
МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ, МОЛОДЁЖИ И
СПОРТА УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ УКРАИНЫ
"КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ"

Електроніка і зв'язь

Електроніка та зв'язок
Electronics and Communications

Научно-технический журнал
Основан в 1995 году



1(66) • 2012

Электроника и связь

Научно-технический журнал
Свидетельство о регистрации КВ № 9314 от 03.11.2004 г.

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Ю. И. Якименко, д-р техн. наук, проф., акад. НАН Украины

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

А. В. Кириленко, д-р техн. наук, проф., акад. НАН Украины

В. Я. Жуйков, д-р техн. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

В. Г. Абакумов, д-р техн. наук, проф.

В. М. Безрук, д-р техн. наук, проф.

В. П. Берзан, д-р техн. наук, акад. АН Молдавии (Молдавия)

А. В. Борисов, канд. техн. наук, проф.

А. Ф. Буткевич, д-р техн. наук, проф.

В. Г. Вербицкий, д-р техн. наук, с. н. с.

Т. Венцовский, д-р техн. наук, проф. (Польша)

А. Г. Власюк, д-р техн. наук, проф.

Ю. В. Вольтер, проф. (Германия)

Г. С. Воробьев, д-р техн. наук, проф.

С. В. Денбновецкий, д-р техн. наук, проф.

В. С. Дидковский, д-р техн. наук, проф.

А. Добруцкий, д-р техн. наук, проф. (Польша)

Амаду Кан, канд. техн. наук, доц. (Венгрия)

К. В. Ковальчук, канд. физ.-мат. наук

П. П. Лошицкий, д-р техн. наук, проф.

А. Н. Лысенко, д-р техн. наук, доц.

В. Б. Максименко, д-р мат. наук, проф.

Ф. Мариус, канд. техн. наук (Германия)

В. Ф. Мачулин, д-р физ.-мат. наук, проф., акад. НАН Украины

Г. Младенов, проф., акад. АН Болгарии (Болгария)

О. Н. Петрищев, д-р техн. наук, проф.

В. В. Пилинский, канд. техн. наук, проф.

Л. Д. Писаренко, д-р техн. наук, проф.

Ю. М. Поплавко, д-р физ.-мат. наук, проф.

И. Н. Пустинский, д-р техн. наук, проф. (Россия)

Т. Д. Раджабов, д-р техн. наук, проф., акад. АН Узбекистана (Узбекистан)

Е. М. Окс, д-р техн. наук, проф. (Россия)

В. М. Свешников, д-р физ.-мат. наук, проф. (Россия)

П. Слободян, д-р техн. наук, проф. (Польша)

П. Г. Стахив, д-р техн. наук, проф.

Р. Стржелецкий, проф. (Польша)

В. И. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.

Р. С. Турманидзе, д-р техн. наук, проф. (Грузия)

Г. И. Чурюмов, д-р техн. наук, проф.

С. А. Харитонов, д-р техн. наук, проф. (Россия)

Ю. С. Ямненко, д-р техн. наук, проф.

ОТВЕТСТВЕННЫЙ РЕДАКТОР

Н. В. Богданова, канд. техн. наук, доц.

ТЕХНИЧЕСКИЙ РЕДАКТОР

Т. А. Полобюк

*Рекомендовано к печати Ученым советом ФЭЛ НТУУ «КПИ»
(Протокол № 05/12 от 28.05.12)*

Адрес редакции:

03056, г. Киев-56, ул. Политехническая, 16, корпус 12, к. 116

Тел. +38(044)454-94-39, e-mail: journal_el_com@fel.ntu-kpi.kiev.ua

ISSN 1811-4512

© Национальный технический университет
Украины «КПИ», 2012



Содержание

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

- Борисов А.В., Павлов Л.Н.* Защита операционного усилителя класса Rail-to-Rail по выходу от инъекции в выходном каскаде 5

ВАКУУМНАЯ, ПЛАЗМЕННАЯ И КВАНТОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

- Тугай С.Б.* Дослідження енергетичних характеристик тріодної газорозрядної гармати з холодним катодом 9

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И СИСТЕМ

- Пилипенко К.П., Продеус А.Н.* Использование кумулянтных коэффициентов для определения пола диктора 13

АКУСТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

- Коржик А.В., Филиппова Н.Ю.* Постановка и решение задачи о приеме звука цилиндрическим электроупругим преобразователем с полностью электродированной поверхностью, размещенным в замкнутом волновом слое 18

- Найда С.А.* Принципы построения пьезоэлектрических преобразователей акустотермометра 25

- Кандрачук І.В.* Особливості конструювання акустичних екранів антен для рідинних акустичних технологій..... 31

- Дудзинский Ю.М., Жукова А.В., Молчан Е.Г.* Оценка молекулярных свойств жидкости с помощью нелинейных акустических явлений 37

ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ

- Timohin A.P., Konotop D.I., Zinchenko V.P.* Providing tire stiffness tests in LMS Virtual.Lab-Imagine.Lab AMESim co-simulation 42

СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, СВЯЗИ И ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

- Буртовий С.С., Сундучков К.С.* Оценка задержки оптического сигнала в распределительной части интерактивной гетерогенной телекоммуникационной сети 49

ПРОБЛЕМЫ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ

- Безуглая Н.В., Безуглый М.А., Дорошенко А.Е., Левичев А.В.* Методическое обеспечение курса по администрированию класса телефонных станций IP PBX Asterisk 53
-

ИНФОРМАЦИЯ

Правила оформления статей	58
Информация для авторов	60

Твердотельная электроника

УДК 621.316.54:621.314.632

А.В. Борисов, канд. техн. наук, Л.Н. Павлов, канд. техн. наук

Защита операционного усилителя класса Rail-to-Rail по выходу от инжекции в выходном каскаде

Исследована проблема локальных областей в выходных транзисторах операционного усилителя класса Rail-to-Rail. Предложена модель для анализа выходного каскада этого операционного усилителя. Предложена модель и эквивалентная схема локальных областей на основе этой модели и традиционных интегральных структур.

The problem of local areas of Rail-to-Rail opamp output transistors is investigated. The model for analyzing this output opamp is proposed. The local areas model and its equivalent circuit based on proposed model and traditional IC elements Rail-to-Rail opamp is proposed.

Ключевые слова: интегральная схема, выходной каскад, операционный усилитель, режим насыщения, паразитный транзистор, защита схемы.

Введение

В случае, если операционный усилитель (ОУ) класса Rail-to-Rail по выходу [1–3] входит в режим, при котором остаточное напряжение становится минимальным, в выходном каскаде происходит насыщение выходных транзисторов. Избежать эффекта насыщения невозможно, так как именно на его основе достигается минимизация остаточного напряжения. К сожалению, при этом в область разделения карманов инжектируется поток носителей, часть которых может достигать не только соседних карманов, но и удаленных областей. Последствия такой паразитной инжекции не контролируемы и могут выражаться как в нарушениях норм параметров усилителей, так и в отказе устройства в целом, например, в результате тиристорного эффекта. Цель данной работы состоит в исследовании возможности схемотехнического контроля уровня инжекции при минимизации остаточного напряжения ОУ класса Rail-to-Rail по выходу.

Можно показать, что основной вклад в подавление паразитной инжекции в подложку вносит вертикальная диффузия по периметру интегральной структуры. В то же время, анализ топологии кристаллов ОУ [1–3] указывает на то, что интегральные структуры выходных транзисторов, кро-

ме традиционных электродов – эмиттера, базы и коллектора – содержат дополнительные области эмиттерной диффузии в область базы, из которых одна подключена к схеме, а другие свободны (рис.1). Эта область отмечена знаком «X», так как роль ее не очевидна.

Аналогичные области предусмотрены и в p-n-p транзисторе.

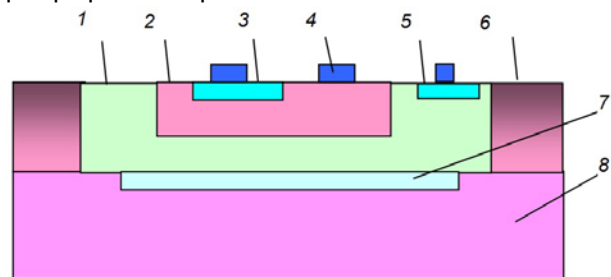


Рис. 1. Структура интегрального p-n-p транзистора: 1 – n-эпитаксия; 2 – p-база; 3 – n-эмиттер; 4 – контакт; 5 – n-коллектор; 6 – p-разделение; 7 – n⁺-скрытый слой; 8 – p-подложка

Таким образом, для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: определить назначение областей «X», построить их модели и осуществить схемотехническое представление этих областей на основе традиционных интегральных структур.

Основная часть

С учетом того, что выходные транзисторы должны работать как в режиме короткого замыкания, так и входить в режим насыщения при малых выходных токах, области «X» вполне могут выступать в качестве:

1. Дополнительных областей эмиттера рабочего транзистора для углубления режима насыщения и минимизации таким образом остаточного напряжения.
2. Датчиков температуры.
3. Областей контроля достижения порога тиристорного эффекта.
4. Датчиков режима насыщения.

Соседние области этого же кармана вполне могут дополнять области «X» до завершенной диодной или транзисторной структуры.

Рассмотрим поочередно перечисленные варианты.

1. Измерение пробивного напряжения подтвердило, что области «X» выполнены на основе эмиттерной диффузии. Тем не менее, предположение о том, что области «X» являются дополнительными эмиттерами транзисторной структуры, не получило подтверждения, так как потенциалы на них превышают уровень потенциала на базе. Такой транзистор никогда не будет открыт.

2. Датчиками температуры области «X» также не могут служить, поскольку цепи, к которым они подключены, не формируют сигнал запроса подобной информации.

3. Областью контроля достижения порога тиристорного эффекта указанные элементы также не могут служить, так как при возникновении такого эффекта теряется управление схемой в целом. Кроме того, дополнительный анализ показал, что функция подавления данного эффекта возложена на другие блоки схемы.

Однако если рассматривать предпороговую область тиристорного эффекта, то исключать возможность подобной функции указанных элементов нельзя.

4. Потенциально области «X» могут выступать в качестве датчиков режима насыщения, но это предположение требует дополнительного изучения.

Анализ связи областей «X» со схемой показывает, что они подключены к регулятору базовых токов выходных транзисторов. Предположение о том что области «X» служат в качестве эмиттера, а области базы и коллектора – те же, что и у рабочего транзистора, не состоятельно, так как потенциал на этих областях выше, чем на базе рабочего транзистора. Можно было бы предположить, что эти области представляют собой области коллекторов, тем более, что уровень потенциала на них ограничен и не превышает пробивного напряжения база-эмиттер. Хотя, если эта гипотеза верна и данные области играют роль коллекторов, возникает естественный вопрос – где же тогда эмиттер? Предположение о том что эмиттером этого транзистора служит соседняя n-область эмиттера рабочего транзистора не подтверждается: расчет и прямые измерения коэффициента усиления показывают, что реальный коэффициент усиления такого транзистора ничтожен.

То, каким образом эти области «X» связаны со схемой, позволяет предположить, что эти

области представляют собой некоторые датчики режима работы выходных транзисторов. Они подключены к схеме регулирования токов баз выходных транзисторов. Поэтому целесообразно рассмотреть еще одну гипотезу: данные области выступают в качестве функционального элемента цепи регулирования. Для начала, весьма условно их можно обозначить как коллекторы, базами считать области баз рабочих транзисторов, в теле которых они размещены, а вопрос относительно эмиттеров рассмотреть отдельно, и пока обозначить их как «виртуальные» (рис. 2). На рис. 2, а приведен граф схемы подключения областей «X» в случае, если они представлены как области коллекторов для линейного режима работы выходных транзисторов. Транзисторами $VT1$ и $VT2$ обозначены предполагаемые структуры функциональных элементов «X», а $VT3$ и $VT4$ – выходные транзисторы.

Рис. 2, б дополнен паразитными структурами $VTpar3$ и $VTpar4$, которые активизируются в случае насыщения выходных транзисторов $VT3$ и $VT4$ соответственно. Именно от активизации этих паразитных транзисторов необходимо защищать выход усилителя.

Рассмотрим эффект насыщения n-p-n транзистора. В нашем случае он характерен тем, что коллекторный переход открыт в прямом направлении. Именно насыщенный носителями коллектор и выступает в качестве эмиттера для транзисторов-индикаторов насыщения. Он может выступать как элемент «инжекционной логики», сохраняя все признаки линейного режима по отношению к области «X». Этим подчеркивается, что данное включение областей «X», действительно, с одной стороны выступает как функциональный элемент, а с другой – как известный элемент интегральной схемотехники. Запасные, т. е. не подключенные области, позволяют корректировкой слоя металлизации изменить глубину обратной связи и, в соответствии с этим, ослаблять или усиливать глубину насыщения выходных транзисторов.

Рассмотрим модель выходного транзистора совместно с областью «X». Если положить в основу модель Молла-Эберса, то без учета паразитных структур она должна быть дополнена источниками тока $J3$ и $J4$, а также еще одним диодом $D3$ (рис. 3).

