимента: начальные рассогласования  $\varepsilon_{x0} = 15$ ;  $\mu = 1$ ;  $g = \infty$ . Кривые 1 соответствуют зависимости, полученной с помощью максимума отношения  $M[\beta]/\sqrt{D[\beta]}$ , рассчитанного аналитически, кривые 2 - полученного экспериментально усреднением по 1000 реализаций, кривые 3 - соответствуют минимуму ошибки оценки.

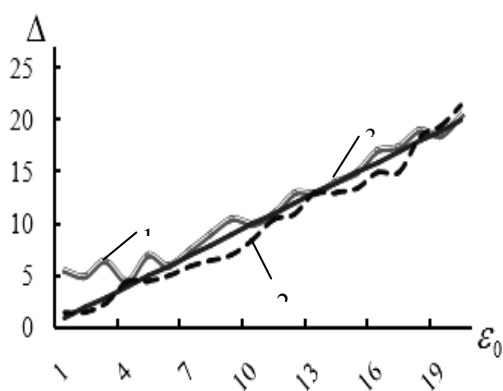


Рис. 1. Зависимость оптимального приращения от начального рассогласования

Из графика видно, что зависимости близки к линейным, откуда следует, что значение оптимального приращения на каждом шаге можно выбирать пропорциональным рассогласованию оценки параметра от истинного значения, так, чтобы обеспечивалось оптимальное евклидово расстояние рассогласования.

Для примера на рис. 2 приведены зависимости рассогласования  $\varepsilon_{hx}$  от числа итераций, полученные с оптимизацией приращения по параметру и пространству при использовании релейной процедуры с параметром  $\lambda_{hx} = 0.1$ , начальном рассогласовании  $\varepsilon_{hx0} = 10$  (кривые 1),  $\varepsilon_{hx0} = 15$  (кривые 2),  $\varepsilon_{hx0} = 20$  (кривые 3). Кривые 4 отражают зависимость рассогласования от числа итераций при  $\varepsilon_{hx0} = 20$  без оптимизации. В качестве ЦФ использовались средний квадрат межкадровой разности (рис. 2,а) и коэффициент межкадровой корреляции (рис. 2,б). Из графиков видно, что оптимизация значительно увеличивает скорость сходимости оценки.

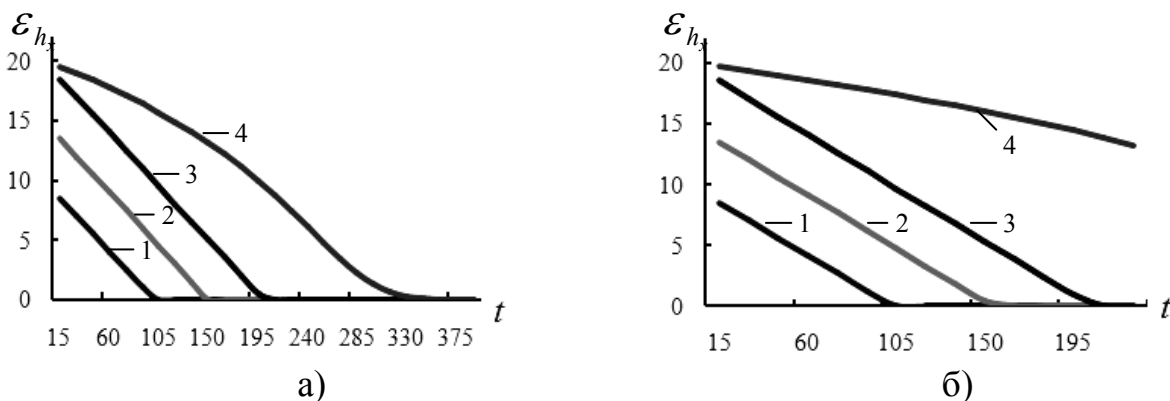


Рис. 2. Зависимость рассогласования сдвига по вертикали от числа итераций

Таким образом, при оценивании производных по предложенному критерию приращения по параметрам и базовым осям имеют оптимальные значения, дающие наибольшую скорость сходимости оценок параметров. Анализ показывает, что использование оптимизации позволяет значительно (до нескольких раз) снизить вычислительные затраты для достижения той же точности. В частности, при начальном рассогласовании  $\varepsilon_{h_x0} = 20$  значение евклидова расстояния рассогласования, равное 0.5, при оптимизации значений приращения достигается при 200 итерациях, а без оптимизации – при 500 итерациях.

Работа выполнена при поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хорева А.М. Способы нахождения псевдоградиента целевой функции при оценивании взаимных деформаций изображений / А. Г. Ташлинский, А. М. Хорева, И. Н. Кавеев // Труды научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова. Серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. – М : Инсвязьиздат, 2009, Выпуск: XI-1. – С. 457-460.

2. Хорева А.М. Оптимизация псевдоградиента в задаче оценивания межкадровых геометрических деформаций изображений / А Г. Ташлинский, А. М. Хорева, О. А. Лазарева // Радиоэлектронная техника: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.А. Сергеева, Ульяновск: УлГТУ, 2008. - С. 120-124.

УДК 681.324

*Б. Г. Спиридонов, М. Д. Скубилин, А.В. Письменов, С. П. Авдеев*

### **ОБ УПРАВЛЕНИИ КРИСТАЛЛИЗАЦИЕЙ РАСПЛАВА БИНАРНЫХ СОЕДИНЕНИЙ**

Предлагаются способ и технические средства направленной кристаллизации расплава бинарных соединений.

Кристаллизация расплава корунда, равномерно по всему объему, ведет к произвольной ориентации его доменов, что снижает плотность и спайность доменов последнего, а, следовательно, и его диэлектрическую проницаемость и твердость [1]. Неупорядоченная кристаллизация лейкосапфира, наряду с примесями, существенно влияет на его диэлектрические и оптические свойства [2].

Современная микро- и наноэлектроника предъявляют повышенные требования к свойствам лейкосапфира. К ним, в первую очередь, относятся такие характеристики как диэлектрическая проницаемость, тугоплавкость и др. [3].

Традиционные методы кристаллизации расплава бинарных соединений и, в частности, лейкосапфира, в силу выше оговоренного, нуждаются в совершенствовании, в т. ч. в обеспечении направленной кристаллизации и автоматизации технологического процесса с целью обеспечения заданных свойств лейкосапфира для нужд электронной техники.

Известные установки обладают ограниченными точностью и достоверность результатов контроля технологических параметров, вакуума и температуры, что обусловлено погрешностями вакуумметра и пирометра, из-за изменений во времени пропускной способности, прозрачности, канала оптической связи, визуальным отсчетом результатов контроля технологических параметров человеком-оператором и их сравнением с заданными значениями технологических параметров, и повышенными временными и энергетическими затратами, что обусловлено ручным, человеком-оператором, управлением источником тепловой энергии и электромеханическим приводом лодочки.

Для технологических нужд микро- и наноэлектронной аппаратуры разработана установка направленной кристаллизации расплава лейкосапфира, функциональная схема которой представлена на рис. 1. Установка содержит вакуумную камеру 1, теплоизолированную камеру 2, вакуумный

насос 3, соединенный патрубком 4 с вакуумной камерой 1, вакуумметр 5, источник 6 тепловой энергии, лодочку 7 с шихтой 8 и/или затравкой 9 лейкосапфира, блок 10 электрического питания, блок 11 управления, канал 12 оптической связи, проходящий через стенки теплоизолированной камеры 2 и вакуумной камеры 1 на её внешнюю поверхность и ориентированный максимумом диаграммы направленности на содержимое лодочки 7, электронный пирометр 13 [4÷12], датчик 14 температуры содержимого лодочки 7, первый элемент 15 сравнения, генератор 16 тактовых импульсов, распределитель 17 импульсов, электромеханический привод 18 лодочки 7, аналого-цифровой преобразователь 19, датчик 20 глубины вакуума в вакуумной камере 1, второй элемент 21 сравнения и элемент 22 ИЛИ, причем вакуумметр 5 – инверсно-магнитронный, пирометр 13 – электронный радиационный многоканальный, а электромеханический привод 18 выполнен на шаговом двигателе.

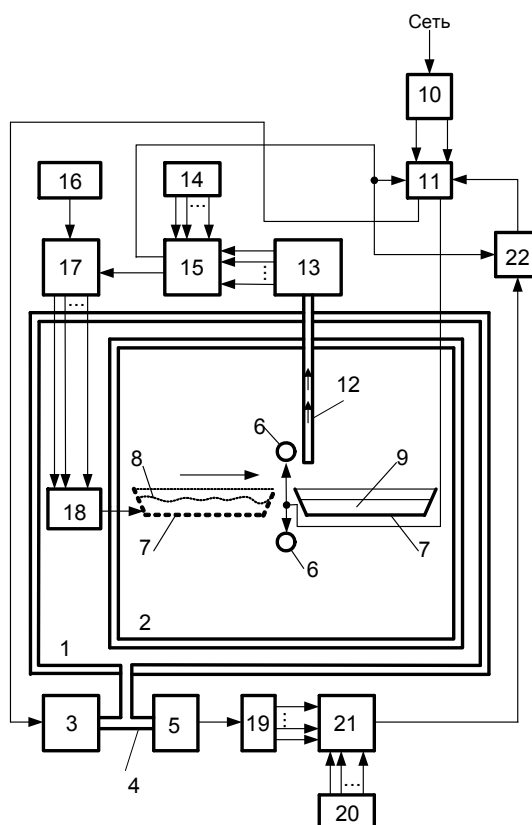


Рис. 1. Установка направленной кристаллизации лейкосапфира

Установка направленной кристаллизации расплава лейкосапфира работает следующим образом. Датчиками 20 и 14 устанавливаются заданные значения глубины вакуума  $N_{20} \equiv P_3$  в камере 1 и температуры  $N_{14} \equiv T_3$  содержимого лодочки 7, соответственно (здесь знак  $\equiv$  - знак пропорциональности). Шихта 8 лейкосапфира загружается в лодочку 7, а лодочка 7 размещается в исходной позиции в теплоизолированной камере 2. После закрытия шлюзов теплоизолированной 2 и вакуумной 1 камер, запуск установки деблокируется. Содержимое выходов датчиков 14  $N_{14} \equiv T_3$  и 20



$N_{20} \equiv P_3$  сравнивается с содержанием выходов пирометра 13  $N_{13} \equiv T(t)$  и аналого-цифрового преобразователя 19  $N_{19} \equiv P(t)$ , соответственно. При условии  $N_{19} < N_{20}$ , по сигналу запуска, на силовой вход вакуумного насоса 3, через блок 11 управления, с соответствующего его выхода поступает питание. Вакуумный насос 3 понижает давление в вакуумной камере 1. Давление в вакуумной камере 1 контролируется постоянно, в масштабе реального времени, вакуумметром 5, который способен оценивать давление  $P(t)$  на интервале до  $10^{-14}$  мм рт. ст. Аналоговое значение глубины вакуума  $P(t)$  в камере 1 преобразуется аналого-цифровым преобразователем 19 в его цифровое значение  $N_{19} \equiv P(t)$ . Элемент 21 сравнения на своём выходе генерирует высокий потенциал при  $P(t) \leq P_3$ , т. е. при  $N_{19} \leq N_{20}$ , и низкий потенциал при  $P > P_3$ , т. е. при  $N_{19} > N_{20}$ , что обеспечивает работу насоса до выполнения условия  $P(t) = P_3$  и исключает его работу при  $P(t) \leq P_3$ . Пирометром 13 непрерывно измеряется температура  $T(t)$  содержимого лодочки 7. Пирометр 13 обеспечивает измерение температуры содержимого лодочки 7 по  $T(t) = q |(I_{\lambda_1 T(t)} - I_{\lambda_2 T(t)}) / (\lambda_1 - \lambda_2)|$ , до  $T = 10^{15}$  °C с точностью не ниже  $\pm 20$  °C, где:  $q$  – коэффициент пропорциональности,  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  – длина волны излучений регистрируемых пирометром 13, а  $I_{\lambda_1 T(t)}$  и  $I_{\lambda_2 T(t)}$  – интенсивности излучений на длинах волн  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  соответственно при произвольной температуре  $T(t)$  излучающей поверхности. Инерционность пирометра 13 не превышает 0,001 сек. Содержимое выходов пирометра 13  $N_{13} \equiv T_3$  и задатчика 14  $N_{14} \equiv T(t)$  непрерывно сравнивается элементом 15 сравнения. При  $N_{13} < N_{14}$  (при  $T(t) < T_3$ ), но при  $N_{19} \leq N_{20}$  (при  $P(t) \leq P_3$ ), на выходе элемента 22 ИЛИ устанавливается высокий потенциал, а блок 11 управления, по своему второму выходу, соединяет соответствующий выход блока 10 питания с источником 6 тепловой энергии, содержимое лодочки нагревается, его температура  $T(t)$  повышается. По достижении равенства  $N_{13} = N_{14}$  ( $T(t) = T_3$ ), на втором выходе элемента 15 сравнения устанавливается высокий потенциал, по переднему фронту которого срабатывает распределитель 17 импульсов и привод 18 лодочки 7. Приводом 18, пошагово с частотой  $f_{16}$ , определяемой генератором 16, лодочка 7 перемещается до момента наступления неравенства  $N_{13} < N_{14}$  ( $T(t) < T_3$ ), а по достижении равенства  $N_{13} = N_{14}$  ( $T(t) = T_3$ ) привод 18 вновь перемещает лодочку. И так до достижения лодочкой точки её финиша, после чего вакуумный насос 4, источник 6 тепловой энергии и привод 18 лодочки 7, через распределитель 17, элемент 22 ИЛИ и блок 11 управления, соответственно, обесточиваются, а кристалл лейкосапфира 8, после остывания, может быть извлечен из установки [13÷15].

Экспериментально получены следующие сравнительные результаты свойств лейкосапфира: спонтанной кристаллизации –  $N=8,96$  и  $\varepsilon=5,87$  (в произвольном направлении); направленной кристаллизации –  $N=9,23$  и  $\varepsilon=5,63$  (в поперечном) и –  $N=9,18$  и  $\varepsilon=5,68$  (в продольном направлении); другие свойства лейкосапфира не исследовались.

Т. о., установка направленной кристаллизации расплава бинарных соединений обеспечивает расширение диапазонов технологических параметров, температуры и глубины вакуума, процесса, точности поддержания

технологического процесса выращивания кристаллов бинарных соединений, в том числе лейкосапфира, при однородности и улучшении их свойств, а также минимизацию временных и энергетических затрат на технологический процесс.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Балицкая В.С., Лисицына Е.Е. Синтетические аналоги и имитации природных драгоценных камней. –М.: Недра, 1981. –174 с.
2. Корнилов Н.И., Солодова Ю.П. Ювелирные камни. –М.: Недра, 1987. –282 с.
3. Козлов Ю.Ф., Зотов В.В. Структуры кремния на сапфире: технология, свойства, методы контроля, применение. –М.: МИЭТ, 2004. –140 с.
4. Скубилин М.Д., Письменов А.В., Скубилин И.М., Письменов Д.А. Пирометр. //Патент KZ 12122, G01J 5/58, H01L 21/66, бюл. № 10, 15.10.2002.
5. Скубилин М.Д., Скубилин И.М., Стефаненко В.К., Стефаненко В.В. Пристрій бесконтактного вимірювання температури поверхні нагрітих тіл. //Патент UA 61515, G01J 5/58, H01L 21/66, бюл. № 11, 17.11.2003.
6. Скубилин М.Д., Варзарёв Ю.А., Чередниченко Д.И. Пирометр. //Патент KG 650, G01J 5/58, бюл. № 3, 31.03.2004.
7. Скубилин М.Д., Поляков В.В., Скубилин И.М. Пирометр. //Патент BY 6285, G01J 5/58, 30.06.2004.
8. Скубилин М.Д., Письменов А.В., Скубилин И.М., Письменов Д.А. Пирометр. //Патент RU 2225600, G01J 5/58, бюл. № 7, 10.03.2004.
9. Skubilin M.D., Kasimov F.C., Varzarev Y.N., Rehimov M.R. Pirometr. //Patent AZ 20060021, G01J 5/58, 2006.
10. Скубилин М.Д., Письменов А.В., Поляков В.В. Пирометр. //Патент RU 2270984, G01J 5/58, бюл. № 6, 27.02.2006.
11. Поляков В.В., Скубилин М.Д., Фроловский К.В. Пирометр. //Патент UZ 03285, G01J 5/58, бюл. № 2, 28.02.2007.
12. Скубилин М.Д., Письменов А.В., Бублей С.Е. Пирометр. //Патент BY 9672, G01J 5/58, H01L 5/58, 30.08.2007.
13. Скубилин М.Д. Установка направленной кристаллизации расплава. //Патент RU 2331722, C30B 11/00, бюл. № 23, 20.08.2008.
14. Скубилин М.Д., Мирошниченко С.П. Установка для упорядоченной кристаллизации расплава бинарных соединений. //Патент RU 78217, C30B 11/00, C30B 29/20, бюл. № 32, 20.11.2008.
15. Скубилин М.Д., Письменов А.В. Установка кристаллизации расплава лейкосапфира. //Патент RU 2341593, C30B 11/00, C30B 29/20, бюл. 35, 20.12.2008.

УДК 544.77.022.54

Ю. В. Александров, П. Е. Дышловенко

## ЭФФЕКТЫ КОНЕЧНОСТИ ОБЛАСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗАДАЧИ ПРИ ЧИСЛЕННОМ МОДЕЛИРОВАНИИ СИЛОВЫХ ПОСТОЯННЫХ КОЛЛОИДНОГО КРИСТАЛЛА

В данной работе рассмотрена простая модель двумерного кристалла, электрическое взаимодействие, в котором описывается нелинейным дифференциальным уравнением Пуассона-Больцмана. Исследовано влияние размеров области определения задачи и граничных условий на ее внешней границе на точность определения силовых постоянных кристалла. Получены оценки ошибок численных значений силовых постоянных в широком диапазоне плотностей. Показано, что ограниченность области определения задачи оказывает более существенное влияние на численные значения силовых постоянных, чем выбор тех или иных граничных условий.

При численном моделировании электрически стабилизированных коллоидных кристаллов приходится рассматривать пространственно ограниченную область, включающую в себя лишь конечное число ячеек кристаллической решетки. Конечность размеров области определения задачи является одним из источников ошибок при вычислении силовых постоянных коллоидного кристалла. Еще одной проблемой является выбор граничных условий на внешней границе области определения и их влияние на точность вычислений. В данной работе исследовано влияние размеров области определения задачи и граничных условий на ее внешней границе на точность определения силовых постоянных кристалла для параметра решетки  $d$  от 2.2 до 8.0. Рассматриваемая система показана на рис. 1.

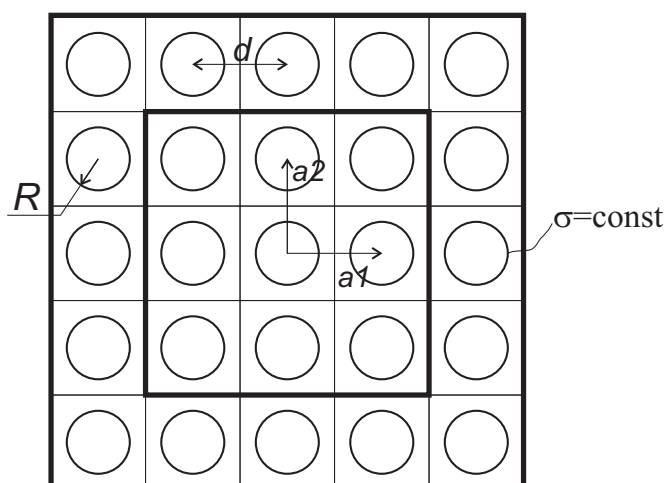


Рис.1 Модель двумерного коллоидного кристалла с квадратной решеткой. Показана центральная частица и её соседи до пятого порядка включительно. Различные области определения численной задачи выделены утолщенной линией

Она состоит из бесконечно длинных цилиндрических коллоидных частиц радиуса  $R$ , параллельных друг другу и образующих в поперечном сечении двумерную квадратную кристаллическую решетку с постоянной решетки  $d$ . Система частиц погружена в раствор электролита. Частицы являются абсолютно твердыми диэлектрическими стержнями. Предполагается, что, находясь в электролите, они приобретают однородную поверхностную плотность заряда  $\sigma$ , которая во всех обстоятельствах поддерживается постоянной (так называемая модель постоянного заряда, *cc-model*).

Электрический потенциал  $\varphi$  в области электролита подчиняется общему нелинейному уравнению Пуассона-Больцмана [1, 2]

$$\nabla^2 \varphi = -\frac{1}{\varepsilon \varepsilon_0} \sum_i q_e z_i n_{0i} \exp(-q_e z_i \varphi). \quad (1)$$

Предполагается, что диэлектрическая проницаемость электролита значительно выше диэлектрической проницаемости материала частиц, что типично для водных растворов. В этом случае граничное условие на границе фаз частица-электролит может быть записано в терминах электрического поля следующим образом [3]:

$$E_n = \sigma / \varepsilon \varepsilon_0, \quad (2)$$

при этом поле внутри частицы можно не рассматривать.

Когда все частицы находятся в своих положениях равновесия, на внешней границе области определения выполняется однородное граничное условие фон Неймана [3]:

$$E_n = 0. \quad (3)$$

Однородное граничное условие фон Неймана является в этом случае одновременно и периодическим граничным условием. Согласно процедуре нахождения силовых постоянных [4] вычисляются силы, действующие на все частицы системы, как в равновесии, так и при их смещении из положения равновесия. Достаточно рассмотреть смещения только одной центральной частицы, причем только в направлении оси  $x$ . Смещение центральной частицы из положения равновесия вносит возмущение в систему. Оба типа граничных условий, однородное фон Неймана и периодическое, выполняются тогда лишь приближенно и больше не являются идентичными.

В данной работе рассматривались две области определения численной задачи, которые для краткости называются в дальнейшем «малая» и «большая» (рис. 1). Малая область определения включает в себя ячейку Вигнера-Зейтца центральной частицы, а также ячейки Вигнера-Зейтца ее соседей первого и второго порядка; она представляет собой квадрат размером  $3 \times 3$  периодов решетки. Большая область определения включает в себя ячейки Вигнера-Зейтца соседей до пятого порядка включительно и является квадратом размером  $5 \times 5$  периодов решетки.

Исследовалось влияние на точность вычисления силовых постоянных 1) размеров области определения: малая и большая, 2) граничных условий на внешних границах области: однородные фон Неймана и периодические. Все

численные процедуры, а также сетки конечных элементов при обоих типах граничных условий для данной области определения были идентичны. Рассматривались силовые постоянные соседей первого и второго порядка. В случае малой области определения соседи первого и второго порядка находятся на периферии области вблизи внешних границ, тогда как в случае большой области они окружены дополнительным рядом ячеек.

Получены следующие результаты. В случае большой области определения значения силовых постоянных центральной частицы для обоих типов граничных условий совпадали в пределах не менее 7 знаков после запятой, а для соседей первого и второго порядков – в пределах не менее 6 знаков. Относительное расхождение значений силовых постоянных в обоих случаях не превышало нескольких десятитысячных долей процента для всего диапазона значений  $d$ . Такое практически полное совпадение значений силовых постоянных свидетельствует о том, что выбор типа граничных условий на внешней границе области определения не оказывает существенного влияния на значения силовых постоянных тех частиц, которые отделены от внешней границы хотя бы одним слоем ячеек.

Силовые постоянные, полученные на малой области определения, сравнивались как между собой, так и с эталонными значениями, в качестве которых принимались значения силовых постоянных, полученные для большой области определения. Относительное расхождение значений силовых постоянных центральной частицы оказались малы, они не превышали 0.005% для всех  $d$ , что подтверждает сделанный выше вывод о незначительности влияния тех или иных граничных условий на значения силовых постоянных частиц, отделенных от внешних границ области по крайней мере одним слоем ячеек. Аналогичное расхождение для соседей первого порядка не превышало 0.8%, а для соседей второго порядка – 3.4%. Очевидно, что роль граничных условий более значительна для периферийных частиц, примыкающих в границе, чем для частиц, находящихся во внутренних частях области определения.

Сравнение силовых постоянных для малой и большой областей определения свидетельствует о том, что размер области оказывает более существенное влияние на точность определения констант, чем выбор граничных условий. Так, относительное отклонение силовых постоянных в случае малой и большой области для центральной частицы достигает 1.1% (одна постоянная), соседей первого порядка – 1.3% и 22% (две постоянные), соседей второго порядка – 46% и 43% (две постоянные). Следует отметить, что столь значительное в некоторых случаях относительное расхождение в значениях констант связано с их малостью по абсолютной величине в силу короткодействующего характера взаимодействия частиц. Так, силовые постоянные частицы (1, 1) (координаты указаны в базисе основных векторов решетки на рис. 1) по величине составляют несколько процентов от значений силовых постоянных центральной частицы (0, 0). А силовые постоянные соседей порядков от третьего и выше вообще не могут быть сколько-нибудь надежно определены при достигнутом уровне точности вычислений.

Подводя итоги, можно сделать следующие выводы. 1) Роль граничных условий может быть исключена, если область определения численной задачи

имеет еще один слой ячеек дополнительно к ячейкам тех частиц, силовые постоянные которых требуется определить. 2) Для точного определения силовых постоянных частиц данного порядка также требуется наличие по крайней мере одного дополнительного слоя ячеек, отделяющих данные частицы от внешней границы области определения. 3) В количественном отношении ограниченность области определения задачи оказывает более существенное влияние на численные значения силовых постоянных, чем выбор тех или иных граничных условий.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант 09-01-97012-р\_поволжье\_a.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дерягин Б.В. Поверхностные силы / Б.В. Дерягин, Н.В. Чураев, В.М. Муллер. - М.: Наука, 1987. гл. 1.
2. Israelachvili J.N. Intermolecular and Surface Forces. 2<sup>nd</sup> ed. London: Academic Press, 1991. Chapter 12.
3. Дышловенко П.Е. Двумерный коллоидный кристалл в нелинейной модели Пуассона–Больцмана // Коллоидный журнал. 2007. Т. 69, № 1, - С. 18-24.
4. Дышловенко П.Е. Силовые постоянные и многочастичные электростатические взаимодействия в двумерном коллоидном кристалле // Коллоидный журнал. 2008. Т. 70, № 6, - С. 779-786.

---

---

УДК 535.32, 535.345.1

*С. Г. Мусеев*

## **УСЛОВИЯ ПРОСВЕТЛЕНИЯ АКТИВНОЙ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ КОМПОЗИТНОЙ СРЕДЫ**

Теоретически исследованы оптические характеристики нанокompозита Максвелла-Гарнета с серебряными включениями и активной матрицей, необходимой для компенсации поглощения внешней световой волны. Проведен анализ условий наблюдения единичного эффективного показателя преломления активной композитной среды с включениями различной формы.

### **ВВЕДЕНИЕ**

В последние годы были предложены и исследованы теоретически и экспериментально различные структуры, обладающие отрицательным [1], сверхбольшим [2-4] или малым [5,6] показателем преломления, избирательным поглощением или пропусканием оптического излучения [7,8]. Метаматериалы с необычными оптическими свойствами могут найти разнообразные применения, например, для создания суперлинз, призм, неотражающих покрытий, а также для управления интенсивностью и направлением распространения светового луча и др.

В матричных композитных средах, представляющих собой взвешенные в диэлектрической матрице металлические наночастицы, необычные оптические свойства наблюдаются на частотах вблизи плазмонного резонанса включений. Однако в области плазмонного резонанса внешняя электромагнитная волна будет испытывать сильное поглощение, что резко сужает круг возможных практических приложений подобных искусственных материалов. В целях компенсации поглощения на металлических включениях в ряде работ было предложено использовать активную (усиливающую) матрицу [2,3,6,10,11]. В настоящей работе проведено детальное исследование условий, при которых объемная матричная металлодиэлектрическая среда с активным компонентом, обладая прозрачностью, имеет единичный эффективный показатель преломления. Рассмотрены случаи включений сферической и несферической формы. При этом полагается, что характерный размер включений и их объемная концентрация удовлетворяют условиям применимости квазиэлектростатической модели Максвелла-Гарнета. Результаты аналитических расчетов верифицированы с помощью точного электродинамического расчета.

## **2. ОСНОВНЫЕ УРАВНЕНИЯ**

### **2.1 Размерно-зависимая диэлектрическая функция серебряных наночастиц**

Хорошо известно, что диэлектрическая проницаемость наночастицы с плазмонным резонансом должна рассчитываться с учетом размерных эффектов [1].

Для оценки изменения диэлектрической проницаемости металлической наночастицы по сравнению с диэлектрической проницаемостью массивного образца воспользуемся классической моделью, учитывающей ограничение длины свободного пробега электрона из-за его столкновений с границей частицы. Согласно этой модели конечные размеры металлической частицы приводят к увеличению скорости релаксации электронов проводимости [12,13]:

$$\gamma = \gamma_0 + v_F / r, \quad (1)$$

где  $\gamma_0$  – скорость релаксации электронов в объеме металла,  $v_F$  – средняя скорость электронов на поверхности Ферми,  $r$  – характерный радиус частицы вдоль направления электрического поля электромагнитной волны. Таким образом, учет размерных эффектов приводит к следующему выражению для диэлектрической функции частиц [12,14]:

$$\varepsilon(\omega, r) = \varepsilon_b(\omega) + \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + i\gamma_0)} - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega + i\gamma)}, \quad (2)$$

где  $\omega$  – частота электромагнитной волны,  $\omega_p$  – плазменная частота,  $\varepsilon_b = \varepsilon(r \rightarrow \infty)$  – диэлектрическая проницаемость объемного образца. Очевидно, что в случае несферической частицы размерный эффект приводит к зависимости  $\varepsilon$  от направления электрического поля.

В настоящей работе в качестве включений будут рассматриваться частицы серебра. Табличные данные для массивного серебра:  $v_F = 1.4 \cdot 10^6$  м/с,  $\hbar\gamma_0 = 0.02$  эВ,  $\hbar\omega_p = 9.2$  эВ [14], спектральная зависимость макроскопической диэлектрической проницаемости  $\varepsilon_b(\omega)$  приведена в справочной литературе [15]. Как показывают расчеты, поправка, учитывающая конечность размеров серебряной частицы, приводит главным образом к изменению мнимой части диэлектрической проницаемости  $\varepsilon$  (см. рис. 1). Для  $r \geq 5$  нм действительная часть  $\varepsilon$  практически не зависит от размера частицы.

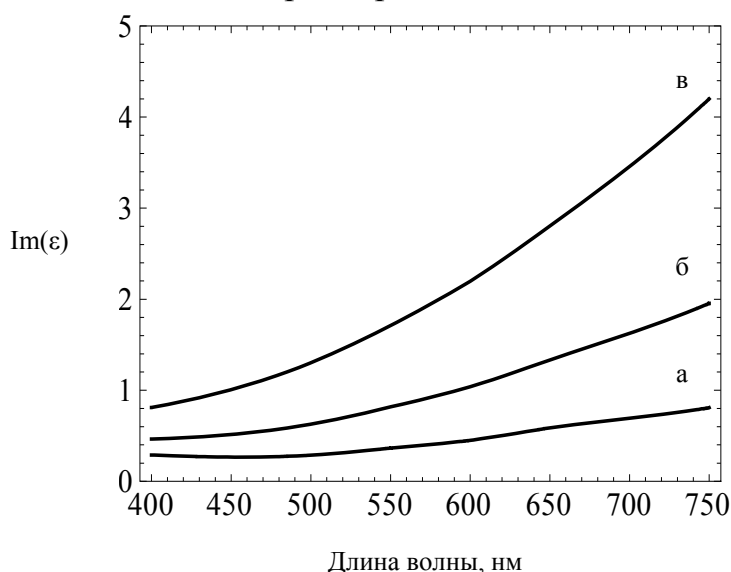


Рис. 1. Спектральная зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости объемного серебра (а) и серебряных наночастиц радиуса  $r = 15$  нм (б), 5 нм (в)



## 2.2 Модель эффективной среды Максвелла-Гарнета

Пусть длина световой волны значительно превышает размер включений, взвешенных в диэлектрической матрице. Если исключены интерференционные эффекты на включениях и их объемная доля не превышает 1/3, принято считать, что модель Максвелла-Гарнета может успешно применяться для расчета эффективных параметров композитной среды [16]. Соотношение Максвелла-Гарнета допускает обобщение на случай анизотропии формы частиц-включений, что позволяет провести исследование оптических характеристик композитной среды как с сферическими, так и несферическими включениями на основе аналитических выражений.

В модели Максвелла-Гарнета эффективная диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_{eff}$  композитной среды включениями, представляющими собой идентичные по форме и размеру сфероиды, определяется следующим уравнением [16]:

$$\frac{\varepsilon_{eff} - \varepsilon_m}{L(\varepsilon_{eff} - \varepsilon_m) + \varepsilon_m} = \eta \frac{\varepsilon - \varepsilon_m}{L(\varepsilon - \varepsilon_m) + \varepsilon_m}, \quad (3)$$

где  $\varepsilon_m$  – диэлектрическая проницаемость матрицы,  $\eta$  – объемный фактор заполнения (объемная доля включений),  $L$  – геометрический фактор (фактор деполяризации), зависящий от отношения длин полярной  $a$  и экваториальной  $b$  полуосей эллипсоида вращения, а также от направления поля. Фактор  $L$  принимает значение

$$L_{\parallel} = \frac{1}{1 - \xi^2} \left( 1 - \xi \frac{\arcsin \sqrt{1 - \xi^2}}{\sqrt{1 - \xi^2}} \right) \quad (4)$$

для поля, направленного вдоль оси вращения сфероиды, и

$$L_{\perp} = (1 - L_{\parallel})/2 \quad (5)$$

для поля, направленного перпендикулярно оси вращения сфероиды, где  $\xi = a/b$ . Случай  $\xi < 1$  соответствует сплюснутому сфероиду (диску),  $\xi > 1$  – вытянутому сфероиду,  $\xi = 1$  – шару; в последнем случае  $L_{\perp} = L_{\parallel} = 1/3$ .

Следует отметить, что формула (3) записана для композитной среды с одинаково ориентированными сфероиды. Для несферических частиц фактор деполяризации (4), (5) и диэлектрическая проницаемость сфероиды (2) зависят от направления электрического поля, поэтому в общем случае мы имеем дело с анизотропной композитной средой, обладающей свойствами одноосного кристалла с оптической осью, совпадающей с направлением ориентации сфероидов.

## 3. УСЛОВИЯ ОПТИЧЕСКОЙ ПРОЗРАЧНОСТИ

Согласно (3) для комплексной  $\varepsilon$  условию прозрачности композитной среды

$$\text{Im}(\varepsilon_{eff}) = 0 \quad (6)$$

нельзя удовлетворить для матрицы с действительной  $\varepsilon_m$ . Рассматривая случай активной (усиливающей) матрицы, представим ее диэлектрическую проницаемость в виде

$$\varepsilon_m = n_m^2 - g^2 - 2in_m g,$$

где  $n_m$  – показатель преломления,  $g$  – показатель усиления (коэффициент экстинкции), который равен коэффициенту усиления, умноженному на  $\lambda/2\pi$ .

На рис. 2. приведены полученные на основе формул (2), (3) спектральные зависимости показателя преломления  $n_{eff}$  и показателя усиления  $g$ , необходимого для компенсации поглощения внешнего электромагнитного излучения. Следует отметить, что при значениях  $\lambda$ , для которых на графиках не показаны значения  $n_{eff}$  и  $g$ , внешняя электромагнитная волна не может распространяться в композитной среде и полностью отражается от неё. Сплошными линиями на рис. 2 показан результат прямого численного моделирования на основе метода конечных элементов. Для выполнения численного моделирования была использована программа COMSOL Multiphysics [17].

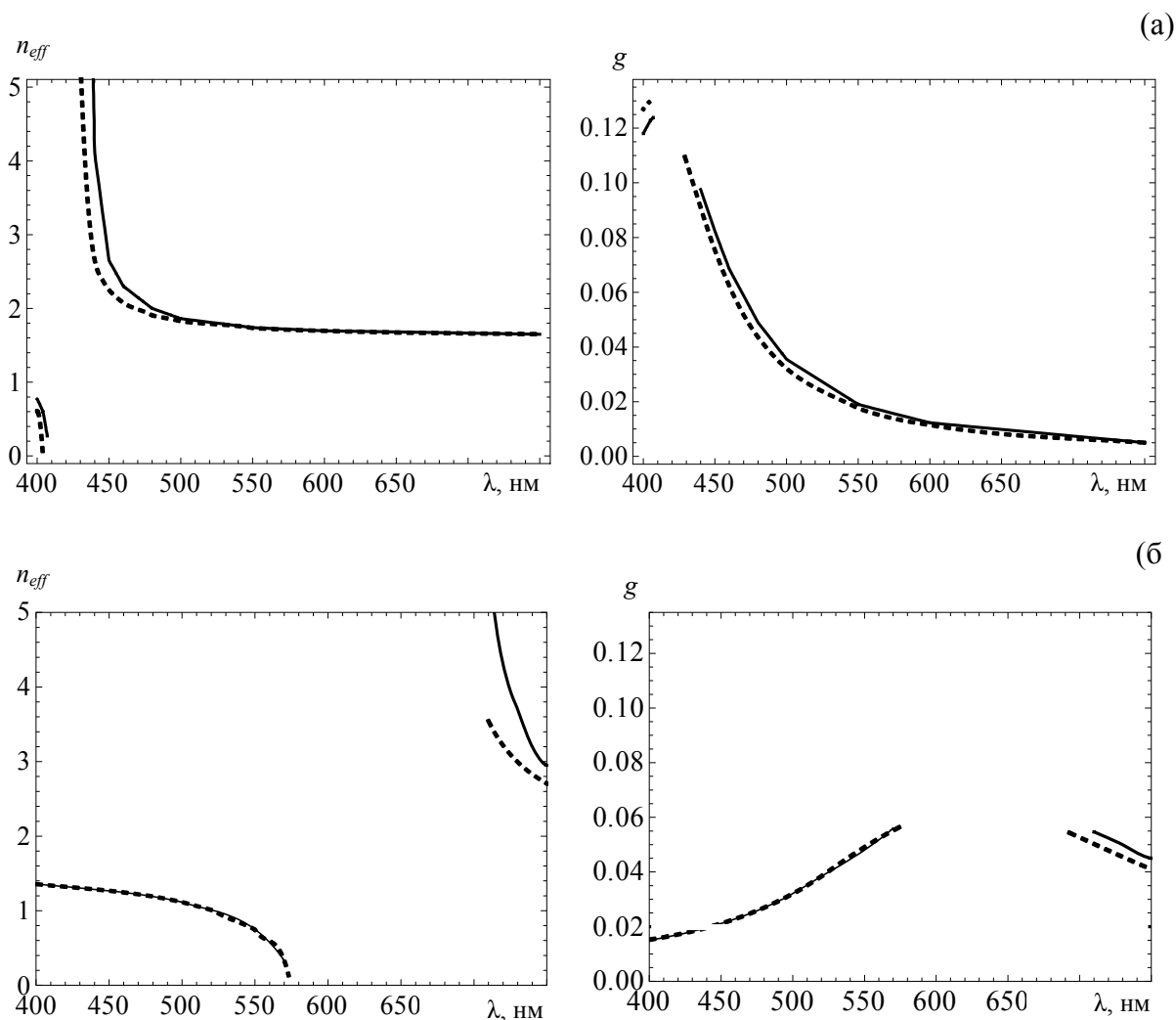


Рис. 2. Дисперсионные зависимости эффективного показателя преломления  $n_{eff}$  и показателя усиления  $g$ , необходимого для компенсации поглощения внешнего электромагнитного излучения, в композитной среде с серебряными включениями в форме сфер (а) и вытянутых сфероидов (б) с  $\xi=3$ : результаты моделирования с помощью метода конечных элементов (сплошные кривые) и расчета с помощью электростатической теории (штриховые кривые). Радиус сферических частиц равен 7 нм; длины полуосей сфероидов выбраны такими, чтобы их объем был равен объему сферической частицы. В случае вытянутых сфероидов поле световой волны направлено вдоль оси вращения частиц. Остальные параметры расчета:  $n_m=1.5$ ,  $\eta=0.05$

Из представленных на рис. 2 зависимостей видно, что значения  $n_{eff} \approx 1$ , не встречающиеся у природных веществ, наблюдаются вблизи плазмонного резонанса. На возбуждение плазменных колебаний в металлических частицах отбирается значительная доля энергии световой волны, поэтому для формирования уникальных оптических свойств рассматриваемой композитной среды активная матрица должна обладать достаточно большим усилением.