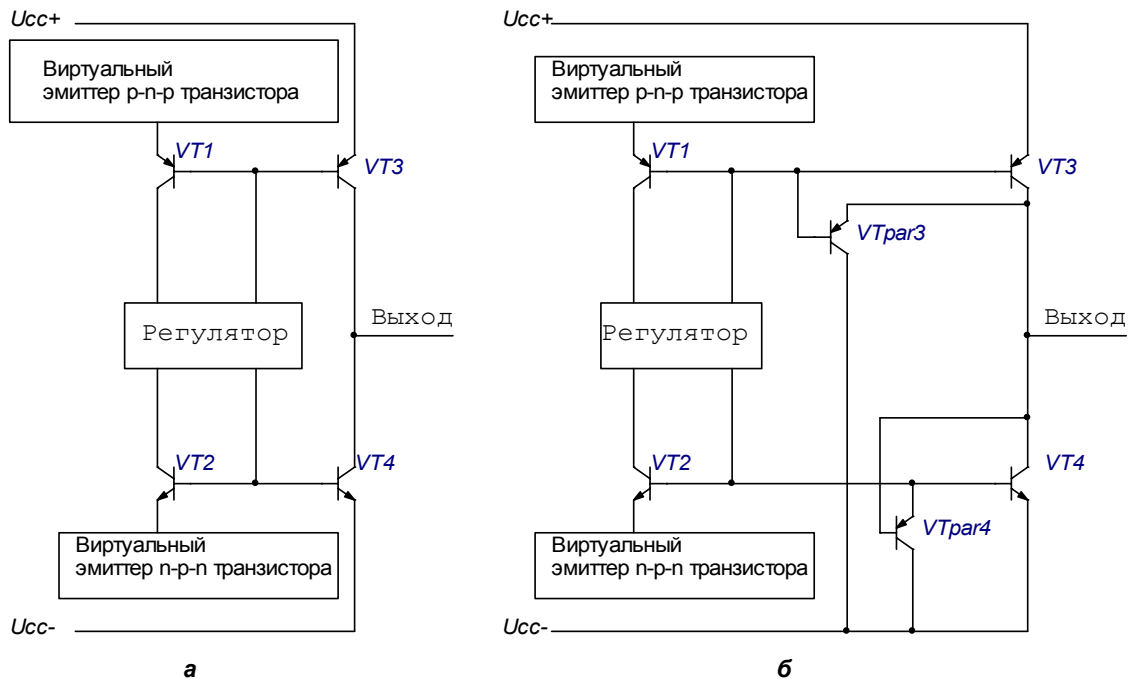


Рис. 2. Структуры транзисторов с областями «X»: (а) упрощенное представление в линейном режиме (б) с учетом паразитных структур в режиме Rail-to-Rail

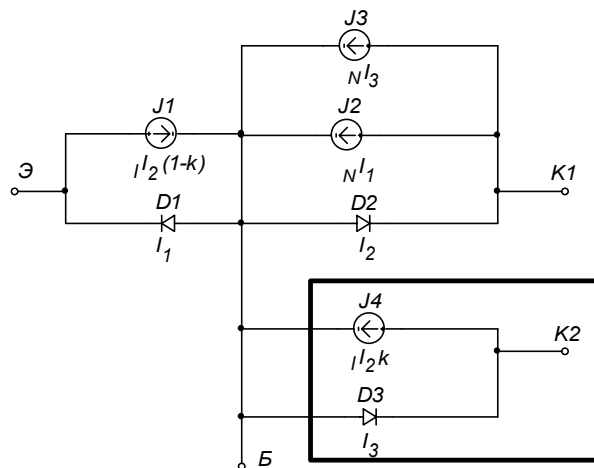


Рис. 3. Модель рабочего p-n-p транзистора с областью «X»

Здесь $K1$ – коллектор рабочего транзистора, а $K2$ – коллектор «X»-области. Источник тока $J3$ активизируется лишь в том случае, если область «X» сама войдет в режим насыщения, и через диод $D3$ начнет протекать ток. Этого при обычном режиме работы схемы не происходит, но для условий мощных помех такой режим также должен быть предусмотрен. Информационным является источник тока $J4$, через который в случае насыщения транзистора будет протекать ток, пропорциональный величине k , где k определяется эффективным отношением площади области «X» и площади эмиттера.

Очевидно, что аналогичной будет модель и для выходного p-n-p транзистора. Эффективность работы регулятора в соответствии с моделью, изображенной на рис. 3, будет опреде-

ляться как величиной, так и воспроизводимостью коэффициента усиления в инверсном режиме. Если учесть, что при этом нужно еще удерживать в заданном интервале значения коэффициентов усиления в нормальном режиме для p-n-p и n-p-n транзисторов, то это накладывает дополнительные жесткие требования к технологическому процессу. Далеко не все фирмы обладают такой стабильностью технологии, как упомянутая в работе [1].

Поэтому приведенная модель областей «X» выдвигает другой вопрос: можно ли решить задачу контроля режима насыщения без функциональных областей? Тогда можно было бы снизить требования к технологическому процессу.

Режим насыщения в выходном каскаде в данном случае характеризуется уменьшением напряжения коллектор-эмиттер. В соответствии с формулой Шокли, ток через переход база-эмиттер начнет протекать, едва переход будет смещен в прямом направлении. В нашем же случае речь может идти о разности напряжений база-эмиттер порядка 0,7 В и эмиттер-коллектор порядка 5...10 мВ, т.е. фактически напряжение база-коллектор такое же как напряжение база-эмиттер. Следовательно, если использовать эффект снижения напряжения эмиттер-коллектор для открывания некоторого «транзистора-датчика», то ток через этот транзистор-датчик вполне пригоден для регулирования глубины насыщения. Это отражено на рис. 4, где в качестве таких датчиков насыщения вместо областей «X» выступают обычный горизонтальный

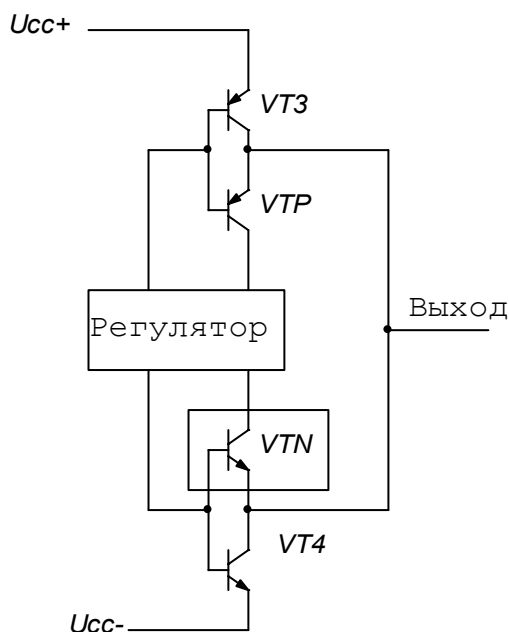


Рис. 4. Защита выходных транзисторов с помощью транзисторов *VTP* и *VTN*

p-n-p транзистор *VTP* и специальный n-p-n транзистор *VTN*. Указанные транзисторы активизируются только тогда, когда основной транзистор переходит в режим насыщения. Необычность транзистора *VTN* состоит в том, что его напряжение эмиттер-база может изменяться во всем диапазоне напряжения питания 5...30 В, что выдвигает дополнительные требования к конструкции транзистора. Что же касается горизонтального p-n-p транзистора *VTP*, то здесь эти ограничения учесть не сложно в рамках

традиционных конструкторско-топологических норм проектирования.

Для экспериментальной проверки предложенных решений поставленных задач были разработаны и изготовлены тестовые структуры выходных каскадов и ОУ в целом. На двух пластинах получены модули, на которых функционирование указанных образцов подтвердило правильность толкования областей «X». Проведенные измерения параметров структур подтвердили пригодность предложенного пути проектирования на основе модели этих областей и их эквивалентной схемы, построенной на традиционных интегральных структурах для моделирования эффекта насыщения. Функциональный контроль ОУ показал выход годных кристаллов ОУ порядка 80%.

Выводы

1. Определено назначение областей «X» как защиты выходных транзисторов и предложена их модель на основе модели Молла-Эберса.
2. Предложена эквивалентная схема этих областей на основе интегральных транзисторов, выполнена их конструкция.
3. Измерение тестовых элементов, заменяющих области «X» и интегральных структур выходных каскадов в целом подтвердило возможность замены областей традиционными интегральными структурами.
4. Реализация представленного выше пути проектирования операционного усилителя класса Rail-to-Rail по выходу дала удовлетворительные результаты, подтвержденные изготовлением пластин с выходом годных кристаллов операционных усилителей порядка 80%.

Литература

1. Data Sheet. Analog Devices. Single Supply, Rail-to-Rail, Low Power, FET Input Op Amp. AD820. – Rev. H, 2011. – 24 p.
2. Data Sheet. Analog Devices. Single Supply, Rail-to-Rail, Low Power, FET Input Op Amp. AD822. – Rev. H, 2011. – 24 p.
3. Data Sheet. Analog Devices. Dual, 16 MHz, Rail-to-Rail, FET Input Amplifier. AD823. Rev. D, 2010. – 20 p.
4. *Huijsihg J.* Operational Amplifiers. Theory and Design. 2nd Edition. – Springer: «Springer Science», 2011. – 408 p.

Вакуумная, плазменная и квантовая электроника

УДК 537.525

С.Б. Тугай

Дослідження енергетичних характеристик тріодної газорозрядної гармати з холодним катодом

Проведено експериментальне дослідження енергетичних характеристик тріодної електронної гармати з холодним катодом, порожнистим анодом та циліндричним керуючим електродом. Приведені розподіл теплового навантаження в електродній системі гармати в різних режимах роботи та основні її енергетичні параметри. Показано, що в тріодній електродній системі з алюмінієвим катодом можливе генерування електронних пучків потужністю десятки кВт.

Experimental investigation of energy characteristics of triode electron gun with cold cathode, hole anode and cylindrical control electrode has been provided. Heat loading distribution in electrode structure of model in different operation modes and main energetic parameters are presented. Possibility of powerful electron beams generation in range up to tens of kW in triode electrode structure with cold aluminium cathode is proved.

Ключові слова: електронно-променевої технології, високовольтний тліючий розряд, тріодні газорозрядні гармати з холодним катодом, імпульсний режим роботи, енергетичний баланс.

Вступ

Електронні гармати високовольтного тліючого розряду (ВТР) з холодним катодом знаходять широке застосування в електронно-променевих технологічних процесах, що виконуються при тиску вище 10^{-2} Па, особливо з використанням реактивних газів. Такі гармати надійно працюють в широкому діапазоні тиску, не критичні до складу газового середовища, відрізняються надійністю та довговічністю холодного катоду, відносно прості конструктивно та в експлуатації. Найбільш широке застосування газорозрядні гармати отримують для плавки хімічно активних та тугоплавких металів, нанесення покриттів із хімічних сполук шляхом їх випаровування, зварювання матеріалів в середньому та низькому вакуумі [2, 3, 4].

Керування потужністю електронного пучка в гарматах ВТР в безперервному режимі роботи

здійснюється зміною робочого тиску в розрядному проміжку за допомогою контрольованого напуску газу в гармату при безперервному її відкачуванні. Стала часу при такому регулюванні струму розряду становить не менше сотень мілісекунд, тому для малоінерційного керування струмом розряду використовують допоміжні розряди, що запалюються в розрядному проміжку подачею на електрод, розташований в розрядному проміжку, потенціалу десятки-сотні Вольт. Стала часу при такому керуванні струмом розряду залежить від інерційності процесів в анодній плазмі розряду і становить менше однієї мілісекунди, що дозволяє здійснювати малоінерційне керування потужністю електронного пучка, наприклад його модуляцію шляхом подачі на електрод відповідних імпульсів напруги [5].

В опублікованих матеріалах, присвячених тріодним електронним гарматам високовольтного тліючого розряду, наводяться в основному результати дослідження керування їх енергетичними параметрами, і недостатньо вивчені особливості генерації електронних пучків в тріодних електродних системах та їх енергетичні характеристики [1, 5].

В статті приводяться результати експериментального дослідження енергетичних характеристик тріодної електродної системи з холодним катодом, порожнистим анодом та циліндричним керуючим електродом, розподілу енергії на електродах системи та визначення к.к.д. газорозрядної гармати при різних режимах її роботи.

Методика та техніка експерименту

Дослідження енергетичних характеристик газорозрядної гармати тріодного типу проводилося на експериментальному стенді (рис. 1). У вакуумній камері установки розміщувався макет тріодного джерела електронів, який мав розбірну конструкцію, що забезпечувала необхідну заміну вузлів і деталей в процесі досліджень. Живлення макета здійснювалося від високовольтного блоку з регульованою напругою до 25 кВ. До складу стенду входили також блоки та пристрої для живлення допоміжного розряду в безперервному та імпульсному режимі, контролю вакууму в камері, вимірювання параметрів розряду і електронного

пучка та інших операцій. Потужність, що виділялась на електродах макета, та потужність електронного пучка вимірювались калориметричним методом з точністю близько 8 %. Вимірювання електричних величин здійснювалося за допомогою стандартних приладів з класом точності 1,5. Імпульсні електричні величини вимірювались за допомогою електронних осцилографів С8-17 та SDS1000. При цьому при вимірюванні потужності в імпульсному режимі бралось усереднене значення за період, яке обчислювалось шляхом інтегрування осцилограм імпульсів струму по часу, тобто

$$\bar{W} = \frac{\int U(t)I(t)dt}{T},$$

де $I(t)$ – значення струму, зчитані з осцилограми; $U(t)$ – прискорююча напруга; \bar{W} – усереднене значення потужності; T – період імпульсу.

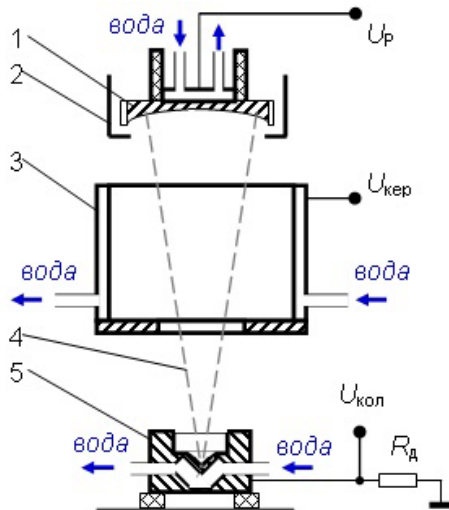


Рис. 1. Схема дослідного макету тріодної гармати ВТР (1 – холодний катод; 2 – анод; 3 – керуючий електрод; 4 – електронний пучок; 5 – колектор)

В ВТР визначальним емісійним процесом є генерація електронів з поверхні холодного катоду під дією часток, що бомбардують катод. Вона характеризується узагальненим коефіцієнтом γ (число електронів, що вибиваються з катоду в розрахунку на одну частку, що падає), який визначається наступним чином [1]:

$$\gamma \approx \frac{J_{ек}}{J_{ік}} \approx \gamma_i \left(1 + \frac{\gamma_a J_{ак}}{\gamma_i J_{ік}} \right), \quad (1)$$

де γ_i – коефіцієнт електронної емісії під дією іонів; γ_a – коефіцієнт електронної емісії під дією швидких нейтральних атомів, що утворюються при перезарядженні іонів в області катодного падіння потенціалу; $J_{ек}$, $J_{ік}$, $J_{ак}$ – густина потоків електронів, іонів та швидких нейтраль-

них атомів відповідно. При цьому коефіцієнт γ залежить не тільки від властивостей катоду, але і від процесів у розрядному проміжку.

Катод ВТР в процесі роботи піддається бомбардуванню іонами та нейтральними атомами, при якому відбувається його нагрівання, десорбція газу, дефектоутворення на емісійній поверхні, розпилення атомів, імплантація іонів. При цьому холодні катоди ВТР повинні забезпечувати стабільну в часі густину струму емісії зі збереженням заданої форми поверхні емітера, тобто мати достатньо високий коефіцієнт іонно-електронної емісії і малий коефіцієнт катодного розпилення. Вони повинні забезпечувати стійку роботу в сильних електричних полях, швидко стабілізувати свої параметри після включення, бути достатньо технологічними. Широке використання в електронних гарматах ВТР отримують катоди з алюмінію і його сплавів. Наявність на поверхні алюмінію плівки Al_2O_3 забезпечує відносно високий коефіцієнт іонно-електронної емісії, а відносно висока теплопровідність алюмінію дозволяє відводити необхідну енергію при охолодженні катоду [2].

В умовах технологічних вакуумних систем аналіз процесів на катоді ускладнюється через невизначеність складу іонів і атомів, їх широкий енергетичний спектр та наявність на поверхні різних хімічних реакцій. При цьому визначення окремих потоків часток та їх емісійних коефіцієнтів значно утруднене, тому в даній роботі експериментально визначались інтегральні енергетичні характеристики холодного катоду ВТР. Проводилось калориметричне вимірювання потужності, яка виділяється на електродах ВТР, а потім розраховувалась середня емісійна здатність холодного катоду для конкретних умов розряду.

Результати експериментальних досліджень

В тріодній електродній системі ВТР для запалювання допоміжного розряду необхідний невеликий струм основного розряду (10-20 мА). Густина нейтральних часток в анодній плазмі такого розряду становить $n_e \approx 10^9 \text{ см}^{-3}$; $kT_e \approx 1 \text{ eV}$; $E \approx 10^{-2} \text{ В/см}$ [1]. Запалювання в порожнині аноду допоміжного розряду при таких параметрах анодної плазми забезпечує інтенсивну іонізацію газу і, відповідно, збільшення густини іонного струму на катод. При цьому максимальна величина струму основного розряду обмежена густиною нейтральних часток в плазмі при заданому початковому

струмі розряду, який підтримується в розрядно-му проміжку відповідним тиском газу.

Енергетичні параметри електронного пучка, що генерується тріодною електродною системою, залежать від коефіцієнта іонно-електронної емісії катоду та параметрів іонного потоку, який генерується анодною плазмою та формується в області катодного падіння потенціалу.

Експериментальні дослідження показали, що коефіцієнт іонно-електронної емісії катоду при збільшенні напруги горіння розряду підвищується (рис. 2), а при збільшенні струму розряду знижується, що призводить до зниження к.к.д. і збільшення витрат енергії на електродах розрядного проміжку (рис. 3).

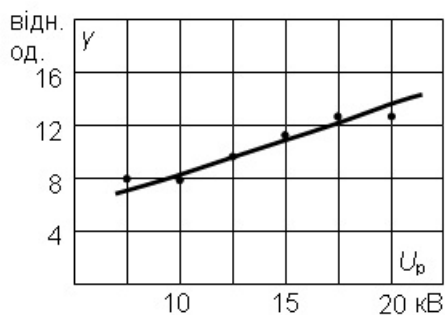


Рис. 2. Залежність коефіцієнта іонно-електронної емісії від прискорюючої напруги для алюмінієвого катоду. (Газ – повітря, $P = 2,3$ Па, $U_{кер} = 200$ В)

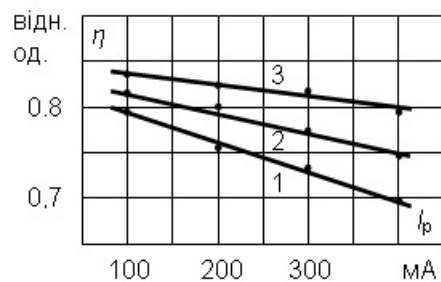


Рис. 3. Залежність к.к.д. тріодного джерела електронів ВТР від енергетичних параметрів розряду. (Прискорююча напруга: 1 – 15 кВ; 2 – 20 кВ; 3 – 25 кВ)

Глибина емісійного шару холодного катоду становить 100-200 атомних шарів, що обумовлює велику чутливість її до змін температури, тиску та роду залишкових газів, густини струму іонів, так як емісія під дією іонів може відбуватись і із шару адсорбованих газів. Як правило при забрудненні плівками газу або іншими атомами відбувається значне (в 2-5 раз) збільшення коефіцієнта емісії. Більш ефективним є покриття поверхні електропозитивними і легшими, ніж атоми основного матеріалу, елементами. Залежність коефіцієнта емісії для

покритої газовими шарами поверхні катоду має характер швидкого зростання при збільшенні енергії іонів приблизно до 20 кеВ [1].

У зв'язку з цим на початку роботи розряду коефіцієнт іонно-електронної емісії буде мати більш високе значення. По мірі руйнування покриття і переходу до відносно очищеного катоду коефіцієнт емісії знижується. З урахуванням наведеного вище, при роботі розряду в імпульсному режимі очищення катоду від покриття в залежності від шпаруватості керуючих імпульсів буде частковим. Це можливо віднести і до покриття Al_2O_3 алюмінієвого катоду. Тому коефіцієнт емісії в імпульсному режимі, особливо при невеликій шпаруватості імпульсів, буде дещо більшим, ніж в стаціонарному режимі роботи, що підвищує к.к.д. тріодної електронної гармати з холодним катодом і зменшує долю енергії, яка виділяється на її елементах.

Так як допустима потужність розсіювання на електродах залежить від ефективності тепловідводу, що може обмежувати граничні параметри розряду, то в імпульсному режимі роботи гармати, де температурне навантаження на електроди є значно нижчим (рис. 4), можлива генерація тріодною електродною системою з алюмінієвим катодом, ефективність тепловідведення якого становить до $0,2$ кВт/см², електронних пучків потужністю десятки кВт.

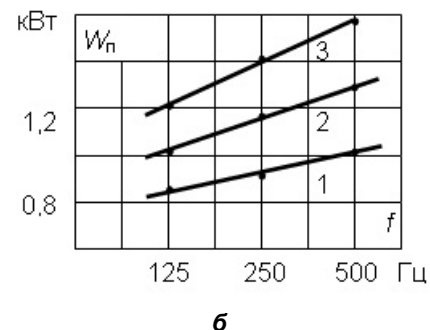
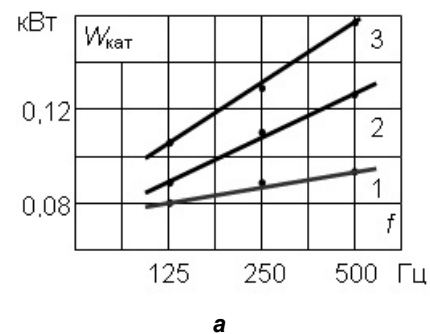


Рис. 4. Залежність потужності, що виділяється на катоді (а), та потужності електронного пучка від амплітуди та частоти керуючих імпульсів (б): 1 – 100 В; 2 – 200 В; 3 – 300 В. $\tau_i = 1$ мс; $U_p = 16$ кВ

Висновки

В результаті проведених досліджень показано, що:

- на енергетичні характеристики газорозрядної гармати визначальний вплив мають емісійні властивості холодного катоду;
- при використанні алюмінієвого катоду к.к.д. тріодного джерела електронів в залежності від режимів розряду досягає 80 – 85 %;
- при імпульсному режимі роботи тріодної гармати доля теплової енергії, що виділяється на катоді не перевищує 10% від загальної, що створює можливість генерації електронних пучків потужністю десятки кВт.

Література

1. *Завьялов М.А., Крейндель Ю.Е., Новиков А.А., Шантурин Л.П.* Плазменные процессы в технологических электронных пушках. М.: Атомиздат, 1989. – 256 с.
2. *Ладохин С.В., Левицкий Н.И., Чернявский В.Б., Лапшук Т.В., Шмигидин В.Г., Кравчук Л.А., Гладков А.С.* Электронно-лучевая плавка в литейном производстве. – К.: „Сталь”, 2007. – 605 с.
3. *Рыкалин Н.Н., Зуев И.В., Углов А.А.* Основы электронно-лучевой обработки материалов. М. Машиностроение, 1978, 239 с.
4. *Denbnovetsky S.V., Melnyk V.G., Melnyk I.V.* High voltage glow discharge electron sources and possibilities of its application in industry for realising of different technological operations. // IEEE Transactions on plasma science. – Vol. 31, #5, October, 2003. – P. 987-993.
5. *Denbnovetsky S.V., Melnik V.I., Melnik I.V., Tugay B.A.* Investigation of forming of electron beam in glow discharge electron guns with additional electrode. - XVIII-th International Symposium on Discharges and Electrical Insulation in Vacuum, August 17-21, 1998, Eindhoven, The Netherlands, Proceedings, vol.2. - P. 637-640.

*Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»*

Поступила в редакцию 29 мая 2012 г.

Теория сигналов и систем

УДК 534.78

К.П. Филипенко, А.Н. Продеус, канд. техн. наук

Использование кумулянтных коэффициентов для определения пола диктора

Рассмотрена возможность использования кумулянтных коэффициентов в качестве классификационных признаков для определения пола диктора. Построены классификаторы с помощью логистической регрессии и линейного разделения.

The possibility of using the cumulant coefficients as classification criteria in determining the gender is considered. Classifiers were constructed by using logistic regression and linear separation.

Ключевые слова: плотность вероятности сигнала, октавная полоса частот, кумулянтные коэффициенты, тестирование.

Введение

Определение пола диктора является одной из задач голосовой биометрии [1, 2]. В настоящее время идентификация пола диктора используется в системах обеспечения безопасности. Кроме того, определение пола диктора позволяет проводить более точную настройку систем распознавания речи.

Решение данной задачи принципиально не отличается от решения любой другой задачи автоматического распознавания образов и состоит из стандартных этапов:

- формирование обучающей базы данных;
- выделение классификационных признаков;
- выбор и обучение модели;
- построение решающего правила (классификатора).

Одним из наиболее важных этапов, который, в конечном счете, будет определять качество классификации, является выбор классификационных признаков.

Как правило, в качестве информационного параметра, по которому проводится идентификация пола диктора, используют частоту основного тона. Однако, как показывает практика, одной частоты тона недостаточно для достоверной классификации пола диктора, поэтому вектор признаков дополняют кепстральными параметрами [1, 2].

Цель данной работы состоит в том, чтобы показать принципиальную возможность использования кумулянтных коэффициентов в качестве

классификационных признаков при определении пола диктора.

1. Выбор классификационных признаков

В работе [3] исследовались законы распределения мгновенных значений речевых сигналов для мужских и женских голосов. Результаты исследований показали, что законы распределения мужских и женских голосов наиболее различны в крайних октавных полосах частот – около 125 и 8000 Гц. Рассмотрим речевой сигнал в октавной полосе частот со среднегеометрической частотой 125 Гц. На рис. 1 изображены графики оценок плотностей вероятностей мгновенных значений сигнала, полученных для фонограмм мужского и женского голосов в указанной полосе частот.

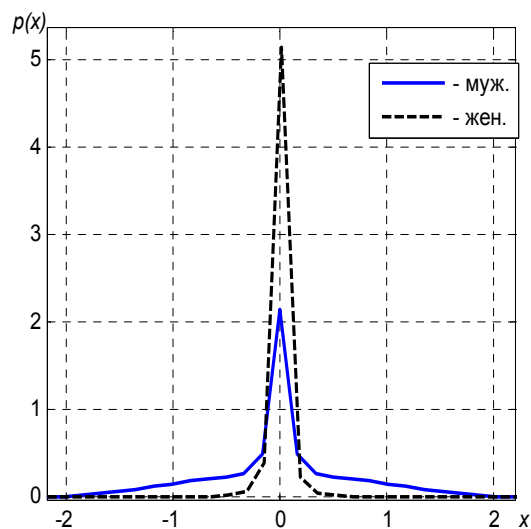


Рис. 1

Как следует из рис. 1 плотности вероятностей для мужских и женских речевых сигналов существенно отличаются. Данный факт может стать основой для классификации пола диктора.

Следует отметить, что указанные плотности вероятностей могут быть аппроксимированы смесью нормальных распределений. Частный случай смеси нормальных распределений был предложен в качестве модели плотности вероятностей речевого сигнала в работе [4]. Задача аппроксимации плотности вероятностей одновершинной смесью распределений рассмотре-

на в работе [5]. В работах [5, 6] показано, что плотность вероятностей одновершинной гауссовской смеси однозначно определяется кумулянтными коэффициентами γ_4 и γ_6 .

Таким образом, если в качестве модели плотности вероятностей речевого сигнала принять одновершинную двухкомпонентную гауссовскую смесь [5], то для идентификации распределения целесообразно применять кумулянтные коэффициенты γ_4 и γ_6 .

2. Кумулянтные коэффициенты

В общем случае кумулянтные коэффициенты γ_k определяются следующим образом [7]:

$$\gamma_k = \frac{\kappa_k}{\kappa_2^{\frac{k}{2}}}, \quad (1)$$

где κ_k – кумулянты порядка k , однозначно связанные с центральными моментами μ_k . В частности, для симметричного распределения, которым является одновершинная двухкомпо-

нентная гауссовская смесь

$$\begin{aligned} \kappa_1 &= m; \\ \kappa_2 &= \mu_2 = \sigma^2; \\ \kappa_3 &= \kappa_5 = 0; \\ \kappa_4 &= \mu_4 - 3\mu_2^2; \\ \kappa_6 &= \mu_6 - 15\mu_2\mu_4 + 30\mu_2^3, \end{aligned} \quad (2)$$

где μ_k – центральные моменты.

Из формул (1) и (2) получаем выражения для кумулянтных коэффициентов γ_4 (коэффициент эксцесса) и γ_6 :

$$\begin{aligned} \gamma_4 &= \frac{\mu_4}{\mu_2^2} - 3, \\ \gamma_6 &= \frac{\mu_6}{\mu_2^3} - 15 \frac{\mu_4}{\mu_2^2} + 30. \end{aligned}$$

На рис. 2 представлены коэффициенты γ_4 и γ_6 для ряда речевых сигналов, профильтрованных октавным фильтром со среднегеометрической частотой равной 125 Гц.