На рис. 2 можно также видеть, что результаты применения модели Максвелла-Гарнета и точного электродинамического решения уравнений Максвелла не совпадают даже для умеренной объемной доли включений. Рассогласование полученных результатов наиболее заметно в области плазмонного резонанса и проявляется главным образом в различии значений эффективного показателя преломления, а также спектральных областей пропускания композита. Вместе с тем, вдали от плазмонного резонанса соотношение Максвелла-Гарнета может успешно применяться для расчета оптических характеристик композитной среды с усиливающим компонентом. Более детальное обсуждение этих вопросов можно найти в [18].

Проанализируем, как показатель усиления  $g$ , необходимый для компенсации поглощения внешнего электромагнитного излучения, зависит от параметров композитной среды. Когда показатель усиления  $g$  активной среды намного меньше  $n_m$ , из формулы (3) можно получить следующее приближенное равенство:

$$g \approx \frac{\eta}{1 - \eta} \frac{n_m^3}{2((1 - L)n_m^2 + L \operatorname{Re}(\epsilon))^2 + 2(1 - L)L(n_m^2 - \operatorname{Re}(\epsilon))^2 \eta} \operatorname{Im}(\epsilon). \quad (7)$$

Согласно полученному выражению  $g \sim \operatorname{Im}(\epsilon)$ , следовательно, применение включений из серебра, имеющего наименьшую мнимую часть диэлектрической проницаемости в оптическом диапазоне, ведет к уменьшению необходимого показателя усиления матрицы. В соответствии с приведенными выше результатами исследования зависимости  $\operatorname{Im}(\epsilon)$  от размера серебряной частицы (см. рис. 1), уменьшение размера включений приводит к росту поглощения и, как следствие, увеличению  $g$ .

Очевидно, что понижение концентрации включений способствует просветлению композита, но такой способ малоинтересен с точки зрения практических приложений, так как  $n_{eff} \approx n_m$  при  $\eta \ll 0.01$ .

Из формулы (7) также следует, что показатель усиления зависит от геометрического фактора  $L$  (4),(5), то есть формы включений и их ориентации относительно светового вектора. Однако на основе единственной формулы (7) невозможно провести анализ зависимости  $g(L)$  для того или иного значения  $n_{eff}$ . Причина заключается в том, что изменение фактора  $L$  приводит к смещению плазмонного резонанса (см., например, рис. 2), и, следовательно, вызывает сдвиг длины световой волны, на которой наблюдается уникальный  $n_{eff}$ . Поэтому анализ условий просветления должен проводиться на основе решения уравнения (3) для фиксированного значения  $n_{eff}$  с учетом морфологии частиц и частотной дисперсии размерно-зависящей диэлектрической проницаемости  $\epsilon$  (2). В настоящей работе рассматривается случай  $n_{eff} = 1$ , когда композитная среда является невидимой в воздухе.

Результаты расчета условий невидимости представлены на рис. 3. По горизонтальной оси отложены значения  $\lambda$ , для которых возможно наблюдение  $\epsilon_{eff} = 1$ .

Каждой  $\lambda$  соответствуют строго определенное значение объемной доли включений  $\eta$  и усиления  $g$ , необходимое для просветления композитной среды. С помощью такого представления результатов также можно решать обратную проблему по определению длины световой волны, на которой композитная среда с заданными морфологией и концентрацией включений будет обладать невидимостью.

Из сравнения рис. 3а и 3б видно, что использование включений несферической формы позволяет получить  $\varepsilon_{eff} = 1$  для большего диапазона длин волн, при этом требования к величине усиления в 2 раза меньше, чем в случае включений сферической формы. Последнее объясняется тем, что в направлении электрического поля размер несферических включений больше, поэтому мнимая часть диэлектрической функции серебряной наночастицы и, соответственно, коэффициент поглощения композита меньше.

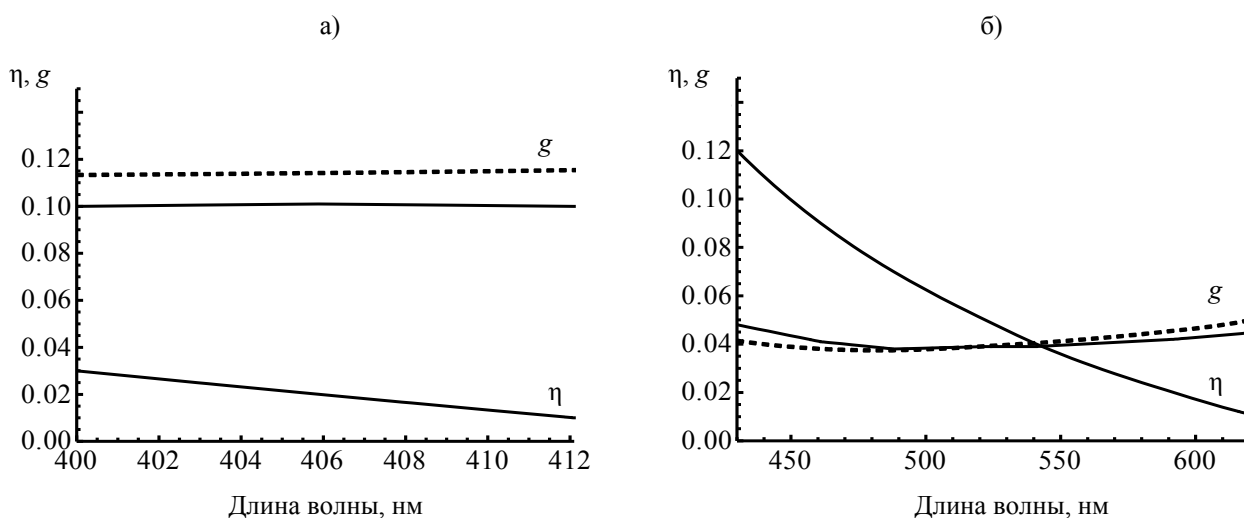


Рис. 3. Объемная доля включений  $\eta$  и показатель усиления  $g$  матрицы композитных сред с а) сферическими включениями и б) включениями в форме вытянутых сфероидов в условиях  $n_{eff} = 1$ ,  $k_{eff} = 0$ . Результаты расчета  $g$  с помощью метода конечных элементов показаны сплошными линиями, с помощью электростатической теории – штриховыми. Параметры расчета те же, что и для рис. 2

Расхождение результатов точного и приближенного аналитического метода расчетов, представленных на рис. 3, обусловлено следующими причинами. При малой концентрации включений возрастает роль эффектов запаздывания, не учитываемых электростатической моделью эффективной среды. На коротких длинах волн и при малом расстоянии между включениями хуже выполняется условие дипольного приближения, лежащего в основе модели Максвелла-Гарнета.

#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты, полученные в настоящей работе, подтверждают перспективность направления поиска решения проблемы по уменьшению коэффициента усиления матрицы, необходимого для достижения прозрачности композитной среды, посредством варьирования формы включений. Определение оптимального соотношения формы, размера сфероидов, их концентрации для получения наперед заданного эффективного индекса рефракции требует дополнительного

рассмотрения. Несмотря на расхождение с точным решением уравнений Максвелла, предсказания теории Максвелла-Гарнета могут оказаться полезными при решении этой проблемы.

Работа выполнена при финансовой поддержке ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» по проекту .....

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Yuan Hsiao-Kuan, Chettiar U.K., Cai W., Kildishev A., Boltasseva A., Drachev V., Shalaev V. // *Optics Express*. 2007. Vol. 15. N. 3. p.1076.
2. Ораевский А.Н., Проценко И.Е. // *Квантовая электроника*. 2001. Т. 31 № 3. С. 252.
3. Займидорога О.А., Самойлов В.Н., Проценко И.Е. // *Физика элементарных частиц и атомного ядра*. 2002. Т. 33. Вып. 1. С. 101.
4. Shen J.T., Catrysse P.B., Fan S. // *Phys. Rev. Lett.* 2005. Vol. 94. p. 197401.
5. Lin S.Y., Nietala V.M., Wang L., Jones E.D. // *Opt. Lett.* 1996. Vol. 21. p.1771.
6. Сухов С.В. // *Известия Самарского научного центра*. 2004. Т.6. С. 149.
7. Сухов С.В. // *Квантовая электроника*. 2005. Т. 35. N. 8. С. 741.
8. Protsenko I.E., Zaimidoroga O.A. and SamoiloV V.N. // *J. Opt. A: Pure Appl. Opt.* 2007. V. 9. p. 363.
9. Моисеев С.Г. // *Нелинейный мир*. 2009. Т. 7. № 3. С. 164.
10. Garcia de Abajo F.J., Gomez-Santos G., Blanco L.A., Borisov A.G., Shabanov S.V. // *Phys. Rev. Lett.* 2005. V. 95. p.067403.
11. Моисеев С.Г., Пашинина Е.А., Сухов С.В. // *Квантовая электроника*. 2007. Т. 37. № 5. С. 446.
12. Хлебцов Н.Г. // *Квантовая электроника*. 2008. Т. 38. № 6. С. 504.
13. Kreibig U., Vollmer M. *Optical properties of metal clusters* (Berlin: Springer, 1995).
14. Yannopoulos V., Modinos A., Stefanou N. // *Opt. Quant. Elec.* 2002. V. 34. p. 227.
15. Ordal M.A., Long L.L., Bell S.E. et. al. // *Appl. Opt.* 1983. Vol. 22. N. 7. pp. 1099.
16. Головань Л.А., Тимошенко В.Ю., Кашкаров П.К. // *УФН*. 2007. Т. 177. № 6. С. 619.
17. COMSOL Multiphysics, COMSOL AB, Stockholm, Sweden, <http://www.comsol.com/products/multiphysics/>
18. Моисеев С.Г., Сухов С.В. // *Сборник тезисов докладов научно-технологических секций международного форума по нанотехнологиям, Москва, 3-5 декабря 2008г., Т. 1. С. 816.*

УДК 681.518.3

*В. И. Смирнов, О. В. Урлапов*

### **АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ДЕФЕКТОВ РОТОРА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ НА ЕГО ДИАГНОСТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ**

Рассмотрена математическая модель асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором и на ее основе проведен анализ влияния дефектов ротора на диагностические параметры такие, как статорный и роторный токи, а также поле рассеяния. Показано, что дефект типа дисбаланс ротора наиболее сильно влияет на поле рассеяния, а дефект типа обрыва стержней ротора – на статорный ток.

Дисбаланс ротора асинхронного электродвигателя и вызванная этим неравномерность воздушного зазора, а также обрыв стержней короткозамкнутого ротора являются наиболее часто встречающимися и трудно поддающимися контролю неисправностями [1]. Неравномерность воздушного зазора с эксцентриситетом более 10% и обрыв даже одного - двух стержней в короткозамкнутом роторе сильно искажают распределение магнитного потока в зазоре. В результате нарушаются электромагнитные процессы функционирования, появляются повышенные паразитные моменты от высших гармоник поля, увеличиваются вибрации, что создает дополнительную нагрузку на подшипники. Кроме этого снижаются пусковой момент и КПД двигателя, увеличиваются магнитные потери в статоре и растут местные перегревы [2]. Все это в конечном итоге снижает эксплуатационную надежность и долговечность электрического двигателя.

Проведенные на натурных объектах экспериментальные исследования показали [3], что при наличии эксцентриситета искажаются синусоидальность и симметричность фазных напряжений и токов, в них появляются дополнительные гармоники, а также растет их амплитуда относительно основной гармоники. Влияние обрывов стержней проявляется в возникновении сильных пульсаций всех гармоник. При этом амплитуда третьей гармоники увеличивается в 3,5 раза больше, чем амплитуда основной гармоники.

Указанные дефекты ротора можно обнаруживать на ранней стадии их развития методами функциональной диагностики, основанными на измерении и анализе таких диагностических параметров, как вибрации, фазные токи и поля рассеяния. Наиболее развиты методы вибродиагностики, однако при их реализации возникают проблемы, связанные с качеством крепления датчиков к объекту и искажением диагностической информации при ее распространении от источника к датчику. Поэтому представляют интерес исследования, позволяю-

шие оценить возможности двух других методов диагностики, а именно, на основе измерения и анализа статорного тока и поля рассеяния

Для определения степени влияния дефектов типа дисбаланса ротора и обрыва стержней на диагностические параметры, а также для выбора параметров, наиболее чувствительных к данному типу дефектов, воспользуемся математической моделью асинхронного электродвигателя, предложенной в работе [4]. Она представляет собой двухфазный электромеханический преобразователь с двумя парами обмоток на статоре и роторе, сдвинутыми пространственно относительно друг друга на  $90^\circ$  (рис. 1).

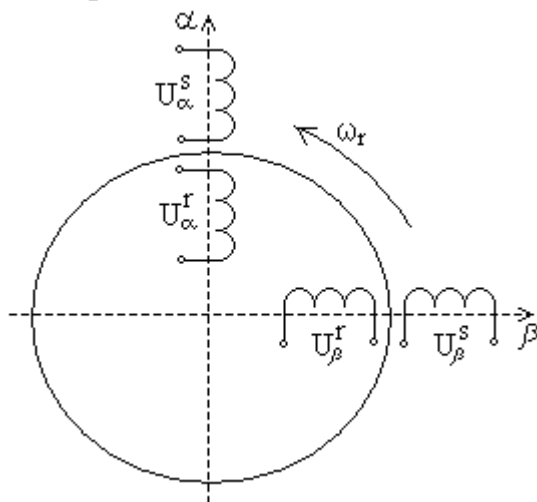


Рис. 1. Математическая модель асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором

На статорные обмотки, расположенные по осям  $\alpha$  и  $\beta$ , подаются синусоидальные напряжения, сдвинутые по фазе на  $90^\circ$ . Количество витков в обмотках статора и ротора принимается одинаковым, то есть число витков обмотки ротора приводится к числу витков обмотки статора. Для того, чтобы при таком приведении сохранялись неизменными потребляемая из сети активная и реактивная мощности, коэффициент полезного действия и  $\cos\varphi$ , необходимо умножить активное и индуктивное сопротивления ротора на соответствующие коэффициенты преобразования.

Для двухфазного асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором электрические токи, протекающие по обмоткам статора и стержням ротора, можно найти из решения системы дифференциальных уравнений [5]:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha^s \\ 0 \\ 0 \\ U_\beta^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_\alpha^s + \frac{d}{dt} L_\alpha^s & \frac{d}{dt} M & 0 & 0 \\ \frac{d}{dt} M & r_\alpha^r + \frac{d}{dt} L_\alpha^r & L_\beta^r \omega_r & M \omega_r \\ -M \omega_r & -L_\alpha^r \omega_r & r_\beta^r + \frac{d}{dt} L_\beta^r & \frac{d}{dt} M \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} M & r_\beta^s + \frac{d}{dt} L_\beta^s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\alpha^r \\ i_\beta^r \\ i_\beta^s \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $i_\alpha^s, i_\beta^s, i_\alpha^r$  и  $i_\beta^r$  - токи в обмотках статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $U_\alpha^s$  и  $U_\beta^s$  - напряжения на обмотках статора;  $\omega_r$  - частота вращения ротора;  $r_\alpha^s, r_\beta^s, r_\alpha^r$  и  $r_\beta^r$  - активные сопротивления обмоток статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ ;  $L_\alpha^s, L_\beta^s, L_\alpha^r$  и  $L_\beta^r$  - полные индуктивности обмоток статора и ротора по осям  $\alpha$  и  $\beta$ . Полные индуктивности определяются суммой взаимной индуктивности  $M$  и индуктивности рассеяния  $L_\sigma$ . Для расчетов были использованы параметры асинхронного электродвигателя марки УАД-72 [4].

Дополнительным уравнением в системе (1) является уравнение движения ротора

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (M_{вр} - M_c),$$

где  $J$  - момент инерции ротора;  $M_c$  - момент нагрузки на валу двигателя или момент сопротивления;  $M_{вр}$  - электромагнитный вращающий момент, определяемый взаимодействием токов, протекающих по обмоткам статора и ротора двигателя.

Дисбаланс ротора характеризуется величиной относительного эксцентриситета  $\varepsilon$ , определяемого отношением абсолютного смещения ротора к величине воздушного зазора  $\delta_0$  при симметричном положении ротора. Эффективный (средний) зазор  $\delta$  в этом случае определяется выражением  $\delta = \delta_0(1 - \varepsilon^2)$ . Изменение величины зазора  $\delta$  вызывает изменение взаимоиндуктивности  $M = M_0/(1 - \varepsilon^2)$  и, как следствие, вращающего  $M_{вр}$  и вибрационного  $M_{виб}$  моментов: где  $m$  - число фаз.

$$M_{вр} = \frac{m}{2} M (i_\beta^s i_\alpha^r - i_\alpha^s i_\beta^r) \quad \text{и} \quad M_{виб} = M (i_\alpha^s i_\alpha^r - i_\beta^s i_\beta^r),$$

Дефект типа обрыва стержней короткозамкнутого ротора вызывает уменьшение эффективных значений индуктивности рассеяния  $L_\sigma$  ротора и увеличение сопротивления  $r^r$  обмоток ротора. В модели принималась линейная связь между степенью проявления дефекта (долей оборванных стержней от их общего количества) и величинами  $L_\sigma$  и  $r^r$ .

Результаты расчета влияния дефектов ротора на диагностические параметры (токи статора  $i_s$  и  $i_r$ , а также поле рассеяния  $B$ ) представлены на рис.2. По оси абсцисс отложены величины, характеризующие степень проявления дефекта (эксцентриситет  $\varepsilon$  и доля оборванных стержней ротора  $e$ ), по оси ординат - относительные изменения (в процентах) диагностических параметров. Цифрами на рисунке отмечены зависимости соответственно для тока статора (1), тока ротора (2) и поля рассеяния (3).

Как видно из представленных на рис. 2 зависимостей, дефект типа дисбаланса ротора наиболее сильно влияет на поле рассеяния, и значительно меньше на статорный ток. Дефект типа обрыва стержней короткозамкнутого ротора, напротив, в наибольшей степени влияет на ток статора, и практически не вызывает изменений поля рассеяния.



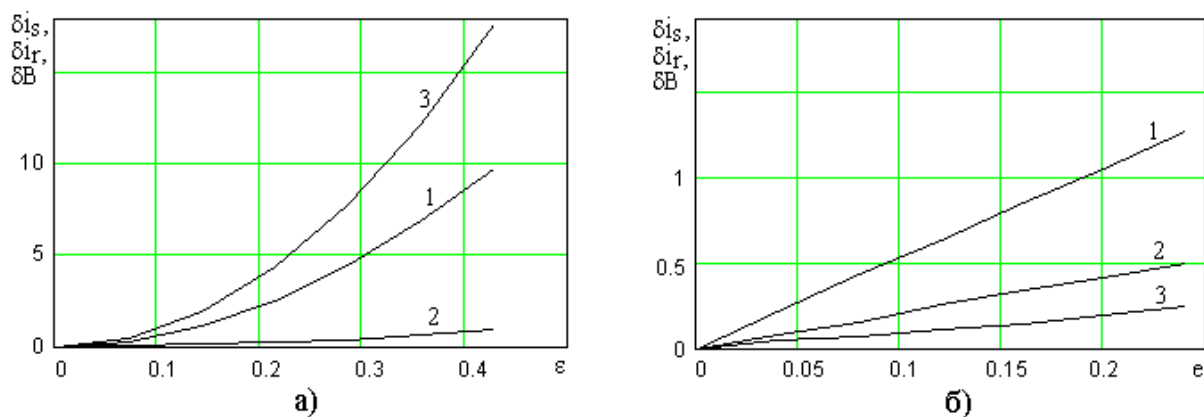


Рис. 2. Зависимость относительных изменений диагностических параметров от степени проявления дефекта: а) дисбаланс ротора; б) обрыв стержней короткозамкнутого ротора

Это означает, что первый дефект предпочтительнее диагностировать на основе измерения и анализа поля рассеяния, а второй – на основе анализа статорного тока.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гемке, Р.Г. Неисправности электрических машин // Р.Г. Гемке. - Л.: Энергоиздат, 1989. – 340 с.
2. Геллер, Б. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах // Б. Геллер, В. Гамета. - М.: Энергия, 1976. - 272 с.
3. Гашимов, М.А. Диагностирование эксцентриситета и обрыва стержней ротора в асинхронных электродвигателях без их отключения / М.А. Гашимов, Г.А. Гаджиев, С.М. Мирзоева // Электротехника. 1998. - №10.- С.46-51.
4. Смирнов, В.И. Математическая модель электрического двигателя в переходных режимах работы / В.И. Смирнов, Д.В. Чернов // Электронная техника. Межвузовский сборник научных трудов. Ульяновск: Изд-во УлГТУ. 2004.- С. 45 - 50.
5. Копылов, И. П. Математическое моделирование электрических машин // И. П. Копылов. – М.: Высшая школа, 1994. - 316 с.