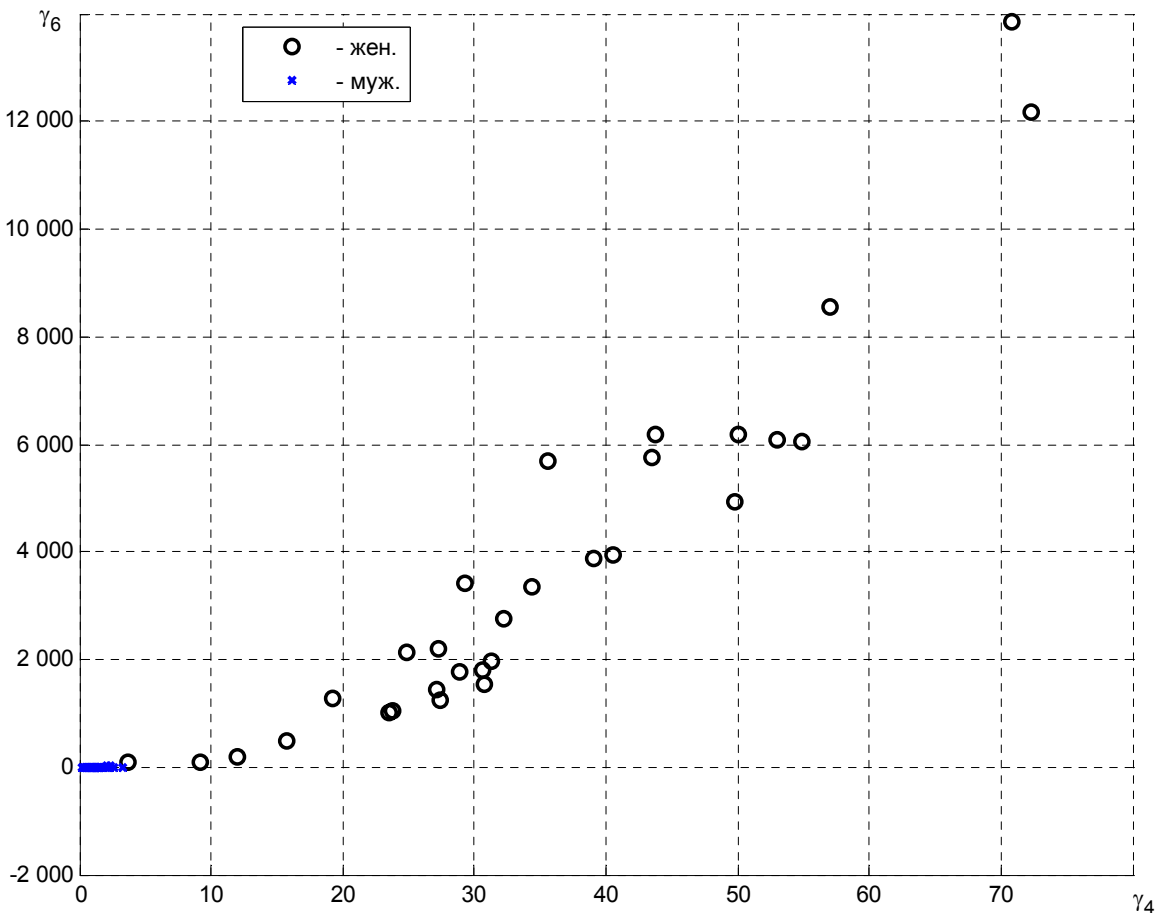


Рис. 2

Анализируя рис. 2 можно сделать вывод, что кумулянтные коэффициенты могут служить параметрами по которым можно определить пол диктора.

3. Характеристика речевой базы данных

Обучающая база данных сформирована на основе записей, сделанных в заглушенной комнате с усредненным временем реверберации 0,1 с. В записи участвовало 19 мужчин и 15 женщин. Для каждого диктора записано по два речевых фрагмента: один записан на украинском языке; второй – на русском. Таким образом база состоит из 68 сигналов длительностью 1 с каждый, записанных с частотой дискретизации 20050 Гц.

Контрольная (тестовая) база также состоит из 68 сигналов, записанных при тех же условиях что и сигналы обучающей базы.

4. Построение классификаторов

Логистическая регрессия

Для решения задач классификации часто применяется статистическая модель, именуемая логистической регрессией [8]. В частности, для бинарной классификации, при которой задача заключается в определении принадлежности объекта к одному из двух классов, классы можно обозначить как «0» и «1». В таком случае гипотеза будет иметь вид

$$h_{\theta}(x) = g(\theta^T x) = \frac{1}{1 + e^{-\theta^T x}}, \quad (3)$$

где $g(z)$ – логистическая функция; θ – вектор параметров, а процесс классификации будет заключаться в вычислении функции $h_{\theta}(x)$ для каждого классифицируемого объекта. Если значение функции (3) больше 0,5 то объект относится к классу «1», если меньше 0,5 – к классу «0».

Чтобы определить вектор параметров θ необходимо иметь обучающую выборку, состоящую из вектора признаков x и вектора маркеров класса y .

Для получения вектора параметров θ будем использовать метод максимального правдоподобия. В первую очередь запишем функцию правдоподобия

$$L(\theta) = \prod_{i=1}^m \left(h_{\theta}(x^{(i)}) \right)^{y^{(i)}} \left(1 - h_{\theta}(x^{(i)}) \right)^{1-y^{(i)}}.$$

Но максимизировать удобнее не функцию правдоподобия непосредственно, а логарифм функции правдоподобия:

$$\log L(\theta) = \sum_{i=1}^m y^{(i)} \log h_{\theta}(x^{(i)}) + \left(1 - y^{(i)} \right) \log \left(1 - h_{\theta}(x^{(i)}) \right). \quad (4)$$

Максимизацию функции (4) целесообразно выполнять применяя метод градиентного спуска, который позволяет посредством итераций получить параметры θ . На каждом итерационном шаге j -е значение вектора параметров θ будет равно:

$$\theta_j := \theta_j + \alpha \left(y^{(i)} - h_{\theta}(x^{(i)}) \right) x_j^{(i)}, \quad (5)$$

где $:=$ – оператор, аналогичный по своему действию оператору $=$ в Matlab; α – шаг.

Применим выше описанный алгоритм к обучающей базе данных для получения параметров гипотезы (3). При этом классу «женщина» назначим индикатор «0», а классу мужчина – индикатор «1».

В результате получаем следующие значения параметров θ :

$$\begin{aligned} \theta_0 &= 2,9454; \\ \theta_1 &= 3,7294; \\ \theta_2 &= -0,8335, \end{aligned}$$

а гипотеза, соответственно, записывается следующим образом

$$h(\gamma_4, \gamma_6) = \frac{1}{1 + \exp\{2,9454 + 3,7294\gamma_4 - 0,8335\gamma_6\}}. \quad (6)$$

Построим на плоскости (γ_4, γ_6) границу, разделяющую оба класса. Для этого приравняем функцию (6) к 0,5 и выразим параметр γ_6 через параметр γ_4 :

$$\gamma_6 = 1,1998(2,9454 + 3,7294\gamma_4). \quad (7)$$

На рис. 3 представлены данные обучающей выборки и график границы классов (7) в разном масштабе.

Запишем гипотезу (6) в таком виде, чтобы получить классификатор, принимающий два значения «0» (для класса «женщина») и «1» (для класса «мужчина»).

Из формулы (7) и рис. 3 следует, что для всех записей женских голосов должно выполняться условие

$$\gamma_6 > 1,1998(2,9454 + 3,7294\gamma_4), \quad (8)$$

а для мужских –

$$\gamma_6 < 1,1998(2,9454 + 3,7294\gamma_4). \quad (9)$$

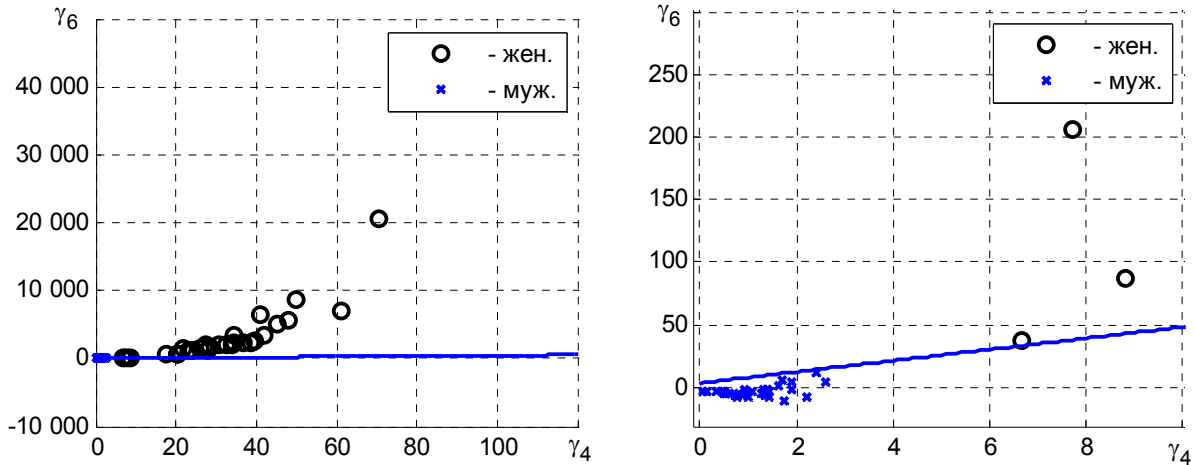


Рис. 3

Учитывая неравенства (8) и (9), запишем классификатор

$$H(\gamma_4, \gamma_6) = \text{sign}(1,1998(2,9454 + 3,7294\gamma_4) - \gamma_6). \quad (10)$$

Линейное разделение

Реализуем иной подход к построению классификатора. Как следует из рис. 2 исследуемые два класса являются линейно разделимыми. Это означает, что в заданном пространстве параметров можно построить гиперплоскость, которая разделит классы. Однако строить плоскость следует не произвольно, а таким образом, чтобы расстояние от объектов каждого класса до этой плоскости было максимально. Эта идея положена в основу целого набора алгоритмов, объединенных названием метод опорных векторов [8]. Следует отметить, что при построении разделяющей плоскости участвуют не все объекты классов, а лишь некоторые из них, которые и называются опорными.

В этой работе ограничимся наипростейшим случаем. Выберем из обоих классов по одному объекту, расстояние между которыми на плос-

кости $(\gamma_4; \gamma_6)$ минимально и проведем по середине между ними прямую

$$\gamma_6 = k\gamma_4 + b. \quad (1)$$

Отметим лишь, что данная прямая должна быть перпендикулярна прямой, соединяющей две выбранные точки.

Проведя несложные вычисления, получим параметры прямой (1):

$$\begin{aligned} k &= -8,0208; \\ b &= 53,9592. \end{aligned}$$

Таким образом граница между двумя классами описывается равенством

$$\gamma_6 = -8,0208\gamma_4 + 53,9592, \quad (12)$$

а классификатор получим аналогично (10)

$$H(\gamma_4, \gamma_6) = \text{sign}(53,9592 - \gamma_6 - 8,0208\gamma_4). \quad (13)$$

На рис. 4 в разных масштабах приведены данные обучающей выборки и график функции (12).

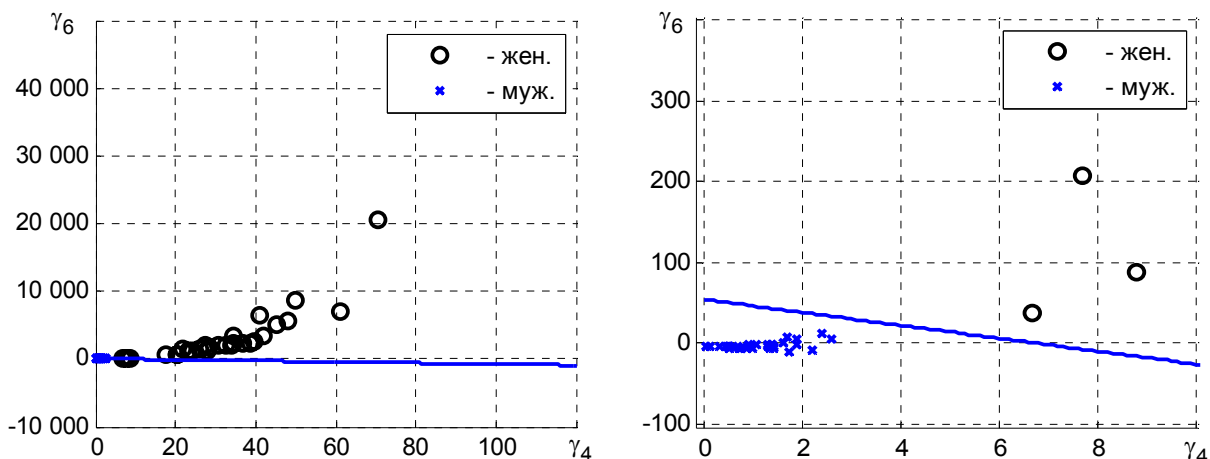


Рис. 4

5. Результаты классификации

В табл. 1 приведены проценты ошибок классификации сигналов тестовой базы с помощью классификаторов (10) и (13).

Таблица 1

Логистическая регрессия			
	Муж.	Жен.	Среднее
Ошибка, %	2,6	0	1,3
Линейное разделение			
	Муж.	Жен.	Среднее
Ошибка, %	0	0	0

Как следует из табл. 1 классификатор, полученный с помощью линейного разделения, дал лучший результат, то есть для данной тестовой базы все сигналы были правильно классифицированы.

Выводы

В работе показано, что анализируя параметры плотности вероятностей сигнала в октавной полосе частот со среднегеометрической частотой, равной 125 Гц, можно решать задачу классификации пола диктора.

В качестве классификационных признаков были выбраны кумулянтные коэффициенты γ_4 и γ_6 , с их использованием были построены классификаторы.

Результаты тестирования показали, что классификатор, построенный с помощью линейного разделения дал лучший результат.

Литература

1. *Калюжный А.Я.*, Семенов В.Ю. Метод идентификации пола диктора на основе моделирования акустических параметров голоса гауссовыми смесями // *Акустичний вісник*. – 2009. – Т. 12, № 2. – С. 31–38.
2. *Scheme E.*, Castillo-Guerra E., Englehart K., Kizhanatham A. Practical Considerations for Real-Time Implementation of Speech-Based Gender Detection // *Lecture notes in computer science*. – 2006. – № 4225. – P. 426–436.
3. *Дидковский В.С.*, Продеус А.Н. Сопоставление формантных свойств украинской и русской речи // *Электроника и связь. Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии»*. – 2009. – Ч.2. – С. 88–94.
4. *Величкин А.И.* Передача аналоговых сообщений по цифровым каналам связи. – М.: Радио и связь, 1983. – 240 с.
5. *Красильников А.И.*, Пилипенко К.П. Применение двухкомпонентной гауссовской смеси для идентификации одновершинных симметричных плотностей вероятностей // *Электроника и связь*. – 2008. – № 5(46). – С. 20–29.
6. *Красильников А.И.*, Пилипенко К.П. Одновершинная двухкомпонентная гауссовская смесь. Коэффициент эксцесса // *Электроника и связь*. – 2007. – № 2(37). – С. 32–38.
7. *Малахов А.Н.* Кумулянтный анализ случайных негауссовских процессов и их преобразований. – М.: Сов. радио, 1978. – 376 с.
8. *Friedman J.*, Hastie T., Tibshirani R. *The Elements of Statistical Learning*. – Springer. – 2008. – 739 p.

Акустические приборы и системы

УДК 534.3

А.В. Коржик, д-р техн. наук, Н.Ю. Филиппова

Постановка и решение задачи о приеме звука цилиндрическим электроупругим преобразователем с полностью электродированной поверхностью, размещенным в замкнутом волновом слое

Аналитически решена задача о приеме звука цилиндрическим электроупругим преобразователем с полностью электродированной поверхностью, размещенным в замкнутом волновом слое с учетом многомодовости системы. Решение задачи производится с помощью метода частичных областей, а также свойств полноты и ортогональности цилиндрических волновых функций при сопряжении полей на границах частичных областей. Определены коэффициенты разложения акустических, механических и электрических полей оболочки и волнового кольцевого слоя.

The problem of receiving a cylindrical electroelastic audio converter with full electroded surface, placed in a closed-wave multimode fiber based system is solved. Solution of the problem is occur with the method of partial domains, using the Fourier method, and the properties of completeness and orthogonality of the cylindrical wave functions for the conjugation of the fields on the boundaries of sub-domains. The expansion coefficients of sound fields of the wave envelope and the annular layer is found.

Ключевые слова: оболочка, пьезокерамический преобразователь, «сквозная» задача, метод частичных областей, волновой слой.

Введение

На сегодняшний день в практической гидроакустике задачи о формировании пространственной избирательности приемных акустических антенных решеток в широком частотном диапазоне требуют доопределения в части выбора вида экранирования. В качестве экрана в традиционных гидроакустических антеннах использовались резины различной марки с определенными физико-механическими свойствами, а также компаунды и пенопласты, наносимые на поверхность пьезокерамического преобразователя.

Изначально исходной представляется задача о приеме звуковых волн цилиндрическим пьезокерамическим преобразователем, размещенным в замкнутом кольцевом волновом слое. Её аналити-

ческое решение достаточно сложно. На сегодняшний день существует достаточно широкий перечень работ, использующих в постановочной части представление преобразователя в виде идеализированного тела цилиндрической формы или устройства с фиксированными физическими свойствами [1–5]. К тому же в ряде работ (например, [1, 6]) решение указанной задачи представлено с использованием допущения о том, что механическое сопротивление пьезокерамической оболочки-преобразователя и сопротивление излучения определяются с использованием элементов методологии расчета преобразователей как систем с сосредоточенными параметрами. При этом вопросы работы приемных преобразователей в замкнутых и незамкнутых кольцевых слоях освещены лишь для традиционных моделей преобразователей, не учитывающих их электроупругие свойства. Это связано с недостаточной изученностью электроупругих постановок задач для экранированных приемоизлучающих систем. При этом представляют практический интерес особенности использования кольцевых слоев как элементов согласования электроупругих преобразователей с рабочей средой. Так, работа [2] содержит результаты лишь о распределениях давлений перед кольцевым слоем в освещенной зоне и зоне тени в зависимости от звукопрозрачности слоя и не описывает характеристики электрических и механических полей преобразователя.

Известно также, что модовый состав тонких оболочек возбуждаемых звуковой волной достаточно разнообразен, а формы колебаний – частотно связаны (например, [5, 7–8]). Таким образом, вышеизложенное определяет актуальность предлагаемой работы, посвященной решению задачи о приеме звука цилиндрическим пьезокерамическим преобразователем расположенного в волновом слое с учетом многомодовости системы «преобразователь-волновой слой».

Целью работы является аналитическое решение задачи о приеме звука цилиндрическим электроупругим преобразователем с полностью электродированной поверхностью в замкнутом волновом слое с учетом многомодовости указанной системы.

Постановка задачи

Рассматривается задача о приеме звука бесконечным круговым цилиндрическим преобразователем через замкнутый кольцевой слой в сквозной постановке, принадлежащая к классу задач стационарной гидроэлектроупругости.

Предполагается, что в идеальной малосжимаемой жидкости с плотностью ρ и скоростью звука c размещена колебательная система, состоящая из одиночного пьезокерамического цилиндрического преобразователя бесконечной длины, который расположен в замкнутом волновом кольцевом слое. Преобразователь представляется круговой электроупругой, радиально поляризованной оболочкой произвольного радиуса R_{0s} с толщиной стенки $h_{0s} = R_{1s} - R_{0s}$ (рис.1).

Внутри преобразователя – вакуум. На поверхность преобразователя нанесены сплошные электроды с углом раскрытия $2\gamma_{0s} = 2\pi$. Толщины электродов считаем малыми, не влияющими на электромеханические характеристики преобразователя и не требующими привлечения дополнительных характеристик по механическому и электрическому полям. Прием звука происходит через замкнутый кольцевой слой радиуса R_{1s} . Предполагается, что материал слоя не сопротивляется сдвиговым деформациям, толщина его $h_{сл} \ll \lambda_{сл}$, а его акустические свойства характеризуются плотностью ρ_1 и скоростью звука c_1 .

На заданную колебательную систему из бесконечности под углом α в направлении единичного вектора \mathbf{n} падает плоская звуковая волна p_0 единичной амплитуды.

Математически работа указанной колебательной системы описывается с использованием:

- уравнений состояния пьезоэлектрической керамики, которые линейно связывают между собой компоненты механических напряжений, деформации, электрической напряженности и индукции;
- уравнение движения элемента механической колебательной системы преобразователя;
- соотношения Коши, которые связывают компоненты тензора деформации и вектора перемещения;
- уравнение вынужденной электростатики.

Совместное решение всех этих уравнений позволяет определить характеристики преобразователей с учетом связанности всех трех полей – электрического, механического и акустического для случая стационарных задач. Решение задачи производится с помощью метода частичных областей, с использованием метода Фурье, а также свойств пол-

ноты и ортогональности цилиндрических волновых функций и функций вида $e^{in\varphi}$. Таким образом, задача сводится к определению коэффициентов разложений для акустических, механических и электрических полей рассмотренной колебательной системы «преобразователь – волновой слой» как системы с распределенными параметрами.

Решение задачи

Введем ряд координатных систем (рис.1):

- общую прямоугольную систему координат $OXYZ$, расположенную, так что ось OX лежит в плоскости преобразователя, а ось OZ параллельна продольной оси цилиндра;
- локальную и прямоугольную систему координат $O_s X_s Y_s Z_s$, которые одинаково ориентированные в пространстве, причем оси $O_s Z_s$ совпадают с продольными осями соответствующих цилиндрических оболочек.
- локальную $R\varphi Z$ круговую цилиндрическую систему, связанную с прямоугольной системой известными формулами.

Используем метод частичных областей [1, 9, 10]. Разобьем область существования поля на ряд областей I, II, III (рис.1) так, что область I ($R_{0s} \leq r_s \leq R_{1s}$) соответствует замкнутому волновому слою, область II ($R_{1s} \leq r_s < \infty$) – рабочей среде, область III ($r_s \leq R_{0s} - h_{0s}$) – внутреннему объему цилиндра. Вследствие условия внутренней вакуумизации давление в области III отсутствует, т.е. $p_3 = 0$.

В области II предполагается существование поля падающей волны p_0 и рассеянного поля p_s . Полное поле определяется как

$$p_{II} = p_0 + p_s = -i\omega\rho \left[\sum_n E_n H_n^{(1)}(kr_s) e^{in\varphi_s} + e^{ik(nr_{0s})} e^{ik(nr)} \right]. \quad (1)$$

При условии совпадения центров общей и локальной системы координат O и O_s (т.е. $r_{0s} = 0$), плоская падающая волна p_0 в выражении (1) имеет вид

$$p_0 = \sum_n i^n I_n(kr_s) e^{in\varphi_s} e^{-in\alpha},$$

где $n = 0; \pm 1; \pm 2; \pm 3; \dots$; $i = \sqrt{-1}$; α – угол падения плоской звуковой волны; φ_s – окружная координата; $I_n(kr_s)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка;

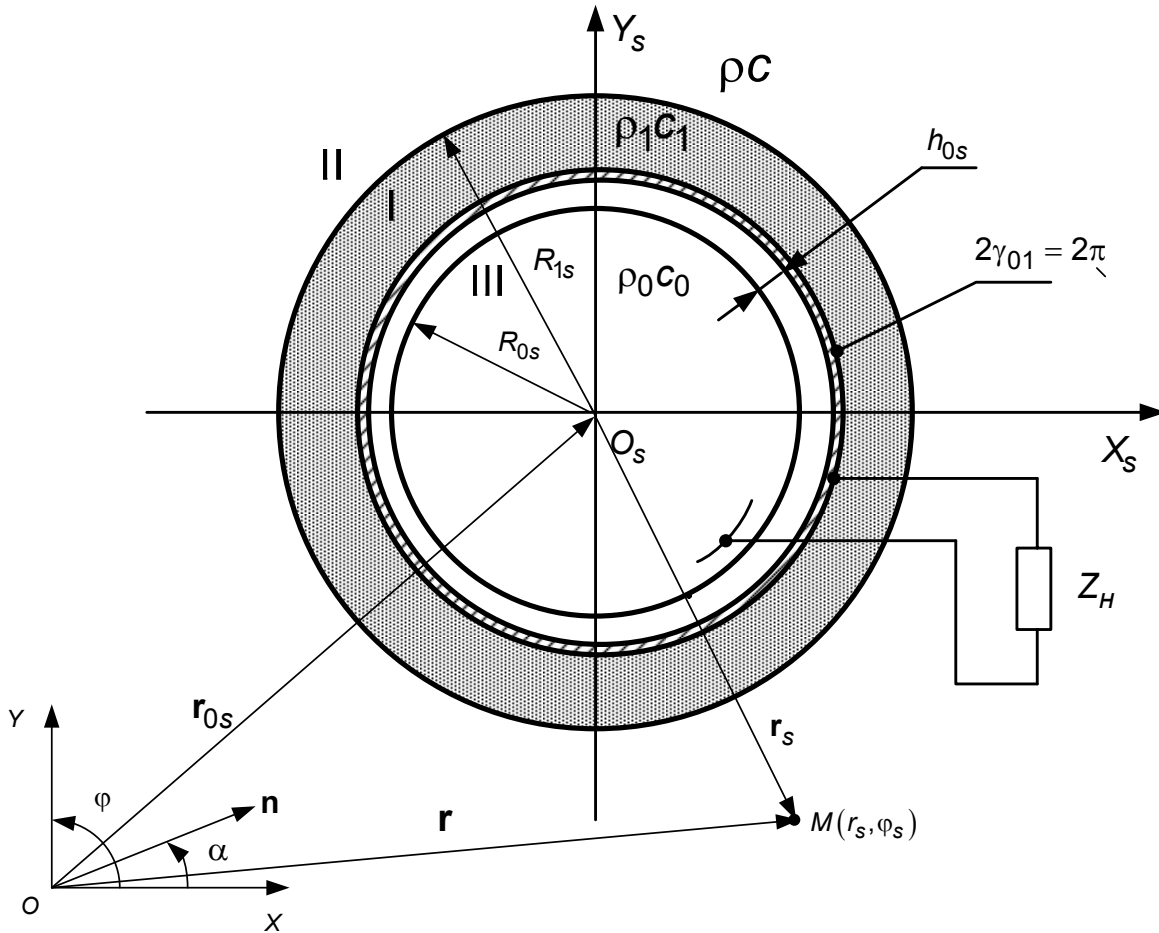


Рис. 1

Полное поле в области II в локальных координатах s -го цилиндра запишем как

$$\rho_{II} = -i\omega\rho \left[\sum_n E_n H_n^{(1)}(kr_s) e^{in\varphi_s} + \sum_n i^n I_n(kr_s) e^{in\varphi_s} e^{-in\alpha} \right]. \quad (2)$$

В области I в координатах s -го цилиндра радиальная нагрузка оболочки со стороны среды слоя представляется акустическим воздействием вида:

$$\rho_I = -i\omega\rho_1 \left[\sum_n (A_n I_n(k_1 r_s) + B_n N_n(k_1 r_s)) e^{in\varphi_s} \right]. \quad (3)$$

Рассмотрим граничные условия на поверхностях системы, а затем будем решать задачу по частям. Считаем, что на внешней поверхности

слоя $r_s = R_{1s}$, $\varphi_s \in [0; 2\pi]$ должны выполняться силовые и кинематические условия сопряжения областей, которые составляют следующую систему функциональных уравнений

$$\begin{cases} \rho_I = \rho_{II}; \\ v_{r2} = v_{rcл}. \end{cases} \quad (4)$$

Запишем на поверхности оболочки (внутренняя поверхность слоя) $r_s = R_{0s}$, $\varphi_s \in [0; 2\pi]$ граничное условие

$$\frac{1}{i\rho_1 c_1} \frac{\partial \rho_I}{\partial (k_1 r_s)} = v_{r_s}. \quad (5)$$

Считаем, что нормальные составляющие колебательной скорости точек поверхности оболочки и волнового слоя определяются выражениями:

$$\begin{aligned} v_{r_1} &= \frac{\partial W_s}{\partial t} = \dot{W}_s \quad \text{при } r_s = R_{0s}; \\ v_{r_2} &= \frac{\partial W_{счл}}{\partial t} = \dot{W}_{счл} \quad \text{при } r_s = R_{1s}. \end{aligned} \quad (6)$$

Рассмотрим цилиндрический преобразователь. Он выполнен из пьезоматериала со скоростью звука c_{ms} и плотностью ρ_{ms} . Рассматривая плоскую задачу, считаем, что уравнения движения оболочки, записанные в рамках гипо-

тез Кирхгофа-Лява, представлены системой [11]:

$$\left[\begin{aligned} & \left[1 + \frac{h_{0s}^2}{12R_{0s}^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \right] \frac{\partial^2 U_s}{\partial \varphi_s^2} + \frac{\partial W_s}{\partial \varphi_s} - \\ & - \frac{h_{0s}^2}{12R_{0s}^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \frac{\partial^3 W_s}{\partial \varphi_s^3} - \\ & - R_{0s} \frac{e_{31}}{C_{11}^E} \frac{\partial E_{rs}^{(0)}}{\partial \varphi_s} - \frac{R_{0s}^2 \rho_{ms}}{C_{11}^E} \frac{\partial^2 U_s}{\partial t^2} = 0; \\ & \frac{\partial U_s}{\partial \varphi_s} + \frac{h_{0s}^2}{12R_{0s}^2} \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \frac{\partial^3 U_s}{\partial \varphi_s^3} - W_s - \\ & - \frac{h_{0s}^2}{12R_{0s}^2} \left(1 + \frac{e_{31}}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right) \frac{\partial^4 W_s}{\partial \varphi_s^4} + \\ & + R_{0s} \frac{e_{31}}{C_{11}^E} E_{rs}^{(0)} + \frac{R_{0s}^2}{h_{0s} C_{11}^E} q_{rs} - \\ & - \frac{R_{0s}^2 \rho_{ms}}{C_{11}^E} \frac{\partial^2 W_s}{\partial t^2} = 0, \end{aligned} \right. \quad (7)$$

где q_{rs} - внешняя акустическая нагрузка;
 W_s - радиальная составляющая перемещений точек поверхности оболочки

$$W_s = \sum_m W_m^{(s)} e^{im\varphi_s}, \quad m = 0; \pm 1; \pm 2; \dots;$$

U_s - тангенциальная составляющая перемещений точек поверхности оболочки

$$U_s = \sum_m W_m^{(s)} e^{im\varphi_s};$$

e_{31} - пьезокерамическая константа; ϵ_{33}^S - диэлектрическая проницаемость материала оболочки;

$E_{rs}^{(0)}$ - радиальная составляющая вектора напряженности электрического поля (поляризация оболочки – радиальная).