---

---

621.382.017.7; 621.3.08

*В. В. Юдин, А. А. Куликов, В. А. Ламзин*

## **УПРАВЛЕНИЕ ПОГЛОЩАЕМОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МОЩНОСТЬЮ В ЗАДАЧАХ КОНТРОЛЯ ТЕПЛОВЫХ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИЗДЕЛИЙ**

Рассмотрены способы управления электрической поглощаемой полупроводниковым изделием мощности по заданному закону при измерении теплового импеданса изделия.

Одним из эффективных и перспективных способов контроля тепловых свойств полупроводниковых изделий является контроль их теплового импеданса, который определяется при гармоническом изменении поглощаемой электрической мощности как отношение амплитуды переменной составляющей температуры на частоте изменения мощности к амплитуде переменной составляющей мощности. Для измерения теплового импеданса полупроводникового изделия необходимо разогревать р-п переход изделия поглощаемой электрической мощностью изменяющейся по гармоническому закону  $P = P_0 + P_m \sin \omega t$ . Способы управления электрической греющей мощностью для каждого класса изделий различны и определяются его вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Но поскольку ВАХ большинства полупроводниковых изделий является нелинейной, то для получения заданного закона изменения греющей мощности необходимо формировать рабочие токи (или напряжения) довольно сложной формы. При этом переменная составляющая греющей мощности будет содержать кроме основной гармоники гармонические составляющие более высокого порядка.

Рассмотрим возможность непрерывно изменять выделяющуюся в полупроводниковом изделии электрическую греющую мощность по гармоническому закону на примере полупроводникового диода. Рассмотрим полупроводниковый диод, включенный в прямом направлении. Если изменять прямой ток через диод, задаваемый управляемым источником тока, по некоторому закону  $I_D = I_0 + I_M(t)$ , где  $I_0$  и  $I_M(t)$  постоянная и переменная составляющие тока диода соответственно, то напряжение на диоде будет изменяться согласно ВАХ диода:

$$I_0 + I_M(t) = A \cdot \exp \left[ \frac{q(U_0 + U_M(t))}{kT(1 + \theta(t))} \right]. \quad (1)$$

Здесь  $\theta(t) = P_M(t)(R_T/\bar{T})$  - относительное изменение температуры перехода диода,  $U_0$  и  $U_M(t)$  постоянная и переменная составляющие напряжения на диоде соответственно,  $R_T$  - тепловое сопротивление диода,  $P_M(t) = I_0 U_M + U_0 I_M + U_M I_M$  - переменная составляющая поглощаемой электрической мощности,  $q$  - заряд электрона,  $k$  - по-

стоянная Больцмана,  $\bar{T} = T_0 + R_T P_0 = T_0 + R_T I_0 U_0$  - средняя температура р-п перехода диода,  $A$  - параметр диода, слабо зависящий от температуры.

Задача анализа состоит в нахождении такой функции  $I_M(t)$  при которой  $P_M(t) = P_m \sin \Omega t$ . Рассмотрим случай с малой глубиной модуляции тока  $I_0 \gg I_M(t)$  и  $kT/q > U_M(t)$  и  $\theta(t) \ll 1$ . Тогда в линейном приближении (1) запишется в виде:

$$I_M(t) \approx I_0 \left( \frac{q U_M(t)}{k \bar{T}} \right) \left( 1 - \frac{q U_0}{k \bar{T}} \theta(t) \right) (1 - \theta(t)), \quad (2)$$

$I_0 = A \cdot \exp(q U_0 / k \bar{T})$  - постоянная составляющая тока (или средний ток) через диод. Используя (2), выразим переменную составляющую мощности  $P_M(t)$  через  $U_M(t)$ :

$$P_M(t) = a I_0 U_M(t) + a (I_0 / U_0) U_M^2(t) [(1 - a \theta(t))(1 - \theta(t))], \quad (3)$$

где  $a = q U_0 / k \bar{T} = U_0 / \bar{\varphi}_T \gg 1$  и единицей по сравнению с  $a$  с погрешностью не более 5% можно пренебречь, а поскольку  $\theta(t) \ll 1$ , то в линейном по  $\theta(t)$  приближении выражение в квадратных скобках в (3) можно преобразовать к виду  $[1 - a \theta(t)]$ . Из условия  $P_M(t) = P_m \sin \Omega t$ , учитывая, что  $\theta(t) \approx (R_T / \bar{T}) P_M(t) = \theta_m \sin \Omega t$ , получим уравнение относительно неизвестной функции  $U_M(t)$ :

$$U_M^2(t) + \frac{U_0 U_M(t)}{[1 - a \theta_m \sin \Omega t]} = \frac{\varphi_T U_0 P_m \sin \Omega t}{P_0 [1 - a \theta_m \sin \Omega t]}. \quad (4)$$

Решая уравнение (4) относительно  $U_M(t)$  и подставляя в (2) получим функцию изменения тока через диод. Эту функцию можно зашить в программу управляемого источника тока, но в общем случае нам не известно значение теплового сопротивления конкретного образца контролируемых диодов и функция модуляции будет определена с точностью до разброса этих тепловых сопротивлений.

Это относительно простое решение получено для случая малой глубины модуляции греющей мощности, когда еще справедливо линейное приближение ВАХ вблизи рабочей точки. На практике необходимую функцию изменения тока проще реализовать, используя управление током (или напряжением) источника по сигналу обратной связи, пропорциональному переменной составляющей греющей мощности. Структурная схема устройства, реализующего эту функцию, показана на рис.1.

Напряжение на соответствующем выводе полупроводникового изделия  $Z$  подается на один вход перемножителя 4, сигнал пропорциональный току, втекающего в данный вывод, снимается с токосъемного резистора 3 через делитель 2 и подается на второй вход перемножителя. На выходе перемножителя образуется сигнал пропорциональный мгновенной мощности, выделяющейся в изделии. Постоянная составляющая исключается с помощью разделительного конденсатора, а переменная составляющая поступает на неинвертирующий вход операционного усилителя, на второй вход которого подается напряжение, изменяющееся по заданному закону. Разностный сигнал с выхода дифференциального усилителя поступает на управляемый источник тока или напряжения и изменяют его таким образом, чтобы уменьшить разностный сигнал до нуля.

Поскольку измерения тепловых параметров проводятся в НЧ диапазоне, то жестких требований к быстродействию этого устройства нет и оно может быть

реализовано с использованием обычных операционных усилителей и стандартных управляемых источников тока или напряжения.

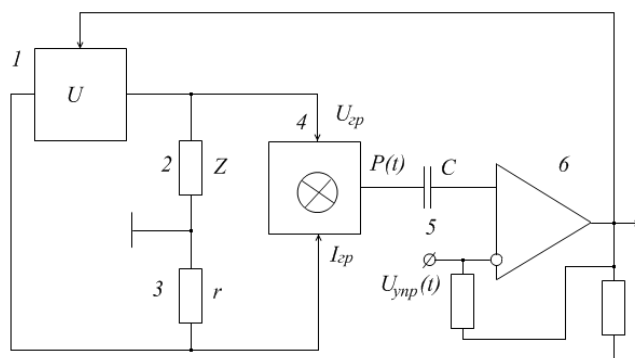


Рис. 1. Схема автоматического управления греющей мощностью

Для биполярных и полевых транзисторов в активном режиме непрерывное управление греющей мощностью реализуется достаточно просто путем задания постоянного тока эмиттера (или тока истока) и соответствующего изменения коллекторного (или стокового) напряжения [2]. В качестве температурочувствительного параметра (ТЧП) у биполярных транзисторов используется напряжение на эмиттерном переходе, а у полевых транзисторов - напряжение затвор-исток и нет необходимости переключать приборы из греющего режима в режим измерения. Для большинства же полупроводниковых изделий без такого переключения невозможно выделить и измерить ТЧП. В общем случае режим нагрева полупроводникового изделия периодически прерывается (греющая мощность при этом уменьшается практически до нуля) на некоторое время, необходимое для измерения ТЧП. В этом случае для определения теплового импеданса необходим гармонический анализ импульсной или ступенчатой мощности, модулированной по заданному закону, что представляет самостоятельную задачу, выходящую за рамки данной статьи.

Работа выполнена в рамках проекта 2.1.2./4606 Программы Рособразования РФ «Развитие научного потенциала высшей школы в 2009-2010 гг»

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1.Сергеев В.А. Методы и средства измерения тепловых параметров полупроводниковых приборов и интегральных схем//Электронная промышленность. - 2004.-№1.- С.45-48.

2.Сергеев В.А. Контроль качества мощных транзисторов по теплофизическим параметрам – Ульяновск: УлГТУ, 2000. – 253 с.

## 7. ПРОБЛЕМЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

---

УДК 621.317.328

*В. Е. Дементьев, С. В. Елягин*

### МОНИТОРИНГ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЗАГРЯЗНЕНИЯ ГОРОДА УЛЬЯНОВСКА

Приводятся результаты статистических испытаний, направленные на формирование прогноза уровня электромагнитного поля на некотором расстоянии от мест измерений. Выполнено предварительное построение электронной карты местности с нанесенными значениями уровня электромагнитного поля.

В последнее время значительную актуальность имеют задачи, связанные с исследованиями экологической ситуации в той или иной области. Среди таких задач можно выделить экологический мониторинг электромагнитной обстановки. Важность задачи обуславливается широким распространением радиопередающих устройств высокой мощности и необходимостью контроля за воздействием этих устройств на здоровье населения. В работах [1, 2] предложена новая технология дистанционного автономного мониторинга электромагнитного поля. Одним из результатов работы этой технологии являются набор актуальных карт электромагнитного загрязнения исследуемой территории. Для небольших территорий процесс получения данных (фактически пеший обход территории) может быть выполнен силами нескольких специалистов за достаточно длительный промежуток времени. Например, построение карты электромагнитного загрязнения территории Ульяновского государственного технического университета заняло около 2 месяцев. Понятно, что подобный подход весьма затратен и неприменим для значительных территорий. Для решения задачи построения карт электромагнитного загрязнения таких территорий предлагается воспользоваться услугами общественного транспорта. Действительно, постоянство и плотность городских маршрутов автобусов, троллейбусов, трамваев и маршрутных такси позволяет осуществлять достаточно качественное построение карт покрытия с приемлемой плотностью данных. Возникающая при этом проблема автоматизированной передачи на диспетчерский пункт измерительных данных решается за счет применения технологий беспроводной сети, а именно дооснащения мобильного измерительного терминала GSM модемом или устройством для работы в ZigBee сетях. Использование транспортных средств для измерения параметров электромагнитного поля приводит к необходимости доказательства адекватности данных, полученных на разных скоростях

движения транспортного средства. Для этого был проведен следующий эксперимент: был выбран участок улицы длиной 0.5 км вдоль которого с шестью различными скоростями (в оба направления) перемещался автомобиль с установленным измерительным устройством, состоящим из детектора радиосигнала, GPS приемника, карты памяти и микроконтроллера. Информация о параметрах электромагнитного поля со скоростью 125 измерений в секунду (каждое измерение есть среднее восьми измерений, получаемых через 1 мс) привязывалась к географическим координатам, скорости движения и записывалась в карту памяти. На рис. 1 приведены средние значения уровня сигнала (по всем скоростям) и его среднеквадратическое отклонение (СКО) в конкретных точках трассы.

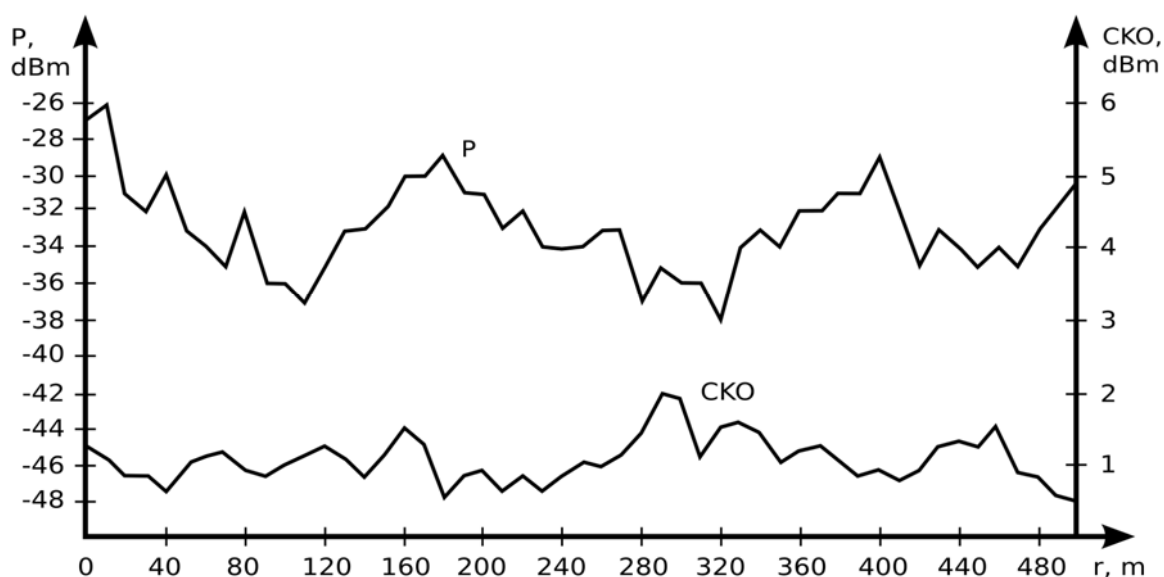


Рис. 1. Зависимость среднего уровня сигнала (по всем скоростям) и его СКО в конкретных точках трассы

Следует отметить, что в работе [3] было показано, что СКО уровня сигнала сети GSM в конкретной точке измерения составляет 0.94 - 1.28 дБм. Из рис. 1 видно, что СКО варьируется в подобных пределах. Поэтому можно сделать вывод, что измерения не зависят от скорости движения измерительного устройства. Это позволяет рекомендовать в качестве способа получения карт электромагнитного загрязнения установку автономного мобильного измерительного терминала на транспортные средства, движущиеся по установленным маршрутам.

Другой проблемой, связанной с проведением мониторинга уровня поля с помощью общественного транспорта, является необходимость экстраполяции результатов измерений на ближайшую территорию. Иными словами необходимо ответить на вопрос будут ли измеренные на улицах города данные актуальными не только для этих улиц, но и для прилегающих территорий. Для этого была проведена серия экспериментов, заключающаяся в проведении проездов по территории г. Ульяновска и измерении уровня электромагнитного поля. Об-

щее число измерений в ходе этих экспериментов превысило 1 млн., что дает основание считать полученные результаты адекватными реальным данным.

В связи с этим возникает задача выполнения прогноза показателей покрытия по имеющимся данным. Существует два подхода к решению данной задачи. Первый заключается в теоретическом расчете зон покрытия по априорно известным данным источников электромагнитного излучения (мощность, углы поворота/наклона, частота и пр). В силу отсутствия этих данных в настоящей работе будет выполнен прогноз покрытия вторым способом, а именно интерполяцией результатов измерений. Для применения любых алгоритмов интерполяции исследуемая территория разделяется на набор непересекающихся элементарных областей, т.е. дискретизируется. В рамках каждой такой области параметры поля считаются неизменными. Наиболее удачным способом такого разбиения следует признать деление на квадратные области со стороной 5 метров. Далее в каждой области проводится расчет уровня поля. Для того чтобы оценить адекватность подобного прогноза воспользуемся зависимостью коэффициента корреляции между усредненными значениями уровня поля от расстояния (рис. 2).

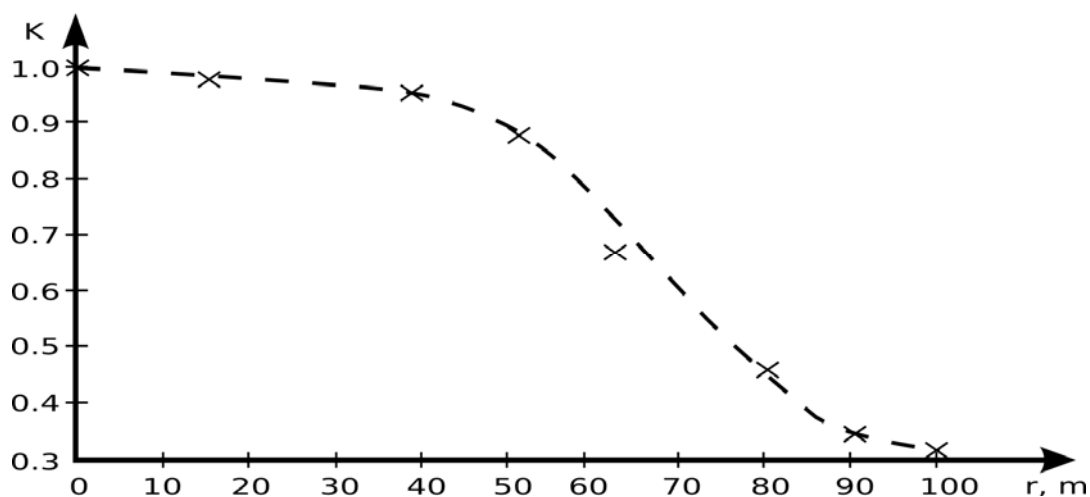


Рис. 2. Зависимостью коэффициента корреляции между усредненными значениями уровня поля от расстояния.

Анализ кривой показывает достаточно высокую взаимосвязь (коэффициент корреляции выше 0.95) между измерениями на расстояниях до 40 метров. На больших расстояниях взаимосвязь между измерениями теряется. Это позволяет рекомендовать проведение интерполяции измерений при проведении мониторинга на транспортных средствах в радиусе порядка 40 метров от точки измерения. Анализ известных алгоритмов для проведения интерполяции данных показывает, что наиболее приемлемым с точки зрения отношения качество/скорость является билинейная интерполяция по четырем точкам. Результат такой операции для проведенных измерений представлен на рис. 3.

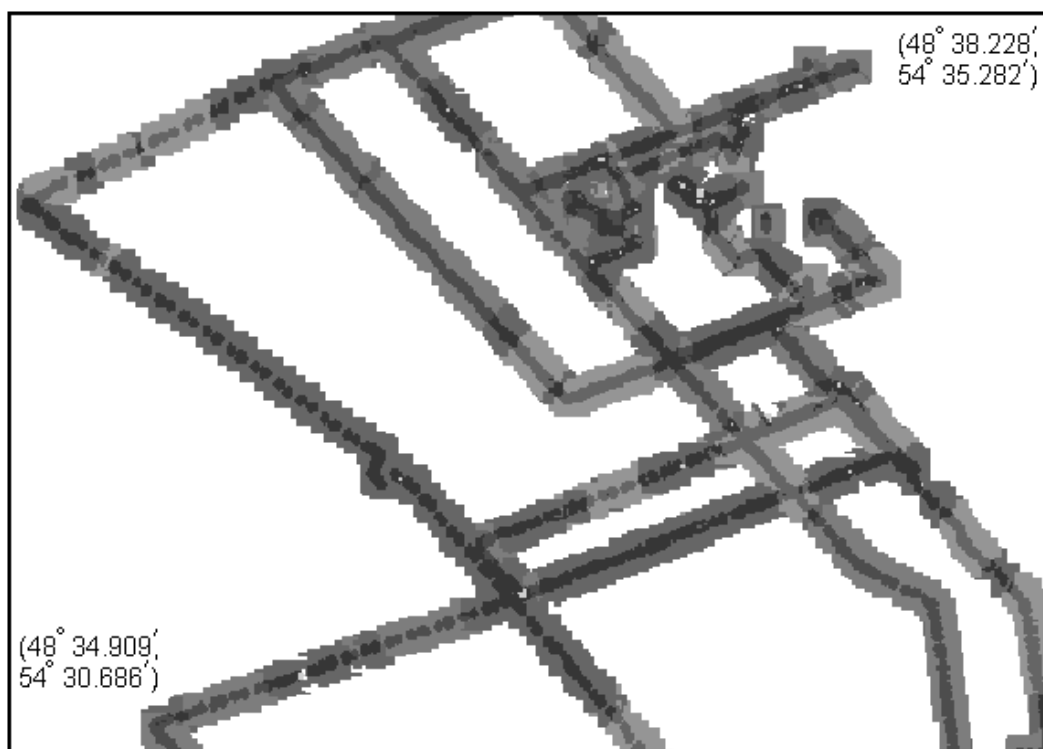


Рис.3. Отображение результатов измерений уровня электромагнитного поля с привязкой к географическим координатам

На рис. 3 результаты измерений уровня электромагнитного поля нанесены с привязкой к географическим координатам. Таким образом, следующим шагом должно стать решение задачи, направленной на формирование электронных векторных карт местности и их стыковка с результатами измерений.