Рассмотрим электродирование преобразователя. Составляющая электрического поля в пьезокерамике $E_{rs}^{(0)}$ определяется из условия [8, 12]

$$U_m^{(0)} = - \int_{\frac{h_{0s}}{2}}^{\frac{h_{0s}}{2}} E_{rs|_{2\gamma_{01}}} dh, \quad (8)$$

где $E_{rs}^{(0)} = E_{rs|_{2\gamma_{01}}} \cdot f_1(\varphi_s); \quad (9)$

$$f_1(\varphi_s) = \sum_k 2\gamma_{01} \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} e^{ik\varphi_s}.$$

Для случая полного электродирования с учетом свойств полноты и ортогональности уравнение (8) будет иметь вид

$$E_{rs}^{(0)} = E_{rs} |_{2\gamma_{01}} = - \frac{U_{01H}^{(0)}}{h_{01}} \cdot 2\pi. \quad (10)$$

Заметим, что справедлива ситуация $\frac{\partial E_{rs}^{(0)}}{\partial \varphi_s} = 0$ так как изменения $E_{rs}^{(0)}$ по углу для такого вида электродирования отсутствует.

В выражении (10) определим $U_{01H}^{(0)}$ как падение напряжения в цепи нагрузки электрода, которое можно определить исходя из условия [12] и учтем отсутствие тангенциальной составляющей перемещений точек поверхности оболочки:

$$I_H = - \frac{U_{01H}}{Z_H} = \int_S \frac{\partial D_r}{\partial t} dS = \int_0^{2\pi} (i\omega) D_r d\varphi_s,$$

где $D_r = \epsilon_{33} E_r^{(0)} + e_{31} \left\{ W_s \frac{1}{R_{0s}} + \frac{1}{R_{0s}} \frac{\partial U_s}{\partial \varphi_s} \right\}.$

Таким образом,

$$\begin{aligned} \frac{U_{01H}}{Z_H} &= (i\omega) \epsilon_{33} \frac{U_{01H}}{h_{0s}} \int_0^{2\pi} d\varphi_s + \\ &+ (i\omega) \frac{e_{31}}{R_{0s}} \sum_m W_m \int_0^{2\pi} e^{im\varphi_s} d\varphi_s, \\ E_{rs} &= - \frac{i\omega Z_H A \frac{e_{31}}{R_{0s}} 2\pi}{i\omega \epsilon_{33} A Z_H 2\pi - h_{0s}} W_0. \end{aligned}$$

Рассмотрим систему (7) и введем коэффициенты:

$$\begin{aligned} a &= \frac{h_{0s}^2}{12R_{0s}^2}, \\ b &= \left(1 + \frac{e_{31}^2}{C_{11}^E \epsilon_{33}^S} \right), \\ c &= \frac{R_{0s} e_{31}}{C_{11}^E h_{0s}}, \\ d &= \frac{R_{0s}^2 \rho_{ms}}{C_{11}^E}, \\ j &= \frac{R_{0s}^2}{C_{11}^E h_{0s}}; \end{aligned} \quad (11)$$

Сведем коэффициенты (11) левых частей уравнений в системе (7) и используя функцию включения получим

$$\left\{ \begin{aligned} & \sum_m \left[d\omega^2 - (1+ab)m^2 \right] U_m^{(s)} e^{im\varphi_s} + \\ & + \sum_m \left[(1+abm^2)im \right] W_m e^{im\varphi_s} + \\ & + cU_{01} \left[\sum_k 2\gamma_{01}(ik) \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} e^{ik\varphi_s} \right] = 0; \\ & \sum_m \left[-im(1+abm^2) \right] U_m^{(s)} e^{im\varphi_s} + \\ & + \sum_m \left[d\omega^2 - (1+abm^4) \right] W_m e^{im\varphi_s} - \\ & - cU_{01} \left[\sum_k 2\gamma_{01} \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} e^{ik\varphi_s} \right] = -jq_{rs}. \end{aligned} \right. \quad (12)$$

Пусть

$$F_m(\omega) = d\omega^2 - (1+ab)m^2;$$

$$\bar{F}_m(\omega) = d\omega^2 - (1+abm^4);$$

$$M_m = m(1+abm^2).$$

Тогда система (12) будет иметь вид

$$\left\{ \begin{aligned} & \sum_m F_m(\omega) U_m^{(s)} e^{im\varphi_s} + i \sum_m M_m W_m e^{im\varphi_s} + cU_{01} \times \\ & \times \left[\sum_k 2\gamma_{01}(ik) \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} e^{ik\varphi_s} \right] = 0 \\ & -i \sum_m M_m U_m^{(s)} e^{im\varphi_s} + \sum_m \bar{F}_m(\omega) W_m e^{im\varphi_s} - cU_{01} \times \\ & \times \left[\sum_k 2\gamma_{01} \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} e^{ik\varphi_s} \right] = -j \times \\ & \times \left[-i\omega\rho_1 \left(\sum_n A_n I_n(k_1 R_{0s}) e^{in\varphi_s} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sum_n B_n N_n(k_1 R_{0s}) e^{in\varphi_s} \right) \right]. \end{aligned} \right. \quad (13)$$

Рассмотрим первое уравнение системы (13). Используем свойство полноты и ортогональности функций $e^{im\varphi_s}$ и $e^{ik\varphi_s}$ на интервале $\varphi_s \in [-\pi; \pi]$. Умножим правую и левую часть первого уравнения на $e^{-il\varphi_s}$ ($l = 0; \pm 1; \pm 2; \dots$) и проинтегрируем по φ_s в пределах $[-\pi; \pi]$. При этом

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{im\varphi_s} e^{-il\varphi_s} d\varphi_s = \frac{e^{i(m-l)\varphi_s}}{m-l} \Big|_{-\pi}^{\pi} = \frac{\sin(m-l)\pi}{(m-l)\pi} \pi = \begin{cases} \pi & \text{при } l = m; \\ 0 & \text{при } l \neq m. \end{cases}$$

Тогда

$$F_m(\omega) U_m^{(s)} + iM_m W_m + cU_{01} \left[\sum_k 2\gamma_{01}(im\pi) \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} \right] = 0.$$

Рассмотрим второе уравнение системы (13). Используя свойство полноты и ортогональности функций $e^{im\varphi_s}$ и $e^{ik\varphi_s}$ на интервале $\varphi_s \in [-\pi; \pi]$, а также после ряда преобразований получим

$$\begin{aligned} & -iM_m U_m^{(s)} + \bar{F}_m(\omega) W_m - cU_{01} 2\gamma_{01} \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} = \\ & = -j \left[-i\omega\rho_1 \left(\sum_n A_n I_n(k_1 R_{0s}) + \right. \right. \\ & \left. \left. + \sum_n B_n N_n(k_1 R_{0s}) \right) \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Далее, используем граничные условия и функциональные уравнения (4) – (6), после чего производим ортогонализацию функций. В результате получим систему уравнений:

$$\left\{ \begin{aligned} & W_m^{(s)} = -i \frac{k_1}{\omega} \left(A_m^s I_m'(k_1 R_{0s}) + B_m^s N_m'(k_1 R_{0s}) \right); \\ & k_1 \left[A_m^s I_m'(k_1 R_{1s}) + B_m^s N_m'(k_1 R_{1s}) \right] = \\ & = k \left[E_m^s H_m^{(1)}(k R_{1s}) + \right. \\ & \left. + i^m I_m'(k R_{1s}) e^{-im\alpha} \right]; \\ & \rho_1 \left[A_m^s I_m(k_1 R_{1s}) + B_m^s N_m(k_1 R_{1s}) \right] = \\ & = \rho \left[E_m^s H_m^{(1)}(k R_{1s}) + \right. \\ & \left. + i^m I_m(k R_{1s}) e^{-im\alpha} \right]. \end{aligned} \right.$$

В систему уравнений штрих указывает на дифференцирование по аргументу функций. Очевидно, что в уравнении (14) третий член всегда равен нулю, кроме $k = 0$. Это говорит о справедливости утверждения о равенстве нулю $\frac{\partial E_{rs}^{(0)}}{\partial \varphi_s} = 0$. Далее из уравнения (14) с учетом вышесказанного получим

$$U_m^{(s)} = -iW_m \frac{M_m}{F_m(\omega)}.$$

Таким образом, имеем пять неизвестных коэффициентов разложений полей A_m^s , B_m^s , E_m^s , W_m , $U_m^{(s)}$, которые определим из нижеприведенной системы уравнений (15)

$$\left\{ \begin{aligned}
 k_1 \left[A_m^s I_m'(k_1 R_{1s}) + B_m^s N_m'(k_1 R_{1s}) \right] &= \\
 &= k \left[E_m^s H_m^{(1)}(k R_{1s}) + \right. \\
 &\quad \left. + i^m I_m'(k R_{1s}) e^{-im\alpha} \right]; \\
 \rho_1 \left[A_m^s I_m(k_1 R_{1s}) + B_m^s N_m(k_1 R_{1s}) \right] &= \\
 &= \rho \left[E_m^s H_m^{(1)}(k R_{1s}) + \right. \\
 &\quad \left. + i^m I_m(k R_{1s}) e^{-im\alpha} \right]; \\
 -iM_m U_m^{(s)} + \bar{F}_m(\omega) W_m - cU_{01} 2\gamma_{01} \frac{\sin k\gamma_{01}}{k\gamma_{01}} &= \\
 &= -j \left[-i\omega\rho_1 \left(\sum_m A_m I_m(k_1 R_{0s}) + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + \sum_m B_m N_m(k_1 R_{0s}) \right) \right]; \\
 W_m^{(s)} &= -j \frac{k_1}{\omega} \left(A_m^s I_m'(k_1 R_{0s}) + B_m^s N_m'(k_1 R_{0s}) \right); \\
 U_m^{(s)} &= -iW_m \frac{M_m}{F_m(\omega)}.
 \end{aligned} \right. \quad (15)$$

Решение системы уравнений (15) будем осуществлять в два этапа. На первом этапе задаем $m = 0$ и находим $A_0^s, B_0^s, E_0^s, W_0, U_0^{(s)}$. По известному W_0 для $m = \pm 1; \pm 2; \pm 3; \pm 4; \dots$ определяем $A_m^s, B_m^s, E_m^s, W_m, U_m^{(s)}$.

Введем ряд обозначений

$$Z_1 = \rho_1 c_1; \quad Z_{cp} = \rho c; \quad Z = \rho c_1; \quad (16)$$

$$a_0(\omega) = \frac{i\omega Z_H A \frac{\epsilon_{31}}{R_{0s}} 2\pi}{i\omega \epsilon_{33} Z_H A 2\pi - h_{0s}}; \quad (17)$$

$$\tilde{a}_0(\omega) = -\frac{\bar{F}_0(\omega) - 2\pi c a_0(\omega)}{2\pi j \omega \rho_1 c_1};$$

$$\Delta_{R_{0s}}^0(\omega) = \frac{\tilde{a}_0(\omega) N_0'(k_1 R_{0s}) - N_0(k_1 R_{0s})}{\tilde{a}_0(\omega) I_0'(k_1 R_{0s}) - I_0(k_1 R_{0s})} \quad (18)$$

$$\beta_{R_{1s}}^0(\omega) = Z_{cp} I_0'(k_1 R_{1s}) H_0(k R_{1s}) - Z_1 I_0(k_1 R_{1s}) H_0'(k R_{1s}); \quad (19)$$

$$\xi_{R_{1s}}^0(\omega) = Z_{cp} N_0'(k_1 R_{1s}) H_0(k R_{1s}) - Z_1 N_0(k_1 R_{1s}) H_0'(k R_{1s}); \quad (20)$$

$$\eta_{R_{1s}}^0(\omega) = Z_{cp} I_0'(k R_{1s}) H_0(k R_{1s}) - Z_1 I_0(k R_{1s}) H_0'(k R_{1s}). \quad (21)$$

Решая систему уравнений (15) выразим коэффициенты разложений ряда акустических механических и электрических полей при $m = 0$ с помощью обозначений (16) – (21)

$$\left\{ \begin{aligned}
 B_0 &= \frac{\eta_{R_{1s}}^0(\omega)}{\xi_{R_{1s}}^0(\omega) - \beta_{R_{1s}}^0(\omega) \Delta_{R_{0s}}^0(\omega)}; \\
 A_0 &= -B_0 \Delta_{R_{0s}}^0(\omega); \\
 E_0 &= \frac{k_1 [A_0 I_0'(k_1 R_{1s}) + B_0 N_0'(k_1 R_{1s})] - I_0(k_1 R_{1s})}{H_0'(k R_{1s})}; \\
 W_0 &= -i \frac{k_1}{\omega} (A_0 I_0'(k_1 R_{0s}) + B_0 N_0'(k_1 R_{0s})); \\
 U_0 &= -W_0 a_0(\omega).
 \end{aligned} \right.$$