Основным недостатком алгоритма интерполяции является его ограниченность в пространстве, т.е. неспособность производить качественный прогноз на значительном расстоянии от точки измерения. Очевидно, преодоление этого недостатка связано с комбинированием алгоритмов интерполяции с расчетом теоретического покрытия.

Таким образом, в настоящей работе по результатам серии реальных измерений уровня электромагнитного поля показана возможность использования транспортных средств при мониторинге, проведено исследование возможности интерполяции наблюдений, а так же выполнено отображение значений уровня электромагнитного поля на плоскости с привязкой к географическим координатам местности.

Поддержано грантом РФФИ 09-07-99002-р\_офи.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. на полезную модель №73144 Российская Федерация, МПК7 Н04Q9/00. Мобильный измерительный терминал уровня электромагнитного поля / Елягин С.В., Армер А.И.; заявитель и патентообладатель Ульян. гос. техн. ун-т. Бюл. №13, 10.05.2008.



2. Дементьев В.Е. Методика построения электронных карт электромагнитного загрязнения территории / Дементьев В.Е., Елягин С.В. // LXIV Научная сессия, посвященная Дню радио: Труды. – М.: НТО РЭС им. А.С. Попова, 2009. С. 401-402.

3. Елягин, С. В. Анализ эффективности электромагнитных экранов от излучения антенн стандарта GSM / С. В. Елягин // Радиоэлектронная техника : межвуз. сб. науч. тр. / под ред. В. А. Сергеева. - Ульяновск : УлГТУ. - 2008. - С. 29-33.

---

---

УДК 621.391

*Ю. Б. Камалов, М. Н. Служивый*

## **МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ПРОФИЛЯ ЗАДЕРЖЕК В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ В УСЛОВИЯХ МЕГАПОЛИСА И МОБИЛЬНОГО АБОНЕНТА**

В работе представлены результаты имитационного моделирования движения мобильного абонента в условиях мегаполиса. Проведено исследование корреляционных свойств задержек отдельных лучей, принимаемых на подвижном терминале. Показано, что нормированная корреляционная функция относительных задержек имеет неэкспоненциальный характер.

В настоящее время имеет место интенсивное развитие сетей мобильной связи. При этом одной из актуальных задач является задача качественного приема сигнала терминалом подвижного абонента, перемещающегося со значительной скоростью в условиях городской застройки [1]. Фактором, существенно препятствующим качественному приему является многолучевость, возникающая за счет множества переотражений сигнала от зданий и других объектов и выраженная в наличии временного рассеяния сигнала. Значительный интерес для практики представляет построение математической модели задержек сигнала, что является актуальным для систем связи, использующих адаптивные антенные решетки для разделения лучей [2].

В данной работе представлены результаты имитационного моделирования движения мобильного абонента, перемещающегося, в общем случае, с переменной скоростью (с ускорением) в условиях мегаполиса. Проведено исследование корреляционных свойств задержек отдельных лучей, принимаемых на подвижном терминале. Показано, что нормированная корреляционная функция (КФ) относительных задержек (относительно прямого луча с базовой станции) имеет неэкспоненциальный характер и может быть описана функцией:

$$R(\tau) = \exp(-\beta\tau^\alpha), \quad (1)$$

где  $\alpha = 1 \dots 2$ .

Конфигурация городской застройки, заложенная в имитационную модель, представляет собой три здания, расположенные на расстоянии 20...50 м от шоссе и разнесенные вдоль шоссе на расстояния 200...500 м. Транспортное средство (автомобиль) перемещается по закону

$$x(t) = x_0 + v_0 t + \frac{at^2}{2},$$

где  $x_0 = 0$  - начальная координата,  $v_0 = 0$  - начальная скорость,  $a$  - ускорение [ $\text{м}/\text{с}^2$ ]. После достижения некоторой скорости  $V$  абонент перемещается с постоянной скоростью  $V$  весь оставшийся путь.

На рис. 1 представлены зависимости нормированной КФ относительной задержки лучей при  $V = 22$  м/с (80 км/ч) и  $a = 2$  м/с<sup>2</sup>. При этом кривая 1 может быть аппроксимирована выражением (1) с параметрами  $\beta = 0.0035$ ,  $\alpha = 1.2$ , кривая 2:  $\beta = 0.0023$ ,  $\alpha = 1.2$ , кривая 3:  $\beta = 0.0016$ ,  $\alpha = 1.15$ .

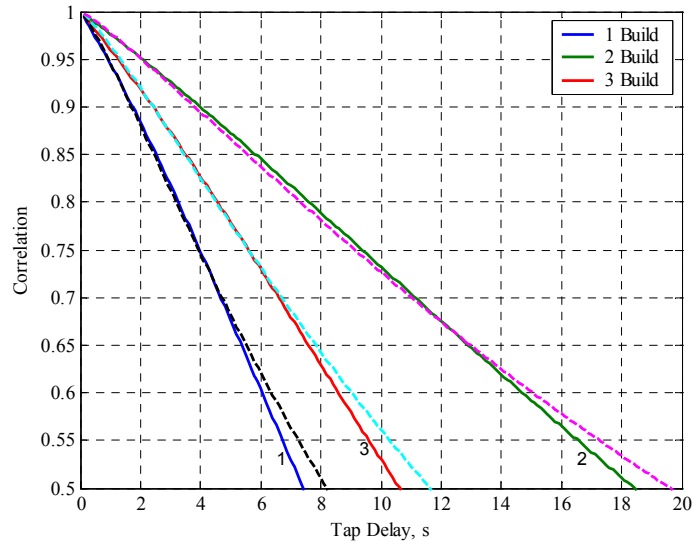


Рис. 1. Нормированная КФ задержек лучей при  $V = 22$  м/с (80 км/ч) и  $a = 2$  м/с<sup>2</sup>

На рис. 2 представлены зависимости нормированной КФ относительной задержки лучей при  $V = 40$  м/с (144 км/ч) и  $a = 3$  м/с<sup>2</sup>. При этом кривая 1 может быть аппроксимирована выражением (1) с параметрами  $\beta = 0.004$ ,  $\alpha = 1.25$ , кривая 2:  $\beta = 0.0028$ ,  $\alpha = 1.25$ , кривая 3:  $\beta = 0.002$ ,  $\alpha = 1.2$ .

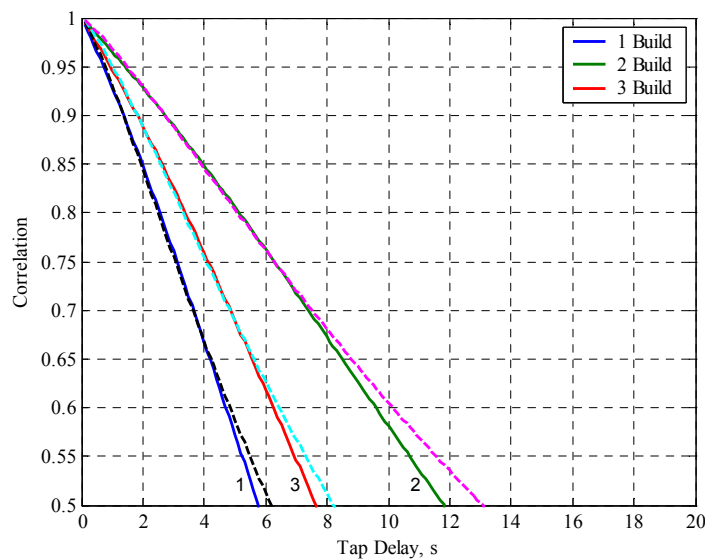


Рис. 2. Нормированная КФ задержек лучей при  $V = 40$  м/с (144 км/ч) и  $a = 3$  м/с<sup>2</sup>

Из сравнения рис. 1 и рис. 2 можно сделать вывод, что с увеличением ускорения корреляция задержек уменьшается. При этом наибольший спад имеет КФ для задержки луча, отраженного от ближайшего к абоненту здания.

Для разработки и практической реализации оптимальных алгоритмов предсказания и оценивания данные математические модели необходимо представить в виде временных рядов типа авторегрессии-скользящего среднего, что позволит синтезировать оптимальные рекуррентные алгоритмы оценивания текущих изменений задержек лучей и автоматически корректировать характеристики системы оценивания параметров лучей в таких системах как, например, РАКЕ-приемник.

Поддержано грантом РФФИ 09-07-97001-р\_поволжье\_a

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. Учебное пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 392 с.
2. Весоловский К. Системы подвижной радиосвязи. Пер. с польск. И.Д.Рудинского под ред. А.И.Ледовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 536 с.

---

---

УДК 51.74

*В. Е. Дементьев, А. Н. Репин, А. Г. Ташлинский*

## **ОЦЕНКА КАЧЕСТВА УСЛУГ СЕТЕЙ СОТОВОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ**

В работе с помощью методов математического моделирования получены оценки качества речи, передаваемой по каналам сотовой подвижной связи, и скорости передачи данных, как производных основных параметров покрытия сети сотовой подвижной связи. Показывается высокая адекватность найденных выражений.

В настоящее время в России проблема качества мобильной связи является достаточно актуальной. Свидетельства этому почти повсеместное распространение сетей сотовой подвижной связи (СПС) и постоянное увеличение спроса потребителя на такую массовую услугу как телефонная связь. Как следствие этого непрерывно усиливающаяся конкурентная борьба между отдельными операторами СПС на национальном телекоммуникационном рынке. Немаловажным становится и тот факт, что требования потребителей к качеству предоставляемых услуг связи становятся все более дифференцированными и жесткими, что важно для обеспечения эффективной экономической деятельности операторов СПС.

Однако, из-за специфики регионов, значительных размеров территорий, на которых развернуты сети СПС, высокого уровня проникновения сетей задача полноценного контроля качества предоставляемых услуг со стороны оператора является очень сложной и дорогостоящей. Сюда же можно отнести высокую себестоимость измерительных комплексов, высокие затраты на поддержание штата высококвалифицированных специалистов, затраты на их обучение и т.д. Кроме того, факторы, влияющие на измеряемые параметры, на основе которых и строится оценка качества той или иной услуги, не являются статичными, поэтому возникает задача определения адекватности результатов сопоставления данных, полученных в разное время и при различных условиях.

В работе [1] предложен простой и дешевый способ мониторинга качества услуг сетей СПС с применением технологии, основанной на использовании множества автономных мобильных измерительных терминалов (МИТ). Недостатком такого подхода к получению оценок качества является локальный характер измерений, и невозможность их простой экстраполяции на всю исследуемую территорию. Решить эту проблему призвана адаптивная аналитико-эмпирическая модель покрытия сети СПС [2, 3], позволяющая по результатам измерений делать прогноз оценок качества, обладающий заданной степенью достоверности. Модель предполагает автоматизи-

рованное деление (дробление) исследуемой территории на отдельные сегменты, в каждом из которых действует свой закон распределения электромагнитного сигнала, с оценкой параметров этих законов. Получаемая на ее основе карта покрытия территории носит кусочно-лоскутный характер: например, плотная городская застройка, лесопарковая зона и т.п. Совокупным результатом работы являются оценки основных параметров покрытия (уровень сигнала, интерференция и пр.) на всей исследуемой территории.

Однако оценка качества получаемых абонентом услуг имеет опосредованную связь с основными параметрами покрытия сотовой сети (параметрами, с которыми работает оператор, и которые могут регулироваться непосредственно на стороне сети). Абоненту, как потребителю услуги, важен не уровень сигнала или количество видимых станций, а, например, качество речи и скорость передаваемых данных по каналам GPRS. Эти параметры могут оцениваться абонентом как «некачественные» даже в случае высокого уровня мощности сигнала в заданной точке (например, при большой интерференции). И, наоборот, в случае низкого уровня сигнала при отсутствии других базовых станций, работающих в смежных частотных диапазонах, абонент может получать приемлемое качество услуг. В связи с этим возникает необходимость оценки параметров качества предоставляемых услуг, «удобных» для абонента как их конечного пользователя. Исходя из этого, в настоящей работе решается задача оценивания двух таких параметров: качества речи и скорости передачи данных как производных параметров покрытия сети.

При оценке качества передаваемой речевой информации применяются субъективные, квазисубъективные либо объективные методы. В последнее время чаще используются объективные методы оценки, позволяющие автоматизировать данный процесс, сделать его экономичнее и технологичнее и, что важно, осуществлять оценку качества без перерыва связи.

Известно, что на качество речи, передаваемой по цифровым каналам связи, влияет множество параметров, начиная от вида алгоритма сжатия сигнала и заканчивая погодными условиями. Анализ такого большого числа параметров не представляется возможным, и является, как правило, нецелесообразным. Для решения этой задачи целесообразно применить следующий подход. Все множество возможных параметров разделить на существенно и несущественно влияющие на качество речи. Естественным представляется игнорирование несущественно влияющих параметров (например, параметры гистерезиса  $C1$  и  $C2$ , определяющие поведение абонентского аппарата при изменении ряда параметров сигнала). Последняя группа параметров в свою очередь может быть разделена на два класса: зависимые от других параметров и независимые. Примером независимого параметра является, например, мощность сигнала ( $PWR$ ) – она полностью определяется уровнем сигнала (параметром  $RxLev$ ). Исходя из этого, логичным является анализ только независимых параметров, существенно влияющих на качество речи.

Для выявления значимых независимых параметров была произведена серия экспериментов, заключающихся в продолжительном объезде территории г. Ульяновска и замере параметров сети и качества передаваемой речи с по-

мощью специализированного МИТ. Для этого измеряющее устройство каждые 30 секунд совершало звонки на заданный номер автоответчика и сохраняло слышимый ответ (фиксированный речевой фрагмент, прошедший по каналу связи) во внутренней памяти устройства в виде несжатого звукового «wave» файла. Параллельно с этим производились измерения параметров сети. Эти измерения (уровневые характеристики сигнала в сервисной соте, интерференционные параметры, величины битовых ошибок, сигнальные сообщения третьего уровня, параметры соседних базовых станций и пр.), как и звуковой файл, привязывались к конкретной точке пространства и времени с помощью данных GPS приемника и также сохранялись в памяти для последующего представления и обработки полученных данных в ГИС-подобной системе. Кроме того, на карту памяти МИТ записывались факты неудачного установления соединений, несанкционированного абонентом обрыва соединения и коды предполагаемых причин этих событий (например, отказ в установлении соединения из-за перегрузки сети, потеря сигнального канала и пр.).

Основная проблема, возникающая при этом, заключается в том, что в процессе звонка параметры сети многократно меняются, вследствие перемещения абонентского устройства, изменения характеристик сети (например, количества свободных линий), погодных условий и пр. Для минимизации влияния описанных факторов измерения, фактически, проводились в несколько этапов. Каждый этап по времени длился не менее 5 минут; в ходе каждого этапа измерительный комплекс жестко устанавливался в определенной точке пространства и не перемещался. В ходе постобработки данных производилось автоматическое сравнение сохраненных речевых фрагментов с автоответчика и речевого фрагмента оригинального звукового файла с расчетом средней оценки разборчивости речи по шкале MOS [4]. Данная оценка строится с использованием алгоритма PESQ, рекомендованного Международным Союзом Электросвязи (рекомендация ITU-T P.862) и носит характер обобщенной субъективно-статистической перцепционной оценки качества речи на основе психоакустической модели.

Полученные таким образом оценка качества речи и параметры покрытия для каждого этапа усреднялись. В итоге было сформировано порядка 2000 наборов – пар «вектор параметров покрытия» - «оценка качества речи», что с учетом усреднения составляет достаточную статистику для выявления значимости параметров.

Используя метод ортогональных функций [5] получаем следующее выражение для оценки качества речи  $Y$  :

$$Y = 7.2 - 8.13 \text{ BER} - 0.029 \text{ C/I} + 0.013 \text{ RxLev} - 0.09 \text{ TA} - 7.08 \text{ FER} + 0.00023 \text{ C/I} \cdot \text{NbN} + 0.000012 \text{ BR} \quad (1)$$

где RxLev – уровень сигнала в дБ; C/I – интерференция в дБ, BER – величина битовых ошибок; TA – временная задержка; FER – величина ошибок передачи «фреймов»; NbN – число соседних базовых станций; BR – заявляемая базовой станцией скорость передачи данных («bitrate»).

При использовании подхода, заключающегося в последовательном наполнении математической модели наиболее удачными параметрами [6] зависимость принимает вид:

$$Y = 5.1 - 13 \text{ BER} - 0.023 \text{ C/I} + 0.013 \text{ RxLev} - 0.11 \text{ TA} \quad (2)$$

Последняя формула в силу простоты более предпочтительна, чем выражение (1). Следует также отметить, что такие важные параметры как качество (RxQual), мощность (PWR), частота несущей сигнала (FRQ) не нашли свое отражение в выражениях (1) – (2) в силу того, что они по результатам эксперимента или оказываются высококоррелированы с параметрами модели (например, качество сигнала RxQual определяется относительным числом битовых ошибок при передаче, поэтому почти полностью коррелировано с BER), или не оказывают никакого влияния на качество передаваемой речи (например, частота несущих сигнала FRQ).

Анализ выражения (2), а также взаимных корреляционных характеристик показывает, что число битовых ошибок (BER) является производным от других параметров. В случае его исключения и последующем пересчете коэффициентов модели выражение (2) принимает следующий вид:

$$Y = 5.2 - 0.0182 \text{ C/I} + 0.008 \text{ RxLev} - 0.12 \text{ TA} \quad (3)$$

Для измерения фактической скорости передачи данных представляется целесообразным применить следующий подход. В массив передаваемой информации через определенное число байт необходимо инкапсулировать специальные априорно известные информационные вставки. Выявление этих вставок при приеме позволяет в режиме реального времени оценивать скорость передачи/приема информации в разных режимах. Для этого необходимо запрограммировать GPRS модемы МИТ таким образом, чтобы они постоянно обменивались информацией фиксированного формата с FTP, HTTP и SMTP серверами, эмулируя, соответственно, файловый обмен, интернет трафик и работу электронной почты. Для минимизации влияния изменчивости параметров сигнала в ходе проведения эксперимента, как и в случае с оцениванием качества речи, описанному выше, весь процесс разобьем на этапы с последующим усреднением получающихся оценок по каждому из них. Все прочие условия для чистоты эксперимента оставим прежними.

После проведения постобработки накопленных данных было получено следующее выражения для величины скорости передачи данных  $Y$  (кбит/сек) по каналам GPRS:

$$Y = 52.48 - 0.47 \text{ C/I} + 0.31 \text{ RxLev} - 1.67 \text{ TA} + 3.1 \text{ TN} \quad (4)$$

где TN – число доступных в текущий момент «таймслотов» на трафиковом канале.

Для проверки адекватности полученных моделей значения, сохраненные в базе данных, последовательно подставлялись в выражения (1) – (3), и результат сравнивался с фактическими характеристиками качества. Кроме этого, для исключения возможных выбросов измерений, характерных для производных па-



раметров электромагнитных полей, проводилась медианная фильтрация значимых параметров и характеристик качества. Результаты сравнения сведены в таблицах 1–2.