Перейдем ко второму этапу решения задачи. По известному W_0 для $m = \pm 1; \pm 2; \pm 3; \pm 4; \dots$ определяем $A_m^s, B_m^s, E_m^s, W_m, U_m^{(s)}$. Аналогичным образом, вводя ряд обозначений

$$\tilde{a}_0^m(\omega) = -\frac{\bar{F}_m(\omega) - \frac{(M_m)^2}{F_m(\omega)}}{j2\pi\omega\rho_1 c_1}; \quad (20)$$

$$\Delta_{R_{0s}}^m(\omega) = \frac{\tilde{a}_0^m(\omega) N_m'(k_1 R_{0s}) - N_m(k_1 R_{0s})}{\tilde{a}_0^m(\omega) I_m'(k_1 R_{0s}) - I_m(k_1 R_{0s})};$$

$$\tilde{a}_{10}^m(\omega) = c \frac{E_{rs}}{i\omega\rho_1 j}; \quad (21)$$

$$\Delta_{R_{0s}}^{1m}(\omega) = \frac{\tilde{a}_{10}^m(\omega)}{\tilde{a}_0^m(\omega) I_m'(k_1 R_{0s}) - I_m(k_1 R_{0s})};$$

$$\beta_{R_{1s}}^m(\omega) = Z_{cp} I_m'(k_1 R_{1s}) H_m(k R_{1s}) - Z_1 I_m(k_1 R_{1s}) H_m'(k R_{1s}); \quad (22)$$

$$\xi_{R_{1s}}^m(\omega) = Z_{cp} N_m'(k_1 R_{1s}) H_0(k R_{1s}) - Z_1 N_m(k_1 R_{1s}) H_m'(k R_{1s}); \quad (23)$$

$$\eta_{R_{1s}}^m(\omega) = I_m'(k R_{1s}) H_m(k R_{1s}) - I_m(k R_{1s}) H_m'(k R_{1s}); \quad (24)$$

$$\zeta_{R_{1s}}^m(\omega) = Z_i^m e^{-im\alpha} \eta_{R_{1s}}^m(\omega). \quad (25)$$

В результате решения системы уравнений (15), вводя обозначения (20) – (25) получим

$$\left\{ \begin{aligned} B_m &= \frac{\zeta_{R_{1s}}^m(\omega) - \Delta 1_{R_{0s}}^m(\omega) \beta_{R_{1s}}^m(\omega)}{\xi_{R_{1s}}^m(\omega) - \beta_{R_{1s}}^m(\omega) \Delta_{R_{0s}}^m(\omega)}; \\ A_m &= -B_m \Delta_{R_{0s}}^m(\omega); \\ E_m &= \frac{k_1 [A_m I'_m(k_1 R_{1s}) + B_m N'_m(k_1 R_{1s})]}{H'_m(k R_{1s})} - \\ &\quad - \frac{i^m e^{-i m \alpha} I'_m(k R_{1s})}{H'_m(k R_{1s})}; \\ U_m^{(s)} &= -i W_m \frac{M_m}{F_m(\omega)}; \\ W_m &= -i \frac{k_1}{\omega} (A_m I'_m(k_1 R_{0s}) + B_m N'_m(k_1 R_{0s})). \end{aligned} \right.$$

Таким образом, определены неизвестные коэффициенты разложений, которые дают возможность определить акустические, механические и электрические поля. Для описания указанных полей необходимо подставить полученные коэффициенты в ряды разложений (2) – (3).

Выводы

Аналитически решена задача о приеме звуковых волн цилиндрическим пьезокерамическим электроупругим преобразователем с полностью электродированной поверхностью, который расположен в замкнутом кольцевом волновом слое.

При постановке задачи используется «сквозной» метод и привлекается линейная теория электроупругих оболочек, основывающаяся на гипотезах Кирхгофа-Лява. Акустические поля рассмотрены в рамках линейных приближений классической акустики. Решение проведено с использованием разложений по собственным формам (свойство многомодовости системы «преобразователь-волновой слой»), а также свойств полноты и ортогональности цилиндрических волновых функций и функций вида $e^{in\varphi}$.

Аналитически для данного вида электродирования подтверждена зависимость выходного электрического напряжения лишь от нулевой моды составляющей перемещений точек поверхности преобразователя.

Получены выражения для неизвестных коэффициентов разложений полей позволяющих рассчитать давления в слое и среде, напряже-

ние на нагрузке, составляющие перемещений точек поверхности оболочек.

Литература

1. Гринченко В.Т., И. В. Вовк Волновые задачи рассеяния звука на упругих оболочках. – К.: Наук.думка, 1986. – 240 с.
2. Вовк И.В., Гринченко В.Т., Кононученко Л.А. Дифракция звуковых волн на плоской решетке состоящей из полых упругих брусьев // Акуст. журн. – 1976. – №22, вып. 2. – С. 201 – 205.
3. Смаришев М.Д. Направленность гидроакустических антенн. – Л.: Судостроение, 1973. – 277 с.
4. Junger M.C. Feit D. Sound, structures and their interaction. – Cambridge: MIT, 1972. – 208 p.
5. Junger M.C. Sound scattering by thin elastic shells // Ibid. – 1952. – 24. – №4. – P. 562 – 567.
6. Плещач М.Г., Лейко О.Г. Випромінення звуку циліндричним п'єзокерамічним перетворювачем, розміщеним в шарі звукопрозорого матеріалу // Електроника и связь. – 2010, – №4, – С. 175 – 179.
7. Аронов Б.С. Электромеханические преобразователи из пьезоэлектрической керамики. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 272 с.
8. Коржик А.В. Об особенностях электромеханических преобразований в приемных пьезокерамических преобразователях с разрезными электродами // Электроника и связь. – 2010, – №2, – С. 224 – 230.
9. Гринченко В.Т., Вовк И.В., Маципура В.Т. Основы акустики. – К.: Наукова думка, 2007. – 640 с.
10. Лейко А.Г., Шамарин Ю.Е., Ткаченко В.П. Подводные акустические антенны. Методы расчета звуковых полей. – Киев, 2000. – 320 с.
11. Борисенко В.А., Мартиненко В.С., Улитко А.Ф., К теории колебаний пьезокерамических оболочек. – В кН.: Мат. Физ. – К.: Наукова думка, 1977, С. 71 – 76.
12. Гринченко В.Т., Улитко А.Ф., Шульга Н.А. Механика связанных полей в элементах конструкций: В 5 т. / Отв. ред. А.Н. Гузь АН УССР. – К.: Наукова думка, 1989. – Т. 5: Электроупругость. – 280 с.

УДК 615.47

С.А. Найда, д-р техн. наук

Принципы построения пьезоэлектрических преобразователей акустотермометра

Рассмотрены конструктивные особенности пьезопреобразователей для акустотермометрии. Рассчитана пассивная фокусирующая система для акустотермометра. Оценены основные характеристики качества фокусировки. Получены значения напряжений шумов на выходе пьезопреобразователя фокусируемого акустотермометра.

Design features of piezoelectric transducer for an acoustothermometry are considered. The passive focusing system for acoustothermometer is calculated. The main quality characteristics of focusing are estimated. Values of a focused acoustothermometer piezoelectric transducer exit noise voltages are received.

Ключевые слова: пьезопреобразователь, фокусировка, внутренняя температура, акустотермометр, согласующий слой, акустическая линза.

Введение

Пространственно-временное распределение глубинной (внутренней) температуры, несущее информацию об особенностях процесса теплопередачи, режиме работы объекта, его внутренней структуре и наличии скрытых внутренних дефектов, может быть успешно использовано для неразрушающего контроля любых материалов [1], технической и медицинской диагностики.

Среди большого разнообразия способов измерения температуры особое место занимают пассивные методы, основанные на измерении физических полей, возникающих в результате естественного функционирования объекта. Тепловое излучение, позволяющее определять глубинную температуру, является источником электромагнитного поля в диапазонах сверхвысоких частот (СВЧ), инфракрасного (ИК) излучения, а также акустического в ультразвуковом (УЗ) диапазоне [2].

В работах [3, 4] на примере биологической ткани был проведен сравнительный анализ пассивных методов регистрации теплового излучения (ИК тепловидения, радио- и акустотермографии), который показал, что ИК тепловидение имеет недостаточную глубину проникновения, радиотермография обладает низкой точностью определения температуры на высоких частотах, значительным затуханием и малой

глубиной проникновения на низких частотах, значительным снижением точности измерений с увеличением глубины. В свою очередь, акустотермография характеризуется лучшим пространственным разрешением, большей глубиной зондирования, меньшим затуханием, что свидетельствует о перспективах ее использования для получения динамического функционального изображения объекта.

Интенсивность теплового акустического излучения измеряют акустотермометром (АТ), реализующим, как правило, схему нулевого модуляционного метода приема слабого сигнала [5].

Для измерения температуры используют выражение для квадрата акустического давления p^2 , соответствующего тепловым колебаниям безграничной вязкоупругой среды с температурой T :

$$p^2 = \frac{4\pi f^2}{\nu} \rho k T \Delta f \quad (1)$$

где f – частота; ν – скорость акустической волны; ρ – плотность среды; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; Δf – полоса частот, выделяемая приемником или усилителем высокой из спектра шума.

Соотношение (1) получено из закона излучения безграничной среды Рэлея-Джинса, являющегося частным случаем закона Планка излучения абсолютно черного тела при $hf \ll kT$ (h – постоянная Планка):

$$\varepsilon(f, T) = dI / df = \left(2\pi f^2 / \nu^2 \right) kT,$$

где ε – спектральная плотность; I – интенсивность излучения.

В литературных источниках [6, 7] приведены данные о получении распределения внутренней температуры по глубине с помощью двухспектрального зондирования в среде с частотно-зависимым затуханием. В качестве модели рассматривалась однородная среда с постоянной известной температурой T_0 , в которой на глубине z при $x > 0$ имелся участок, нагретый относительно среды на температуру ΔT . Необходимо было определить величину нагрева участка ΔT и его глубины z .

Для решения поставленной задачи на частотах f_1 и f_2 измеряли температуры $T_1 = T_0 + \Delta T \exp(-z / \delta_1)$ и $T_2 = T_0 + \Delta T \exp(-z / \delta_2)$ (δ_1 и δ_2 – длины затухания на соответствующих частотах), затем составляли систему уравнений относительно ΔT и z , решением которой были следующие выражения:

$$\Delta T = \left(\frac{[T_1 - T_0]^{\delta_1}}{[T_2 - T_0]^{\delta_2}} \right)^{\frac{1}{\delta_2 - \delta_1}}, \quad z = \ln \left(\frac{T_1 - T_0}{T_2 - T_0} \right) \frac{\delta_1 \delta_2}{\delta_1 - \delta_2}.$$

Помимо того, что вышеуказанный метод требует априорного знания частотно-зависимого коэффициента поглощения, результаты, полученные с его помощью, показали, что достигнутая точность измерений температуры примерно в десять раз хуже предельно допустимой, рассчитанной теоретически. Это означает, что чувствительность аппаратуры ограничена не флуктуациями сигнала, а шумами экспериментальной установки. Следовательно, чтобы повысить значение точности до пороговой, необходимо модифицировать метод измерений, а также схему его реализации.

В связи с этим в работах [3, 8] было предложено использовать фокусируемый АТ, с помощью которого можно проводить измерения абсолютной температуры с высокой точностью одночастотным одноканальным методом.

Целью настоящей работы является сформулировать принципы построения пьезопреобразователя (ПП) и рассчитать систему фокусировки для вышеуказанного типа АТ.

1. Конструктивные особенности фокусируемого пьезоприемника для акустотермометра

Чтобы измерить внутреннюю температуру одночастотным одноканальным методом, необходимо, чтобы полоса частот ПП перекрывала весь частотный диапазон акустического излучения из диагностируемого объекта, т.е. приемный тракт должен быть достаточно широкополосным.

Для расширения полосы электроакустического тракта АТ используют корректирующие электрические цепи и акустические согласующие слои [9].

В простейшем случае параллельно ПП подключают индуктивность, которая на частоте антирезонанса ω_0 компенсирует электрическую емкость зажатой пьезопластины C_0 и повышает чувствительность пьезоприемника на частотах ω , отличающихся от антирезонансной.

Система согласующих слоев осуществляет широкополосное согласование приемного тракта и рабочей среды, причем оптимальной с точки зрения соотношения между коэффициентом передачи и входным электрическим импедансом конструкцией ПП для измерения внутренней температуры одноканальным одночастотным методом является конструкция с двумя четвертьволновыми слоями [10].

Следует отметить, что введение тыльного демпфирования, позволяющего выровнять амплитудно-частотную характеристику и расширить диапазон частот, для акустотермометрии не может быть использовано, т.к. оно приводит к значительному снижению коэффициента передачи ПП.

Одним из способов преобразования плоского волнового фронта в сходящийся является применение акустических линз (пассивных фокусирующих систем), которые осуществляют фокусирование упругих волн путем изменения акустического пути и преломления (рефракции) волн на границе раздела между материалом линзы и окружающей ее средой [11]. В работе [8] показано, что для фокусируемого АТ плосковогнутая эллиптическая линза является наиболее эффективной.

Что касается материалов для изготовления фокусируемого ПП, то в работе [10] было отмечено, что наилучшие характеристики наблюдались, для случая, когда в качестве материала пьезопластины использовалась пьезокерамика PZT-8, первого согласующего слоя – эпоксидный клей, второго слоя (акустической линзы) – полистирол.

2. Фокусировка теплового акустического излучения с помощью акустической линзы

Приведем основные расчетные соотношения для плоско-вогнутой собирающей линзы [12] (рис. 1).

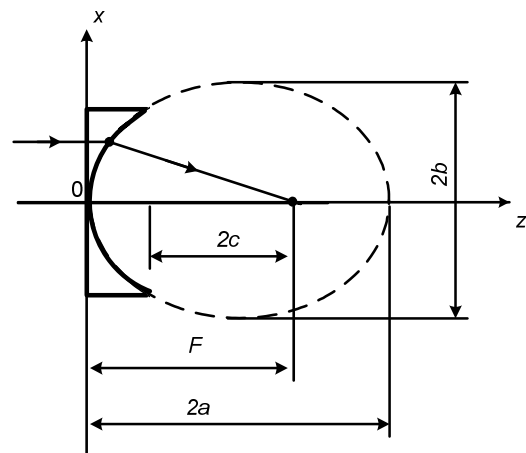


Рис. 1. Плоско-вогнутая эллиптическая линза

Уравнение преломляющей поверхности такой линзы в прямоугольной системе координат $(z; x)$ с началом в вершине линзы:

$$\frac{(z-a)^2}{a^2} + \frac{x^2}{b^2} = 1, \quad (2)$$

где a – большая, b – малая оси, а ось z совпадает с акустической осью линзы.