Таблица 1

Результаты проверки адекватности выражения (3) оценки качества речи, сделанные по всем наблюдениям

Параметр	Оператор СПС	
	Ульяновск-GSM	SMARTS
Число наблюдений	20345	31349
Максимальное значение ошибки (%)	231	221
Минимальное значение ошибки (%)	0	0
Среднее значение ошибки (%)	12.2	11.2
Среднее значение ошибки после устранения выбросов (медианная фильтрация)	6.7	6.4

Таблица 2

Результаты проверки адекватности выражения (4) оценки скорости передачи данных, сделанные по всем наблюдениям

Параметр	Оператор СПС	
	Ульяновск-GSM	SMARTS
Число наблюдений	20345	31349
Максимальное значение ошибки (%)	611	576
Минимальное значение ошибки (%)	1	2
Среднее значение ошибки (%)	31.4	32.1
Среднее значение ошибки после устранения выбросов (медианная фильтрация)	14.2	13.4

Таким образом, средняя величина ошибки оценки качества речи после частичного удаления выбросов составляет величину порядка 6-7% для выражения (3). Большее значение ошибки для оценки скорости передачи данных (13-14%) объяснимо значительными флуктуациями реальной скорости GPRS и наличием на некоторых базовых станциях возможности работы по протоколам EDGE. Тем не менее, полученные значения (~138 кб ошибки на 1 Мб данных) являются вполне достаточными для построения карт покрытия и выполнения прогно-

зов. Все это позволяет рекомендовать соотношения (3) и (4) для мониторинга и построения оценок качества речи и работы услуг по передаче данных.

Работа выполнена при поддержке Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дементьев В.Е., Ташлинский А.Г. Мониторинг и оптимизация сетей сотовой подвижной связи // Сборник материалов всероссийского конкурса инновационных проектов по приоритетному направлению развития науки и техники «информационно-телекоммуникационные системы», Москва, 2006. - С. 197-198.
2. Dement'ev V. E., Minkina G. L. Usage of Image Processing Methods for Description and Optimization of Cellular Mobile Communications Networks // 8-th International Conference «Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies» (PRIA-8-2007): Conference Proceeding. Vol. 2. Yoshkar-Ola, 2007. Pp. 241-245.
3. Dement'ev V. E., Minkina G. L., Repin A. N. Using Methods of Image Processing for Describing and Optimizing the Network Coverage of Mobile Connections / Pattern Recognition and Image Analysis, 2009, Vol. 19, No. 1, pp. 84–88.
4. Бабков В.Ю., Вознюк М.А., Михайлов П.А. Сети мобильной связи. Частотно-территориальное планирование. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 224 с.
5. Самарский А.А., Михайлов А.П. Математическое моделирование: Идеи. Методы. Примеры. – 2-е изд., испр. – М.: Физматлит, 2002. – 320 с.
6. Бабков В.Ю., Польшцев П.В., Устюжанин В.И. Качество услуг мобильной связи. Оценка, контроль и управление. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 160 с.

---

---

УДК 621.05

*С. М. Степанов, Т. Н. Лунатова*

## **ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ СИСТЕМЫ ГЛОНАСС**

Рассмотрены направления развития спутниковой навигационной системы ГЛОНАСС и возможности ее использования совместно с системой GPS в различных отраслях народного хозяйства.

Спутниковые навигационные системы (СНС) ГЛОНАСС, созданная в России, и GPS, разработанная в США, имеют практически одинаковые характеристики, что создало предпосылки их совместного использования.

Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС предназначена для определения местоположения, скорости движения, а также точного времени морских, воздушных, сухопутных и других видов потребителей.

В США система GPS в составе 24 навигационных ИСЗ действует в полном составе с 1994 года. Российская система ГЛОНАСС развернута и действует в полном составе 24 навигационных ИСЗ с конца 1995 года.

Выявилась целесообразность совместного использования сигналов обеих систем, особенно в интересах гражданской авиации, и начались работы по созданию соответствующей объединенной (комбинированной) навигационной аппаратуры потребителей.

В России и США с 1991 года начались разработка и проведение экспериментальных работ по использованию дифференциальных режимов СНС ГЛОНАСС и GPS. Было экспериментально подтверждено, что дифференциальный режим (ДР) повышает точность местоопределения подвижных объектов до единиц метров, что дает возможность обеспечить, например, посадку самолетов на необорудованные посадочными радиотехническими средствами аэродромы или проводку судов в узких и сложных фарватерах. Дальнейшее совершенствование дифференциальных методов спутниковой навигации позволяет выйти на геодезическую (сантиметровую) точность определения местоположения.

Было также принято решение об использовании систем ГЛОНАСС и GPS в качестве элементов Глобальной навигационной спутниковой системы (GNSS), а также рекомендации о совместном использовании этих систем, с целью повышения точности, надежности и целостности навигационного обслуживания. В июле 1996 г. между РФ и ИКАО было заключено соглашение об использовании системы ГЛОНАСС в качестве элемента GNSS наряду с американской системой GPS.

В настоящее время в рамках комитета ИКАО по глобальной навигационной спутниковой системе GNSS проводится разработка стандартов, рекомендуемой практики и других документов, необходимых для использования систем

ГЛОНАСС и GPS. В этих работах принимает участие и Российская Федерация. ИКАО решило, что после 2000 года GNSS должна быть единственным средством навигационного обеспечения воздушных судов международной гражданской авиации.

В данный момент основным фактором, препятствующим использованию системы ГЛОНАСС гражданской авиацией как в России, так и за рубежом, является отсутствие серийной бортовой аппаратуры потребителей.

Если в развитии основных подсистем СНС ГЛОНАСС и GPS (орбитальная группировка, ракетно-космический комплекс, наземный комплекс управления, специальное математическое обеспечение) между Россией и США существует некоторый паритет, то в разработке, серийном производстве и в оснащении навигационной аппаратурой потребителей наше отставание можно считать стратегическим. Это отставание ведет за собой значительные экономические потери в виде упущенной выгоды от использования СНС, утрату существующих и будущих рынков сбыта радионавигационной аппаратуры, вытеснение России из мировых авиационных и морских транспортных систем, необходимость закупки зарубежной аппаратуры потребителей.

Навигационная аппаратура потребителей для народно - хозяйственного использования в России не производилась, если не считать единичных экземпляров аппаратуры, разработанной в 1990 году и поставляемой на головные образцы самолетов Ту-204, Ил-96, Ил-114. В США навигационная аппаратура потребителей СНС GPS выпускается серийно, объем ее производства и реализации на рынке (в том числе и в России) составляет десятки тысяч комплектов в год. К настоящему времени выпущено более 100 тыс. комплектов аппаратуры. Положение дел с обеспечением российских потребителей аппаратурой СНС ГЛОНАСС становится еще более нетерпимым, поскольку быстро растет неудовлетворенный спрос на комбинированную аппаратуру потребителей, работающую по сигналам ГЛОНАСС/GPS. который обеспечивается поставкой западной (в основном американской) аппаратурой, работающей по сигналам системы GPS. Таким образом, многомиллиардные капиталовложения в разработку и развитие СНС ГЛОНАСС, перспективного варианта ГЛОНАСС-М окажутся бесполезными для экономики России без принятия неотложных мер по оснащению гражданских потребителей НАП указанной системы.

Реализация настоящей Программы даст возможность выйти на уровень мировых достижений в разработке подсистем и средств потребителей СНС ГЛОНАСС и GPS, организовать серийное производство этой техники в России, оснастить гражданских потребителей, даст новый мощный стимул развитию всех видов транспорта, дорожного хозяйства, геодезии и океанографии, систем управления народно - хозяйственными комплексами

Целью данной статьи является изучение способов внедрения аппаратуры потребителей, работающей по сигналам отечественной системы ГЛОНАСС, для решения задач навигационного обеспечения и управления транспортными средствами, геодезии и океанографии, добычи ресурсов и научных исследований, а также организация серийного производства навигационной аппаратуры, обеспечивающей работу по сигналам СНС ГЛОНАСС и ГЛОНАСС/GPS.

Задачи, требующие навигационного обеспечения гражданских потребителей СНС, подразделяются на:

- транспортные
- прикладные
- научные.

Различия динамических характеристик и условий движения подвижных объектов, необходимость обеспечения повышенной (сантиметровой) точности местоопределения для ряда задач, необходимость решения широкого класса научных задач определяет, с одной стороны, многообразие типов навигационной аппаратуры потребителей, а с другой стороны - каждая группа потребителей предъявляет к навигационному обеспечению свои технические требования. Основными техническими требованиями потребителей СНС к навигационному обеспечению являются:

- глобальная область действия;
- высокая эксплуатационная готовность системы;
- высокая точность определения навигационных параметров и времени;
- требуемая целостность определения навигационных параметров и времени.

Требования к точности местоопределения зависят от характера решаемых задач. Численные значения точности местоопределения (среднеквадратическая погрешность - СКП) изменяются в широких пределах от долей метра до нескольких километров. Высокая точность местоопределения требуется при заходе на посадку и посадке воздушных судов по категориям I, II и III ИКАО и маневрирования морских и речных судов в портах, а также при решении задач геодезии, картографии, гидрографии. Эта точность может быть обеспечена только при использовании дифференциальных подсистем СНС, а также фазовых методов измерений.

Доступность СНС характеризуется вероятностью получения потребителем достоверной информации о своем местоположении в заданный момент времени и с требуемой точностью. Требования к доступности изменяются в зависимости от используемых транспортных средств и задач, решаемых потребителем.

Исходя из обеспечения безопасности полетов самолетов и плавания морских и речных судов, наиболее высокие требования, при которых доступность должна, практически, равняться единице, предъявляются воздушными, морскими и речными потребителями при заходе на посадку по категориям ИКАО и маневрировании в портах и узкостях.

Целостность СНС характеризует способность системы обнаруживать свое неправильное функционирование и исключить возможность использования в случаях, когда рабочие характеристики выходят за допустимые пределы. Численно целостность системы оценивается вероятностью оповещения потребителей при нарушении работы системы в пределах допустимого интервала времени.

Основные направления внедрения:

1. Совершенствование и оптимизация структуры средств потребителей СНС ГЛОНАСС
2. Развитие научно - технического комплекса.

3. Развитие производственно - технического комплекса.
4. Совершенствование нормативно - технической базы.
5. Повышение конкурентоспособности навигационной аппаратуры пользователей отечественного производства.
6. Обучение персонала.

### Совершенствование и оптимизация структуры средств потребителей СНС ГЛОНАСС

Это направление базируется на идее совместного использования СНС ГЛОНАСС и GPS, создании, по существу, единой интегрированной навигационной аппаратуры для воздушных, морских, речных, наземных и космических потребителей.

Совместное использование ГЛОНАСС и GPS предполагает:

- возможность совместного использования навигационных параметров каждой из систем при решении различными потребителями навигационных задач определения точного местоположения;
- интегрирование навигационной аппаратуры потребителей, способной работать по обеим системам.

Для совместного использования систем необходим учет имеющихся расхождений в используемых системах координат (ПЗ-90 для ГЛОНАСС. WGS-84 для GPS) и шкалах отсчета времени обеих систем

Аппаратные и программные средства для устранения этих расхождений разрабатываются ожидается выпуск соответствующих международных стандартов, что явится предпосылкой для унификации и оптимизации интегрированной навигационной аппаратуры потребителей СНС ГЛОНАСС и GPS.

Основными направлениями проведения исследований в Программе являются:

- разработка концептуальных вопросов использования системы ГЛОНАСС для различных гражданских потребителей:
- определение, исходя из требований различных потребителей, а также международных стандартов и практики предложений по проведению мероприятий по поддержанию и дальнейшему развитию системы ГЛОНАСС;
- определение основных принципов создания дифференциальных подсистем по видам гражданских потребителей;
- решение вопросов по совместному использованию потребителями сигналов СНС ГЛОНАСС и GPS, в том числе расхождения систем координат ПЗ-90 (Россия) и WGS-84 (США), а также бортовых шкал времени
- разработка технических средств потребителей, обеспечивающих совместное использование систем СНС;
- разработка и внедрение станций определения дифференциальных поправок и контроля целостности;
- разработка и внедрение линий передачи данных для передачи дифференциальных поправок, данных контроля целостности и данных в различных диапазонах частот для создания системы автоматического зависимого наблюдения (АЗН) для различных транспортных средств;

- разработка средств сопряжения с автоматическими системами объектов и отображения навигационной информации;
- интеграция аппаратуры потребителей.
- разработка необходимой нормативно - технической и нормативно - правовой базы, учебно-методического обеспечения методов и средств сертификации и контроля оборудования.

Необходимо в самый короткий срок сформулировать производственно - технологическую кооперацию, осуществить полномасштабную подготовку производства и начать производство навигационной аппаратуры потребителей

Россия как участник мирового радионавигационного сообщества является членом международных и национальных организаций (ИКАО, ИМО, МАМС, МЭК, МККР, РТСМ) и активно работает в них.

### СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Надежность технических систем и техногенный риск. Учебное пособие. Мехоношин В.С. Ульяновск УВАУ ГА, 2006 г.
2. Концепция и системы CNS/ATM в гражданской авиации. Под редакцией Г.А.Крыжановского. Москва ИКЦ “Академкнига”, 2003 г.
3. Спутниковые системы навигации и управления воздушным движением А.И.Лонгвин, В.В.Соломенцев, Москва МГТУ ГА, 2005 г.

---

---

УДК 621.397

*Н. Г. Захаров, И. В. Фролов*

## **ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЕЛЕЭКРАНОВ НА ОСНОВЕ ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ И ПЛАЗМЕННЫХ ПАНЕЛЕЙ**

Рассмотрены принципы работы и устройства телеэкранов на основе жидкокристаллических и плазменных панелей. Приведены их сравнительные эксплуатационные характеристики.

Передача информации человеку посредством изображений наиболее эффективна. Поэтому совершенствованию выходных видеоустройств, с которых человек непосредственно считывает информацию, уделяется особое внимание. До середины девяностых годов прошлого столетия в подавляющем большинстве случаев в качестве устройства отображения видеоинформации использовалась электронно-лучевая трубка (ЭЛТ). Однако телевизионные экраны (кинескопы) на основе ЭЛТ имеют ряд принципиально неустранимых недостатков, ограничивающих среду их применения. Устройства на основе ЭЛТ имеют большие габариты по глубине, относительно большой вес, значительное потребление энергии, невозможность создания идеально плоского экрана, неизбежные искажения раstra на краях изображения. Кинескоп очень чувствителен к тряске. Сотрясение или удар могут привести к потере вакуума в трубке или деформации теневой маски, что приведет к невозвратной потере качества воспроизведения цветных передач. Кроме того, для работы кинескопа необходимы напряжения, опасные для жизни человека. Поэтому в течение многих лет и в настоящее время идут упорные поиски идей и конструкций, позволяющих наблюдать изображение на плоском экране воспроизводящего устройства, что позволяет найти практическую реализацию воспроизводящих устройств на жидких кристаллах и на плоских плазменных экранах [1].

Жидкокристаллические (ЖК) экраны относятся к разряду устройств, в которых функции излучения и модуляции светового потока разделены. В этих устройствах телевизионный сигнал воздействует на пространственный модулятор света, модулирующий световой поток от внешнего источника одновременно по поверхности всего телевизионного изображения. В пространственном модуляторе света под действием модулирующего ТВ сигнала меняется прозрачность модулирующей среды, в результате чего световой поток, проходящий через нее, изменяется по интенсивности в соответствии с распределением плотностей отдельных участков (пикселей).



Работа ЖК экранов основана на явлении поляризации светового потока [2]. Известно, что поляроиды осуществляют деление изображения путем поляризации световых пучков во взаимно перпендикулярных плоскостях. Поляроид пропускает только ту составляющую света, вектор электромагнитной индукции которой лежит в плоскости, параллельной оптической плоскости поляризатора. Для оставшейся части светового потока поляроид будет непрозрачным. Данный эффект называется поляризацией света. Два скрещенных (ортогональных) поляризатора, помещенных на пути светового потока, полностью непрозрачны для света. Открытие свойств жидких кристаллов изменять угол поляризации под действием электростатического или электромагнитного полей позволяет создать электронно-оптический модулятор света, прозрачность которого меняется под действием приложенного напряжения.

Основными элементами модулятора света являются два скрещенных поляризатора и помещенная между ними жидкокристаллическая ячейка, угол поворота плоскости поляризации которой может регулироваться. Прозрачность электронно-оптического модулятора изменяется при изменении угла поворота плоскости поляризации. Принцип работы ячейки жидкокристаллического экрана поясняется на рис. 1.

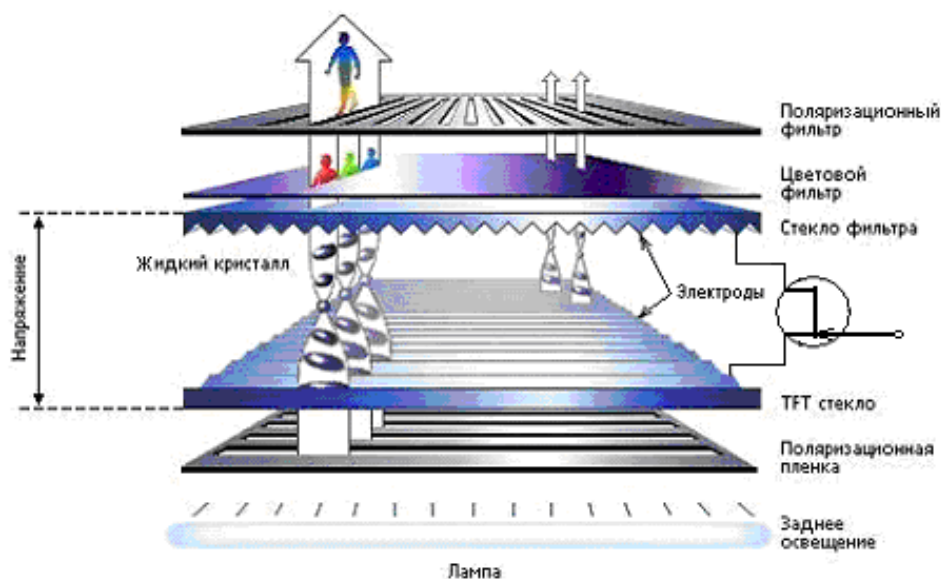


Рис. 1. Принцип работы ячейки ЖК экрана

Экран состоит из нескольких слоев, основными из которых являются две стеклянные пластины, на которые нанесены полосковые электроды. Две пластины соединяются, оставляя зазор, который заполняется жидким кристаллом. Полосковые электроды пластин скрещены. В точках пересечения полосковых электродов образуются элементарные конденсаторы, напряжения на которых, создаваемые элементарными транзисторами, определяют угол поворота плоскости поляризации, а следовательно, и прозрачность элементарной ячейки. С внешней стороны стеклянных пластин располагаются поляризационные фильтры, векторы поляризации которых ортогональны. При подаче потенциала на некоторую пару полосковых

электродов активизируется ячейка, на которой вертикальный и горизонтальный электроды пересекаются. Коммутация потенциалов осуществляется по закону развертки, используемой в телевидении. Схема строчной развертки переключает с тактовой частотой импульсы с одного вертикального электрода на другой. Схема кадровой развертки осуществляет перекоммутацию горизонтальных электродов.

Для воспроизведения цветowego изображения ЖК панель покрывается цветными светофильтрами, размеры и форма которых соответствуют размерам модулирующей ячейки. Цветные фильтры для красного, зеленого и синего цветов расположены близко друг к другу в одной стеклянной колбе. Каждый пиксель (элементарная ячейка) состоит из трех ячеек указанных цветов (субпикселей). Это означает, что при разрешении 1280x1024 точки экран содержит 3840x1024 транзистора и пиксельных элемента. Шаг пикселя в этом случае составляет 0,28 мм (рис. 2).

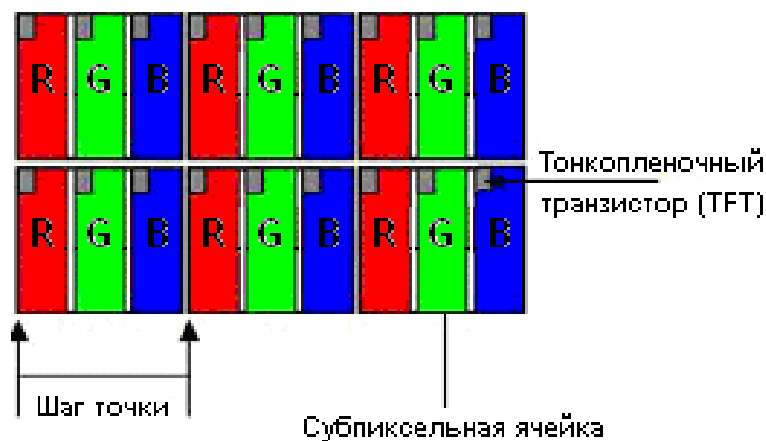


Рис. 2. Строение пикселя ЖК экрана

ЖК экран плоских телевизоров работает на просвет. Поэтому обязательным компонентом ЖК экрана является лампа задней подсветки (обычно неоновая). Для сокращения габаритов лампа помещается на боковой части экрана, а напротив нее – отражательное зеркало.

ЖК экраны обладают рядом преимуществ перед кинескопами, среди которых малая толщина экрана, малое потребление энергии, малый вес, высокое разрешение, высокая яркость и контрастность, отсутствие геометрических искажений, отсутствие искажений растров и их мелькания.

Принцип работы плазменных дисплеев следующий: каждая цветная точка экрана - пиксель состоит из трех ячеек-субпикселей [2]. Субпиксель представляет собой микроскопическую флуоресцентную лампу, излучающую только один из основных цветов: красный, зелёный или синий (рис. 3). Регулируя яркость свечения лампы, можно получить различные оттенки.

Свечение в плазменных дисплеях достигается тем, что внутри трубки запаян инертный газ (например, аргон), который используется в качестве стабилизатора дугового разряда. Инертный газ в нормальном состоянии электрически нейтрален, но под действием приложенного напряжения он превращается в плазму – газ, состоящий из свободных электронов и поло-

жительных ионов. Из-за разницы потенциалов электроны движутся к положительному электроду, а ионы – к отрицательному электроду. Подобное движение приводит к столкновению с атомами. При каждом столкновении атом набирает энергию, и электроны переходят на более высокую орбиту. Когда они возвращаются на изначальную орбиту, то испускают фотон – квант света. Излучаемый свет является результатом движения плазмы в условиях сильного электрического поля.

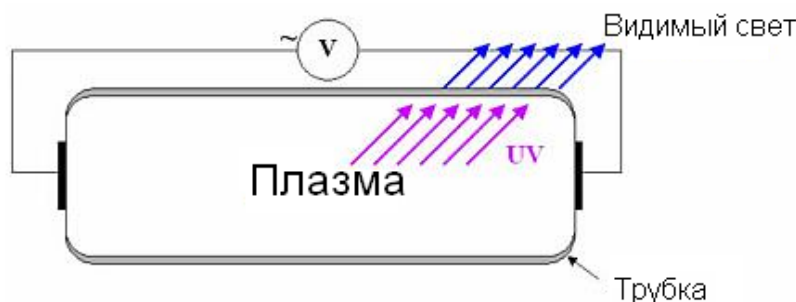


Рис. 3. Принцип работы ячейки (субпикселя) плазменной панели

Но приложения постоянного потенциала к полюсам трубки недостаточно. Внутри плазмы должно постоянно существовать движение, чтобы излучать свет, поэтому к полюсам прикладывается переменный ток. В итоге ионы газа движутся то в одну сторону, то в другую сторону.

Плазма создает ультрафиолетовое свечение, невидимое для человеческого глаза. Ультрафиолетовое излучение имеет длину волны, короче видимого света, поэтому его удобно с помощью разных люминофоров превращать в любой цвет, видимый глазом. Для этого на стенки трубки наносят порошок, чувствительный к ультрафиолетовому излучению, который является люминофором, то есть преобразует одну форму излучения в другую. Люминофоры излучают один из основных цветов: красный (R), зеленый (G) и синий (B). Принцип действия пикселя представлен на рис. 4.

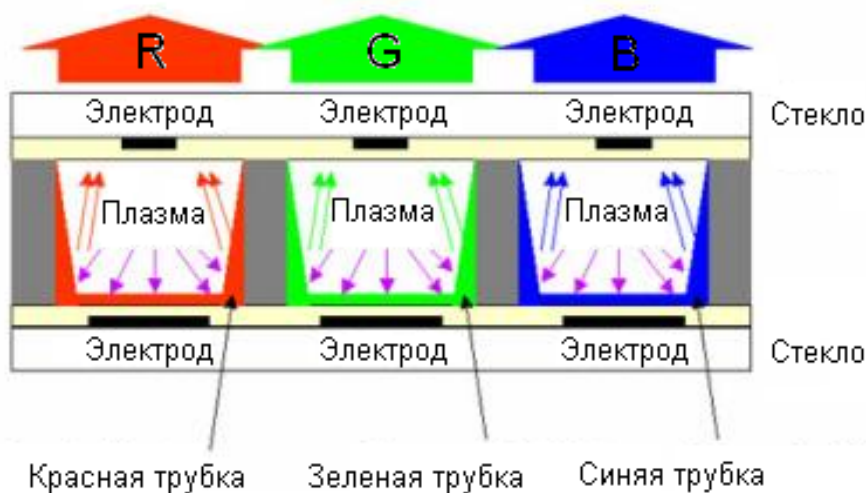


Рис. 4. Принцип работы пикселя плазменной панели

Изготовление плазменных панелей – задача довольно сложная. На одной панели необходимо разместить несколько миллионов пикселей и в три

раза больше субпикселей. Причем к каждому субпикселю необходимо подвести два электрода. Поэтому, так же как и в ЖК панелях, используются вертикальные (адресные) электроды и горизонтальные (сканирующие) электроды. Развертка изображения производится зажиганием пикселей в точках их пересечения [3]. Подавая управляющие сигналы на вертикальные и горизонтальные электроды, нанесенные на внутренние поверхности стенки панели, схема управления осуществляет соответственно строчную и кадровую развертку раstra телевизионного изображения. При этом яркость каждого элемента изображения определяется временем свечения соответствующей ячейки плазменной панели. Плазменные панели чаще всего используются в высококачественных видеосистемах большого формата. Плазменные панели безопаснее кинескопов телевизоров. Они не создают вредных магнитных и электрических полей и не имеют рентгеновского излучения.

Если обратиться к сравнительным характеристикам ЖК и плазменных панелей, то можно отметить следующее: в настоящее время технология изготовления ЖК панелей позволяет выпускать панели по размерам, близким к размерам плазменных панелей.

Контрастность плазменных панелей выше, чем у ЖК. Время отклика пикселя у ЖК панелей больше, чем у плазменных панелей. Это приводит к «размытию» изображения при быстром движении объектов, но при современном развитии ЖК технологии этого недостатка удастся избежать.

Равномерность освещения плазменной панели одинакова по всему раstrу изображения. Добиться равномерности освещения у ЖК панели сложно, так как это зависит от качества лампы подсветки. Яркость изображения плазменной панели выше, чем яркость ЖК панелей.

Плазменные панели, в отличие от ЖК, потребляют примерно вдвое больше электроэнергии. Срок службы ЖК панели также примерно вдвое больше, чем плазменных.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.

1. Мухин И. А. Современные плоскпанельные отображающие устройства. // «BROADCASTING Телевидение и радиовещание». – 2008. - №1. – С. 43-47.
2. Колесников С. И. Жидкокристаллические и плазменные мониторы: технологии и принципы. // Компьютер-Информ. – 2007. – №8.
3. Мухин И. А. Принципы развертки изображения и модуляция яркости свечения ячейки плазменной панели. «Труды учебных заведений связи № 168», Санкт-Петербург, 2007, СПбГУТ, стр.134-140.

---

---

УДК 621.223

*Г. Ф. Афанасьев, Т. В. Афанасьева, М. А. Кандаулова*

## **НОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭНЕРГИИ ТЕЧЕНИЙ ДЛЯ УСТАНОВОК НЕТРАДИЦИОННОЙ ЭНЕРГЕТИКИ**

Рассмотрены варианты компоновки силовых колес со смещенным центром вращения и их качественные показатели, необходимые для построения эффективных речных бесплотинных энергоустановок.

В настоящее время во всем мире, в России особенно, электрическая энергия вырабатывается в основном гидравлическими, атомными и тепловыми электростанциями, которые наносят немалый вред окружающей среде [1]. Это можно показать на примерах построения больших ГЭС на Волге и других реках, когда затопляются значительные территории с последующим изменением среды обитания животного мира, что приводит к вымиранию отдельных видов этого мира. К таким же, а иногда и более тяжелым последствиям приводят аварии на крупных ГЭС и АЭС. Ученые всего мира, работающие в области экологии и энергетики, давно пришли к выводу о необходимости внедрения экологически чистых источников энергии, к которым относятся ветро-энергетические установки (ВЭУ), установки преобразующие солнечную энергию (СЭУ), энергию волн и приливов и др.

В ряде стран (Америка, Германия, Франция, Норвегия, Швеция, Дания, Япония, Китай и др.) активно работают над созданием и внедрением энергоустановок с большими (МГВт) мощностями. Россия имеет огромные территории с малочисленным населением, которые, как с экономической так и с практической точки зрения, невозможно обеспечить дорогостоящими высоковольтными линиями передачи электроэнергии от крупных электростанций. В этом случае, как само собой разумеющееся, целесообразно внедрять источники нетрадиционной энергетики, которые, в свою очередь, не ухудшают экологическое состояние природы, что в настоящее время весьма актуально. Однако, из анализа публикаций по энергетике, видно, что по использованию в энергетике, например, ВЭУ, Россия, в отличие от выше перечисленных стран, активно работающих в этой отрасли, находится на уровне слаборазвитых африканских стран. Установленная мощность ветроустановок, подключенных к электрическим сетям в России на 2001г. составляла 7 МВт, в то время как в Германии- 8754 МВт, в Испании- 3337 МВт, в США- 2525 МВт и т.д. [2]. Какая разница! Производство электроэнергии за счет ВЭУ в 1993г. (процент от общего производства) в России был 0,24 %, в то время как в Дании- 12,3%, в Германии- 2,72%, в США- 2,21% и т.д. [2].

Одним из наиболее эффективным направлением развития возобновляемой энергетики России является использование гидравлической энергии с помощью микро- и малых ГЭС [3]. Речь идет о внедрении речных ГЭС с мощностью от десятков до несколько сотен кВт. Однако речи почти не ведется об использовании энергии малых рек с шириной до десятка метров и незначительной глубиной (от 0,8 до 1÷2 м), которые, как паутина, опутывают практически всю территорию России. Вместе с тем, подавляющая часть сельских населенных пунктов размещены рядом с такими речками, на которых можно устанавливать целые каскады бесплотинных энергоустановок, в т.ч. и индивидуального типа, простых по конструкции, с малым сроком окупаемости, легко демонтируемых на зимний период (когда эти реки замерзают). Анализ усредненной стоимости электроэнергии на различных видах топлива, приведенный в [2], показал, что она - самая малая при использовании микро- и малых ГЭС.

В Ульяновском государственном техническом университете ведутся разработки элементов для бесплотинных электростанций (от сотни Вт до нескольких кВт), способных быть установленными на самых малых реках (шириной от 3 м и глубиной от 0,8 м и более). Получены более 10 патентов на полезные модели водяных и ветроводяных колес со смещенной осью вращения и комбинированными лопастями, которые обладают более высоким крутящим моментом по сравнению с обычными колесами [4] и при их одинаковых размерных габаритах (Патент на полезную модель №82785, № 86254, № 86673 и др.). На рис.1 схематически показана простейшая конструкция ветроводяного колеса с двумя рычажными парами и четырьмя лопастями.

Конструктивной особенностью новых видов ветроводяных колес является ротор, состоящий из ступицы (1) с осевыми наконечниками (7), как минимум, двух парных рычагов (2) с лопастями (3) на противоположных концах. Ротор размещен в раме (6), внутри которой по центру закреплен опорный обод (4) (в зависимости от ширины лопастей (3) их может быть два и более). Ось ротора размещена в раме асимметрично таким образом, чтобы длина рычагов вертикально расположенных лопастей (перпендикулярных направлению движения потока воды или ветра) была в соотношении, как минимум, 2:1, причем длиннее рычаг тот, который создает положительный момент вращения.

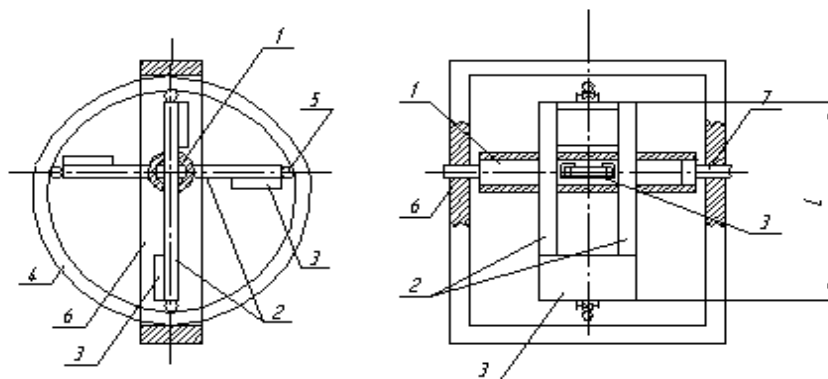


Рис.1. Конструкция водяного колеса со смещенным центром вращения

Разница в длине рычагов противоположных лопастей создается за счет перемещения парных рычагов (2), перемещающихся по отверстиям сквозь ступицу (1) в зависимости от угла поворота. Смещение парных рычагов определяется конфигурацией опорного обода (4), на который при вращении опираются рычажные пары с помощью роликов (5) на их консолях.

На рис.2 представлены схематически разновидности ветроводяных колес с комбинированными лопастями, позволяющими достичь более высокого коэффициента преобразования энергии потока воды или ветра во вращающий момент и повышения мощности установки в целом.

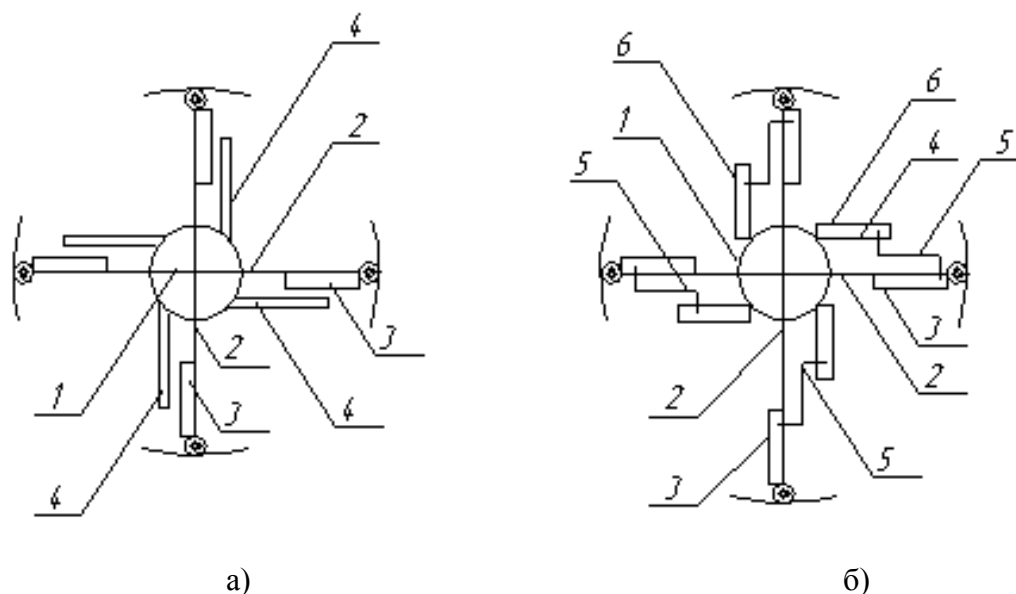


Рис.2. Водяные двигатели с двух- и трехсекционными лопастями

На рис.2 (а) схематически показано колесо с двухсекционными лопастями, где на ступице (1) закреплены жестко лопасти (4), а на рычажных парах- лопасти (3), смещающиеся вместе с рычагами [5]. На рис.2 (б) показано колесо с трехсекционными лопастями (3, 5, 6) [6]. Лопастями (6), как и в предыдущем варианте,- закреплены жестко на ступице (1), лопасти (3)- на концах рычагов (2), лопасти (5)- промежуточные, независимые, смещение которых ограничено в промежутке между неподвижными лопастями (6) и лопастями (3). Такая конструкция позволяет получить отношение рычагов противолежащих лопастей 3:1. в подобных конструкциях повышение эффективности преобразования может быть достигнуто заменой секций плоских лопастей на концах рычажных пар или секций, закрепленных жестко на ступице, ( в зависимости от того, на что рассчитано колесо- на воду или ветер) лопастями Савониуса [7, 8].

Выше перечисленные конструкции могут быть установлены на поплавках, поптопах и других приспособлениях вдоль участков малых рек без возведения платин и обеспечить электроэнергией потребителей, не требующих высокого качества формы и частоты напряжения, например, для обогревательных приборов или освещения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Селизнев Н. Новый ветродвигатель // Энергетик, №1, январь 2005г. с.7.
2. Безруких П.П. Состояние и тенденции развития нетрадиционных возобновляемых источников энергии // Электрика, №4, 2003г. с.3-13.
3. Бляшко Я.И. Состояние и перспективы возобновляемой энергетики в России // Электрика, №4, 2004г. с.3-18.
4. Егошин Л.А. Ветровое колесо новой конструкции // Промышленная энергетика, №12, 2000г. с.47-48.
5. Патент на полезную модель RU №82785 Ветроводяное колесо/ Г.Ф.Афанасьев, Т.В.Афанасьева, опубликовано 10.05.2009г. бюл. №13.
6. Патент на полезную модель RU №86254 Ветроводяное колесо/ Г.Ф.Афанасьев, Т.В.Афанасьева, опубликовано 27.08.2009г. бюл. №24.
7. Патент на полезную модель RU №86255 Ветроводяное колесо/ Г.Ф.Афанасьев, Т.В.Афанасьева, опубликовано 27.08.2009г. бюл. №24.
8. Патент на полезную модель RU №86673 Ветроводяное колесо/ Г.Ф.Афанасьев, Т.В.Афанасьева, опубликовано 10.09.2009г. бюл. №25.



## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

<b>Абрамов Геннадий Николаевич</b>	Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиотехника» Поволжского государственного университета сервиса, г. Тольятти. Область научных интересов: измерение параметров импульсных сигналов.
<b>Абрамов Юрий Геннадьевич</b>	Аспирант Поволжского государственного университета сервиса. Область научных интересов: элементы и устройства вычислительной техники.
<b>Авдеев Сергей Петрович</b>	Кандидат технических наук, доцент Южного федерального университета «Технологический институт», г. Таганрог. Область научных интересов: технология электронных приборов. e-mail: <a href="mailto:avdeev@tsure.ru">avdeev@tsure.ru</a> .
<b>Агатиев Максим Владимирович</b>	Студент радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: преобразователи на постоянных магнитах и электрорадиоизмерения.
<b>Александров Юрий Владимирович</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: физика коллоидных наносистем; компьютерное моделирование; высокопроизводительные вычисления. e-mail: <a href="mailto:yuga@ulstu.ru">yuga@ulstu.ru</a> .
<b>Афанасьев Геннадий Федорович</b>	Кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: системы радиотехники и связи, нетрадиционная энергетика.
<b>Афанасьева Татьяна Владимировна</b>	студент радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета; область научных интересов – преобразователи энергии на постоянных магнитах и измерение физических величин
<b>Беринцев Алексей Валентинович</b>	Ведущий инженер ЗАО «Электроника и сервис». Область научных интересов: методы и средства обработки сигналов.
<b>Будяков Петер Сергеевич</b>	Студент Южно-российского государственного университета экономики и сервиса. Область научных интересов: аналоговая схемотехника; e-mail: <a href="mailto:mail@sssu.ru">mail@sssu.ru</a> .
<b>Васьков Юрий Алексеевич</b>	Ведущий инженер ЗАО МИДАУС. Область научных интересов – цифровая коррекция измерительных преобразователей и датчиков. e-mail: <a href="mailto:mida@mv.ru">mida@mv.ru</a> , <a href="mailto:info@midaus.com">info@midaus.com</a> .
<b>Веснин Владимир Леонидович</b>	Кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов: спектрофотометрия, разработка аппаратуры для научных исследований. e-mail: <a href="mailto:ufire@mv.ru">ufire@mv.ru</a> .
<b>Воронин Вячеслав Владимирович</b>	Аспирант Южно-российского государственного университета экономики и сервиса. Область научных интересов: цифровая обработка изображений. e-mail: <a href="mailto:voronin_sl@mail.ru">voronin_sl@mail.ru</a> .
<b>Воронов Сергей Васильевич</b>	Студент радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: электрорадиоизмерения.
<b>Гавриков Андрей Анатольевич</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: разработка автоматизированных измерительных средств. e-mail: <a href="mailto:pites@ulstu.ru">pites@ulstu.ru</a> .
<b>Гурин Нектарий Тимофеевич</b>	доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой радиофизики и электроники, первый проректор - проректор по учебной работе Ульяновского государственного университета. Область научных интересов: микро- и оптоэлектроника, негatronика, полупроводниковые приборы с положительной обратной связью, электролюминесцентные излучатели. e-mail: <a href="mailto:gurimnt@sv.ulsu.ru">gurimnt@sv.ulsu.ru</a> .
<b>Дементьев Виталий Евгеньевич</b>	Кандидат технических наук, доцент кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета. Область научных исследований: статистический анализ и синтез изображений. e-mail: <a href="mailto:vitawed@mail.ru">vitawed@mail.ru</a> .
<b>Дикарина Галина Владимировна</b>	Аспирантка Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: обработка изображений. e-mail: <a href="mailto:tag@ulstu.ru">tag@ulstu.ru</a> .

<b>Дышловенко Павел Евгеньевич</b>	Кандидат физико-математических наук, доцент, заведующий лабораторией САПР Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: физика коллоидных наносистем; компьютерное моделирование.
<b>Елягин Сергей Владимирович,</b>	Кандидат технических наук, доцент кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета. Область научных исследований: системы радиотехники и связи. e-mail: <a href="mailto:esv2@ulstu.ru">esv2@ulstu.ru</a>
<b>Емельянов Григорий Александрович</b>	Инженер-программист ЗАО МИДАУС. Область научных интересов: цифровая коррекция измерительных преобразователей и датчиков. e-mail: <a href="mailto:mida@mv.ru">mida@mv.ru</a> .
<b>Захаров Николай Григорьевич</b>	Кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: радиотехнические устройства и системы.
<b>Кавсеев И Нариманович</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: обработка изображений. e-mail: <a href="mailto:tag@ulstu.ru">tag@ulstu.ru</a> .
<b>Кандаулова Марина Александровна</b>	Студентка радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: нетрадиционная энергетика.
<b>Камалов Юрий Борисович</b>	Начальник отдела технической эксплуатации и развития сети «СМАРТС-Ульяновск-GSM». Область научных интересов: определение местоположения в сетях подвижной связи. e-mail: <a href="mailto:ukamalov@rambler.ru">ukamalov@rambler.ru</a> .
<b>Козлов Александр Ипатьевич</b>	Научный сотрудник ЗАО МИДАУС. Область научных интересов: цифровая коррекция измерительных преобразователей и датчиков. e-mail: <a href="mailto:mida@mv.ru">mida@mv.ru</a> .
<b>Конев Даниил Николаевич</b>	Аспирант Южно-российского государственного университета экономики и сервиса. Область научных интересов: аналоговая схемотехника. e-mail: <a href="mailto:mail@sssu.ru">mail@sssu.ru</a> .
<b>Корнеев Иван Владимирович</b>	Аспирант Ульяновского государственного университета. Область научных интересов: полупроводниковые приборы с положительной обратной связью, негатроника, оптоэлектроника. e-mail: <a href="mailto:k_ivan_v@mail.ru">k_ivan_v@mail.ru</a> .
<b>Кувшинов Алексей Алексеевич</b>	доктор технических наук, профессор кафедры «Радиотехника» Поволжского государственного университета сервиса. Область научных интересов: аналоговая схемотехника. e-mail: <a href="mailto:alekseikuvshinov@yandex.ru">alekseikuvshinov@yandex.ru</a>
<b>Куликов Александр Александрович</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: электрорадиоизмерения. e-mail: <a href="mailto:kulikovaa36@yandex.ru">kulikovaa36@yandex.ru</a>
<b>Ламзин Владимир Александрович</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: электрорадиоизмерения. e-mail: <a href="mailto:lamvl@mail.ru">lamvl@mail.ru</a>
<b>Липатова Татьяна Николаевна</b>	Доцент кафедры ПК и ПАС Ульяновского высшего авиационного училища гражданской авиации. Область научных интересов: навигационные системы.
<b>Мальцев Сергей Евгеньевич</b>	Студент радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: преобразователи энергии на постоянных магнитах и измерение физических величин.
<b>Марчук Владимир Иванович</b>	Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиоэлектронные системы», проректор по научной работе Южно-российского государственного университета экономики и сервиса. Область научных интересов: теоретическая радиотехника, цифровая обработка сигналов. e-mail: <a href="mailto:marchuk@sssu.ru">marchuk@sssu.ru</a> .
<b>Моисеев Сергей Геннадьевич</b>	Кандидат физико-математических наук, доцент, старший научный сотрудник УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов: оптические свойства материалов и структур. e-mail: <a href="mailto:ufire@mv.ru">ufire@mv.ru</a> .
<b>Мурадов Виталий Григорьевич</b>	Кандидат технических наук, профессор, старший научный сотрудник УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов: спектрофотометрия. e-mail: <a href="mailto:ufire@mv.ru">ufire@mv.ru</a> .
<b>Новиков Глеб Анатольевич</b>	Кандидат физ.-мат. наук, доцент кафедры «Проектирование и технология электронных средств» УлГТУ. Область научных интересов – магнитные системы рециркуляционных ускорителей. e-mail: <a href="mailto:g.novikov@ulstu.ru">g.novikov@ulstu.ru</a> .

- Новиков Сергей Геннадьевич** Кандидат технических наук, доцент кафедры радиофизики и электроники Ульяновского государственного университета. Область научных интересов: микроэлектроника, негатроника, полупроводниковые приборы с положительной обратной связью. e-mail: [novikovsg@ulsu.ru](mailto:novikovsg@ulsu.ru).
- Письменов Александр Владимирович** Кандидат технических наук, доцент Южного федерального университета «Технологический институт», г. Таганрог. Область научных интересов: компьютерные технологии. e-mail: [rpr@stins.ru](mailto:rpr@stins.ru).
- Прозоров Дмитрий Евгеньевич** Кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектронных средств Вятского государственного университета, г. Киров. Область научных интересов – цифровая обработка сигналов; e-mail: [dypro@mail.ru](mailto:dypro@mail.ru).
- Прокопенко Николай Николаевич** Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Информационные системы и радиотехника», ректор Южно-российского государственного университета экономики и сервиса, г. Шахты. Область научных интересов: аналоговая схемотехника. e-mail: [mail@sssu.ru](mailto:mail@sssu.ru).
- Репин Александр Николаевич** Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: обработка изображений. e-mail: [tag@ulstu.ru](mailto:tag@ulstu.ru).
- Романов Борис Николаевич** Кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов – радиотехнические цепи и сигналы.
- Самохвалов Михаил Константинович** Доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой «Проектирование и технология электронных средств» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: тонкопленочные электролюминесцентные индикаторы. e-mail: [pites@ulstu.ru](mailto:pites@ulstu.ru) + [sam@ulstu.ru](mailto:sam@ulstu.ru).
- Сергеев Вячеслав Андреевич** Доктор технических наук, доцент, директор УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН; заведующий базовой кафедрой «Радиотехника, опто- и наноэлектроника» УлГТУ. Область научных интересов – токораспределение и теплофизические процессы в полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах. e-mail: [sva@ulstu.ru](mailto:sva@ulstu.ru).
- Скубилин Михаил Демьянович** Кандидат технических наук, доцент Южного федерального университета «Технологический институт», г. Таганрог. Область научных интересов: техническая кибернетика. e-mail: [scubilin@hotbox.ru](mailto:scubilin@hotbox.ru).
- Служивый Максим Николаевич** Кандидат технических наук, доцент кафедры «Телекоммуникации» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов – обработка случайных сигналов и изображений. e-mail: [m.sluzhivyi@ulstu.ru](mailto:m.sluzhivyi@ulstu.ru).
- Смирнов Виталий Иванович** Доктор технических наук, профессор кафедры «Проектирование и технология электронных средств» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизация измерительных средств; e-mail: [svi@ulstu.ru](mailto:svi@ulstu.ru).
- Смирнов Александр Владимирович** Аспирант Вятского государственного университета, г. Киров. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов e-mail: [mrsav@rt.kirov.ru](mailto:mrsav@rt.kirov.ru).
- Спиридонов Борис Геннадьевич** Кандидат технических наук, доцент Южного федерального университета «Технологический институт», г. Таганрог. Область научных интересов: обработка информации; e-mail: [spiridonov@fer.tsure.ru](mailto:spiridonov@fer.tsure.ru).
- Спиридонов Олег Борисович** кандидат технических наук, доцент Южного федерального университета «Технологический институт», г. Таганрог; область научных интересов –экспертные системы, системы обеспечения безопасности и надежности; e-mail: [aleg@rambler.ru](mailto:aleg@rambler.ru).
- Степанов Сергей Михайлович** Кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой конструкции и эксплуатации воздушных судов Ульяновского высшего авиационного училища гражданской авиации. Область научных интересов: навигационные системы.
- Сухов Сергей Альбертович** Кандидат технических наук, доцент кафедры «Системы автоматизированного проектирования» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: системные аспекты построения САПР, структурный синтез технических решений. e-mail: [ijt@ulx.ru](mailto:ijt@ulx.ru).

<b>Тахтенкова Марина Олеговна</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: разработка тонкопленочных электролюминесцентных конденсаторов. e-mail: <a href="mailto:pites@ulstu.ru">pites@ulstu.ru</a> .
<b>Ташлинский Александр Григорьевич</b>	Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиотехника» Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: обработка изображений. e-mail: <a href="mailto:tag@ulstu.ru">tag@ulstu.ru</a> .
<b>Урлапов Олег Владимирович</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизация измерительных средств. e-mail: <a href="mailto:pites@ulstu.ru">pites@ulstu.ru</a> .
<b>Финаев Валерий Иванович</b>	Доктор технических наук, профессор Южного федерального университета, г. Таганрог. Область научных интересов: автоматическое управление. e-mail: <a href="mailto:fin_val_iv@tsure.ru">fin_val_iv@tsure.ru</a> .
<b>Франкова Кристина Николаевна</b>	Аспирант Южно-российского государственного университета экономики и сервиса. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов; e-mail: <a href="mailto:frankova@list.ru">frankova@list.ru</a> .
<b>Фролов Илья Владимирович</b>	Студент радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: автоматизация измерений, обработка радиотехнических сигналов. e-mail: <a href="mailto:ilya-frolov88@mail.ru">ilya-frolov88@mail.ru</a> .
<b>Хамбиков Владислав Сергеевич</b>	Студент радиотехнического факультета Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: преобразователи энергии на постоянных магнитах и измерение физических величин.
<b>Хвостов Алексей Васильевич</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: обработка изображений; e-mail: <a href="mailto:dsapr@ulstu.ru">dsapr@ulstu.ru</a> .
<b>Хорева Анна Михайловна</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов обработка изображений. e-mail: <a href="mailto:tag@ulstu.ru">tag@ulstu.ru</a> .
<b>Черторийский Алексей Аркадьевич</b>	Кандидат технических наук, и.о. заведующего лабораторией УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов: системы обработки сигналов волоконно-оптических датчиков. e-mail: <a href="mailto:tchertor@yandex.ru">tchertor@yandex.ru</a> .
<b>Широков Алексей Анатольевич</b>	Кандидат технических наук, заместитель директора по научной работе УФИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. Область научных интересов: флуктуационные процессы в электронных приборах и системах. e-mail: <a href="mailto:ufire@mv.ru">ufire@mv.ru</a> .
<b>Юдин Виктор Васильевич</b>	Аспирант Ульяновского государственного технического университета. Область научных интересов: контроль качества полупроводниковых изделий по теплофизическим характеристикам. e-mail: <a href="mailto:ufire@mv.ru">ufire@mv.ru</a> .

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
<i>ЛЕОНИД ИВАНОВИЧ ВОЛГИН (25.12.1936 -19.10.2008)</i> .....	4
1. МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И УСТРОЙСТВ	
<i>Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н., Будяков П.С. Способ повышения ста- бильности нуля комплементарных дифференциальных усилителей в условиях температурных и радиационных воздействий</i> .....	9
<i>Новиков С.Г., Гурин Н.Т., Корнеев И.В. Моделирование и исследова- ние биполярного транзистора с передаточной <math>N</math> – образной вольт- амперной характеристикой</i> .....	14
<i>Кувшинов А.А. Аппаратурная реализация базисов трехзначной логики одноканальными реляторами</i> .....	21
<i>Абрамов Г.Н., Абрамов Ю.Г. Рециркуляционные преобразователи время-код прогрессирующего типа</i> .....	29
<i>Афанасьев Г.Ф., Афанасьева Т.В., Кандаулова М.А. Блок коммутируемых емкостей для параметрического усиления низкочастотных сигналов</i> .....	37
<i>Самохвалов М.К., Тахтенкова М.О. Математическое моделирование переходных электрических процессов в тонкопленочных электролю- минесцентных конденсаторах с последовательным сопротивлением цепи в схемах управления</i> .....	40
<i>Сухов С.А. Модель для решения задачи структурного синтеза про- ектных решений</i> .....	47
2. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕМЕНТАХ И УСТРОЙСТВАХ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ	
<i>Сергеев В.А., Широков А.А. Низкочастотные шумы р-п перехода с глу- бокими примесными центрами в области пространственного заряда</i> .....	52
<i>Новиков Г. А. Определение величин силы и момента сил, действующ- щих на постоянный магнит круглого сечения</i> .....	61
<i>Афанасьев Г.Ф., Агатиев М.В., Мальцев С.Е., Хамбиков В. С. Иссле- дование элементов линейных электрических приводов на постоянных магнитах</i> .....	67
3. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ	
<i>Васьков Ю.А., Емельянов Г.А., Козлов А.И. Цифровой метод кор- рекции температурной погрешности тензопреобразователей давле- ния на основе структур « кремний на сапфире»</i> .....	72
<i>Захаров Н.Г., Воронов С.В. Пьезоэлектрический датчик давления</i> .....	80

<b>Финаев В.И., Скубилин М.Д.</b> О массометрии транспортных средств в динамике их движения.....	83
<b>Веснин В. Л., Мурадов В. Г.</b> Универсальный спектрофотометрический комплекс на основе монохроматора МДР-41.....	86
<b>Сергеев В. А., Смирнов В. И., Конторович М. Л., Гавриков А. А., Юдин В.В.</b> Способ измерения теплового импеданса полупроводниковых диодов и его реализация.....	90

#### 4. МОДЕЛИ, МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

<b>Прозоров Д.Е., Смирнов А.В.</b> Адаптивный прием шумоподобных сигналов при гауссовых флуктуациях непрерывных параметров.....	97
<b>Романов Б. Н.</b> Моделирование дискретных сигналов.....	105
<b>Марчук В.И., Воронин В.В.</b> Использование адаптивного способа разложения оценок при восстановлении изображений в условиях ограниченного объема априорной информации.....	109
<b>Марчук В.И., Франкова К.Н.</b> Компенсация систематической составляющей при обработке результатов измерений с односторонним законом распределения аддитивной шумовой составляющей.....	116
<b>Черторийский А. А., Сергеев В.А., Беринцев А.В.</b> Устройство обработки сигналов струйного расходомера-счетчика.....	121
<b>Письменов А.В., Скубилин М.Д., Спиридонов О.Б.</b> О камуфляже конфиденциальных объектов.....	127
<b>Кавеев И.Н., Ташлинский А.Г.</b> Оценка вероятности неидентификации фрагмента изображения при псевдоградиентном поиске.....	134
<b>Ташлинский А.Г., Хорева А. М.</b> Оптимизация псевдоградиента целевой функции при рекуррентном оценивании межкадровых геометрических деформаций изображений.....	138

#### 5. МАТЕРИАЛЫ И СТРУКТУРЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

<b>Спиридонов Б.Г., Скубилин М.Д., Письменов А.В., Авдеев С.П.</b> Об управлении кристаллизацией расплава бинарных соединений.....	143
<b>Александров Ю. В., Дышловенко П. Е.</b> Эффекты конечности области определения задачи при численном моделировании силовых постоянных коллоидного кристалла.....	147
<b>Моисеев С. Г.</b> Условия просветления активной металлодиэлектрической композитной среды.....	151

#### 6. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ДИАГНОСТИКИ И КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА

<b>Смирнов В. И., Урланов О.В.</b> Анализ влияния дефектов ротора асинхронного электродвигателя на его диагностические параметры.....	158
---	-----

<i>Юдин В.В., Куликов А.А., Ламзин В.А.. Управление поглощаемой электрической мощностью в задачах контроля тепловых параметров полупроводниковых изделий.....</i>	162
---	-----

## 7. ПРОБЛЕМЫ ЭКСПЛУАТАЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ

<i>Дементьев В.Е., Елягин С.В. Мониторинг электромагнитного загрязнения города Ульяновска.....</i>	165
<i>Камалов Ю.Б., Служивый М.Н. Математические модели профиля задержек в многолучевом канале в условиях мегаполиса и мобильного абонента.....</i>	170
<i>Дементьев В.Е., Репин А.Н., Ташлинский А.Г. Оценка качества услуг сетей сотовой подвижной связи.....</i>	173
<i>Степанов С.М., Липатова Т.Н. Перспективы развития системы ГЛОНАСС.....</i>	179
<i>Захаров Н. Г., Фролов И. В. Перспективы развития телеэкранов на основе жидкокристаллических и плазменных панелей.....</i>	184
<i>Афанасьев Г.Ф., Афанасьева Т.В., Кандаулова М.А. Новые преобразователи энергии течений для установок нетрадиционной энергетики....</i>	189
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ.....	193



## ПРАВИЛА ПОДГОТОВКИ СТАТЕЙ ДЛЯ МЕЖВУЗОВСКОГО СБОРНИКА НАУЧНЫХ ТРУДОВ «РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА»

1. Текст набирается в редакторе WinWord версий от 7.0 до более поздних.

2. Параметры страницы: размер бумаги - А4, ориентация - книжная, верхнее, нижнее, правое, левое поля по 2,5 см, переплет - 0 см; абзац: отступ - 1 см, интервал - одинарный, перенос - автоматический; шрифт: Times New Roman Cyr.

3. Структура статьи: 1-я - 5-я строки (п.14) - пропуск; 6-я строка - УДК - п.14, заглавные, обычные, от левого края; 7-я строка (п.14) - пропуск; 8-я строка - Авторы: *И. О. Фамилия* - п.14, строчные, курсив, от левого края; 9-я строка (п.14) - пропуск; 10-я строка - **НАЗВАНИЕ** - п.14, заглавные, полужирные, от левого края; 11-я строка (п.14) - пропуск; строка и далее не более 10-ти строк - текст аннотации - п.12, строчные, обычные, по ширине, без абзацного отступа; строка (п.14) - пропуск; строка и далее - текст статьи - п.14, строчные, обычные, по ширине, буквы латинского алфавита набираются курсивом, формулы располагаются по центру, их номера в круглых скобках - по правому краю (нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте), рисунки и таблицы размещаются после их упоминания в тексте, страницами не разрываются, нумеруются соответственно снизу (Рис.1) и сверху (Таблица 2) и обязательно снабжаются содержательными подписями и названиями (п.12), рисунки выполняются только программно с использованием графических редакторов и помещаются в текст в режиме «Специальная вставка», ссылки на литературу даются в квадратных скобках; строка (п.14) - пропуск; строка - СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ - п.14, заглавные, обычные, по центру; строка (п.12) - пропуск; строка и далее - список использованной литературы в порядке ссылок - п.14, строчные, обычные, по ширине, с абзацным отступом.

4. Статья (не более 6-8 полных страниц) должна содержать оригинальные научные результаты и быть готова к публикации без дополнительной доработки.

5. Статья представляется ответственному редактору в электронном (3.5" дискета или CD) и в напечатанном виде (1 экз.) с приложением сведений об авторах (Фамилия, Имя, Отчество, ученая степень и звание, академические и почетные звания, должность, кафедра, вуз, область научных исследований, адрес электронной почты) и экспертного заключения о возможности открытой публикации.

6. Страницы на распечатке нумеруются карандашом, на дискете (CD) - не нумеруются.