Геометрические элементы линзы – полуоси a , b , расстояние между фокусами кривых второго порядка $2c$ – связаны с фокусным расстоянием линзы F и показателем преломления ее материала $n = c_{cp} / c_n$ простыми соотношениями:

$$a = \frac{F}{1+n}; b = F \sqrt{\frac{1-n}{1+n}}; c = F \frac{n}{1+n}. \quad (3)$$

Уравнение линии сечения поверхности безабберационной линзы плоскостью xOz :

$$x^2 - z(1-n)2F + z^2(1-n^2) = 0, \quad n < 1. \quad (4)$$

Решение уравнения (4) относительно z имеет вид:

$$z = \frac{F(1-n) - \sqrt{F^2(1-n^2) - (1-n^2)x^2}}{1-n^2}. \quad (5)$$

Фокусное расстояние:

$$F(\theta) = R_n \left(1 + \frac{1}{\cos \theta \left[\sqrt{1 + (1-n^2)} / (n^2 \cos^2 \theta) - 1 \right]} \right), \quad (6)$$

где R_n – радиус кривизны линзы; θ – угол падения лучей.

Для вогнутой линзы необходимо, чтобы выполнялось соотношение:

$$F \geq \frac{D}{2} \sqrt{\frac{1+n}{1-n}},$$

где D – апертура линзы.

Для лучей, у которых $\theta \approx 0$ и, соответственно, $\cos \theta \approx 1$

$$F(\theta \approx 0) = F_0 = \frac{R_n}{1-n}. \quad (7)$$

Смещение фокуса в сторону линзы при изменении угла падения от 0 до θ_{max} (абберация) равна

$$\Delta F = F_0 - F(\theta_{max}), \quad (8)$$

где $\theta_{max} = \arcsin \frac{D/2}{R_n}$ – угол раскрытия всего волнового фронта.

Для плоско-вогнутой собирающей линзы из полистирола с апертурой $2 \cdot 10^{-2}$ м, радиусом кривизны 0,016 м на основании соотношений (2)-(8) были получены следующие результаты: показатель преломления $n = 0,655$; фокусное расстояние для случая $\theta \approx 0$ $F_0 = 0,046$ м; угол раскрытия всего волнового фронта $\theta_{max} = 38,68^\circ$; фокусное расстояние для случая $\theta = \theta_{max}$ $F(\theta_{max}) = 0,042$ м; абберация $\Delta F = 4 \cdot 10^{-3}$ м. Геометрические элементы линзы: большая полуось $a = 0,028$ м; малая полуось $b = 0,021$ м; расстояние между фокусами второго порядка $c = 0,018$ м. Уравнение преломляющей поверхности линзы в прямоугольной системе координат $(z; x)$ с началом в вершине линзы:

$$\frac{(z-0,028)^2}{0,78 \cdot 10^{-3}} + \frac{x^2}{0,44 \cdot 10^{-3}} = 1.$$

Уравнение линии сечения поверхности безабберационной линзы плоскостью xOz :

$$x^2 - 0,032z + 0,57z^2 = 0, \quad n < 1.$$

Решение уравнения относительно z :

$$z = 0,028 - \sqrt{0,78 \cdot 10^{-3} - 1,75x^2}. \quad (9)$$

График зависимости (9) представлен на рис. 2.

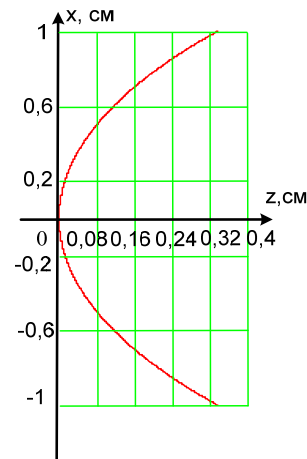


Рис. 2. Форма линии сечения поверхности линзы

3. Полевые характеристики сферического волнового фронта

Основными характеристиками качества фокусировки звука являются форма и размеры фокальной области, а также коэффициент усиления по давлению, представляющий собой отношение звукового давления в центре (или на оси) фокальной области к давлению на входе системы.

При исследовании полей сходящихся волновых фронтов основное внимание уделяют распределениям поля по акустической оси и в фокальной плоскости.

Потенциал в произвольной точке M задается формулой Грина:

$$\Phi(M) = \frac{1}{4\pi} \int_{\Sigma} \left(\left[\frac{d\Phi}{dn} \right]_{\Sigma} \frac{h[-kR]}{R} - \Phi_{\Sigma} \frac{d}{dn} \frac{h[-kR]}{R} \right) d\Sigma, \quad (10)$$

где n – нормаль к поверхности волнового фронта;

$h[-kR] = \exp(-ikR)$, $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c_{\text{ср}}}$ – волновое число;

R – расстояние от точки M до поверхности Σ , ограничивающей волновой фронт.

Чтобы вычислить потенциал при помощи формулы (10), необходимо на поверхности Σ задать нормальную составляющую колебательной скорости и давление. Последние величины однозначно связаны между собой, поэтому их нельзя задавать независимо. В этом случае используют следующие приближения [11]:

1. $kR \gg 1$ – рассматривают поля на больших расстояниях от излучающей поверхности;

2. $kF \gg 1$ – предполагают, что нормальные составляющие скорости и давления на поверхности фронта связаны соотношением $P_{\Sigma} / v_{\Sigma} = \rho c$ (как в случае плоской волны);

3. $\cos(\hat{n}, \vec{R}) \approx 1$ – приближение Кирхгофа

(считают, что углы между нормальными к излучающей поверхности и направлениями на точку наблюдения малы).

С учетом первых двух приближений выражение (10) принимает следующий вид:

$$\Phi(M) = -\frac{1}{4\pi} \int_{\Sigma} v_{\Sigma} \frac{h[-kR]}{R} \left(1 + \cos(\hat{n}, \vec{R}) \right) d\Sigma. \quad (11)$$

И, наконец, используя приближение Кирхгофа, из выражения (11) получим формулу Рэлея:

$$\Phi(M) = -\frac{1}{2\pi} \int_{\Sigma} v_{\Sigma} \frac{h[-kR]}{R} d\Sigma. \quad (12)$$

Если предположить, что скорость $v_{\Sigma} = v_0 = \text{const}$ (однородный волновой фронт), подставить в (12) выражение $d\Sigma = \frac{FR}{z_0} dR d\varphi$ и проинтегрировать, то получим:

$$\Phi(M) = -\frac{2Fv_0}{kz_0} h(-\Delta) \sin(\Delta a), \quad (13)$$

где z_0 – координата точки наблюдения, расположенной на оси, $\Delta = k(R_m + R_0) / 2$;

$\Delta a = k(R_m - R_0) / 2$ (R_m, R_0 – расстояния от точки наблюдения M до края и центра волнового фронта соответственно).

Если перейти в выражении (13) от потенциала к звуковому давлению, и провести ряд преобразований, подробно изложенных в [12], получим выражение для распределения звукового давления вдоль акустической оси:

$$\left| \frac{P_a}{P_F} \right| = \frac{2}{K_p \xi} \left| \sin \left(\frac{K_p}{2} \cdot \frac{\xi}{1-\xi} \right) \right|, \quad (14)$$

где $K_p = kF(1 - \cos \theta_{\text{max}})$ – коэффициент усиления по давлению; $\xi = kz$ – обобщенная координата.

Приравняв $\left| \frac{P_a}{P_F} \right| = 0,707$ и приняв во внимание, что $K_p \gg 1$, получим приближенное выражение для длины фокальной области:

$$2\Delta z_0 = 7,1\lambda (F/D)^2. \quad (15)$$

Ширина УЗ пучка на уровне $P/P_0 = 0,707$ в фокальной области:

$$2x_{0,707} = 1,02\lambda (F/D). \quad (16)$$

Для плоско-вогнутой собирающей линзы из полистирола с апертурой $2 \cdot 10^{-2}$ м, радиусом кривизны 0,016 м на основании соотношений (14)-(16) были получены следующие результаты:

- длина фокальной области на уровне 0,707 $2\Delta z_0 = 2,2 \cdot 10^{-2}$ м;
- ширина УЗ пучка на уровне 0,707 в фокальной области $2x_{0,707} = 0,14 \cdot 10^{-2}$ м;
- волновое число $k = 1,077 \cdot 10^4$ рад/м; коэффициент усиления по давлению $K_p = 108,68$.

График зависимости (14) для рассматриваемого случая представлен на рис. 3.

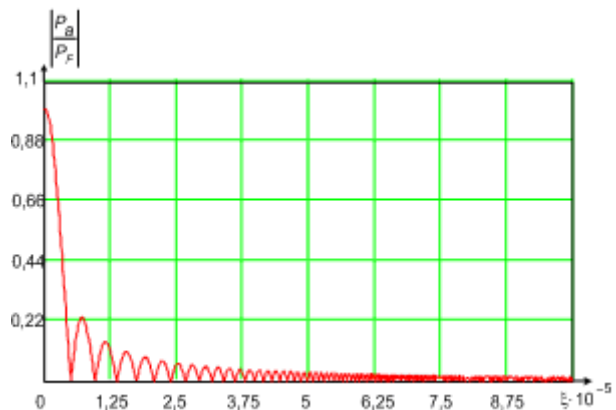


Рис. 3. Распределение звукового давления вдоль акустической оси

4. Шумы на выходе ПП

При измерении температуры акустотермометром, квадрат суммарного напряжения на выходе пьезоприемника представляет собой сумму квадратов независимых напряжений [8]:

$$\bar{U}_{\Sigma}^2 = \bar{U}_{\text{ПП}}^2 + \bar{U}_a^2, \quad (17)$$

где $\bar{U}_{\text{ПП}}^2$ – квадрат эффективного напряжения, обусловленного собственным тепловым электрическим шумом ПП; \bar{U}_a^2 – квадрат напряжения, обусловленного акустическим тепловым излучением из глубины исследуемого объекта.

Тепловые шумы в пьезоэлектриках полностью описываются формулой Найквиста [9]:

$$\bar{U}_{\text{ПП}}^2 = 4R_0 k T \Delta f, \quad (18)$$

где R_0 – действительная часть входного электрического импеданса нагруженного пьезоприемника.

В свою очередь, квадрат напряжения

$$\bar{U}_a^2 = K_{\text{ш}}^2 \langle p^2 \rangle_s, \quad (19)$$

где $K_{\text{ш}} = K_{\text{П}}(f) / \sqrt{K}$ – коэффициент преобразования давления в напряжение ($K_{\text{П}}(f)$ – коэффициент преобразования в напряжение давления плоской волны, падающей на пьезопластину в направлении нормали к ее поверхности; $K = 4\pi A_0 / \lambda^2$ – осевой коэффициент концентрации пьезопластины площадью A_0 с длиной волны λ); $\langle p^2 \rangle_s = p^2 / K$ – среднее по поверхности и по времени давление.

Для механически недемпфированного ПП с нагрузкой в виде параллельно подключенной индуктивности, пьезопластиной из пьезокерамики PZT-8, четвертьволновым согласующим слоем из эпоксидного клея и плоско-вогнутой эллиптической линзой из полистирола на основании формул (1), (17)-(19) и результатов, приведенных в работе [10] (в качестве рабочей среды рассматривалась биоткань), были получены следующие значения для шумов на выходе ПП:

$$\bar{U}_{\text{ПП}} = 1,48 \cdot 10^{-6} \text{ В};$$

$$\bar{U}_a = 157,2 \cdot 10^{-6} \text{ В};$$

$$\bar{U}_{\Sigma} = 157,2 \cdot 10^{-6} \text{ В}.$$

Полученные результаты говорят о том, что основной вклад в напряжение на выходе ПП фокусируемого АТ дает полезный сигнал – аку-

стическое излучение из объекта, а собственными шумами ПП можно пренебречь.

Выводы

Установлено, что для фокусируемого АТ, обладающего удовлетворительными характеристиками для проведения неразрушающего контроля, в частности медицинской диагностики, ПП должен содержать: пьезопластину из пьезокерамики PZT-8, четвертьволновой согласующий слой из эпоксидного клея, в качестве фокусирующей системы – плоско-вогнутую эллиптическую линзу из полистирола, быть механически недемпфированным с тыльной стороны и электрически нагруженным параллельно подключенной индуктивностью.

Использование данных конструктивных элементов пьезоприемника позволяет измерять температуру на глубине до 5 см с пространственным разрешением порядка 1 мм, а также способствует увеличению соотношения сигнал/шум на его выходе.

Литература:

1. *Каневский И.Н.* Неразрушающие методы контроля: учеб. пособие / Каневский И.Н. – Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2007. – 243 с.
2. *Годик Э.Э.* Физические поля человека и животных / Годик Э.Э., Гуляев Ю.В. // В мире науки. – 1990. – №5. – С.75-83.
3. *Найда С.А.* Акустотермометрия жидких объектов с помощью пьезоприемников мегагерцевого диапазона / Найда С.А. // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2002. – №3. – С.41-48.
4. *Дрозденко Е.С.* Определение внутренней температуры биологического объекта по его тепловому акустическому излучению / Дрозденко Е.С. // Сборник научных трудов международной научно-практической конференции "Перспективные инновации в науке, образовании, производстве и транспорте". – Одесса, июнь, 2009. – С.22-24.
5. *Дидковский В.С.* Нулевой модуляционный метод измерения теплового акустического излучения биологических объектов / Дидковский В.С., Найда С.А. // Электроника и связь. – 2000. – Т.2, № 8. – С. 253–256.
6. *Гуляев Ю.В.* О возможностях акустической термографии биологических объектов / [Гуляев Ю.В., Годик Э.Э. Дементиенко В.В., Пасечник В.И., Рубцов А.А.] // Доклады АН СССР. – 1985. – Т.183, №6 – С. 1495-1499.

7. *Миргородский В.И.* Зондирование внутренней температуры объектов по их тепловому акустическому излучению / [Миргородский В.И., Пасечник В.И., Пешин С.В., Рубцов А.А., Годик Э.Э. и др.] // Доклады АН СССР. – 1987. – Т.297, №6 – С.1370-1372.
8. *Найда С.А.* Пьезоприемники теплового акустического излучения для зондирования внутренней температуры объектов / Найда С.А. // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2003. – №1. – С. 25-29.
9. *Домаркас В.И.* Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи / Домаркас В.И., Кажис Р.-И.Ю. – Вильнюс: Минтис, 1974. – 258с.
10. *Дрозденко Е.С.* Фокусируемые приемники для акустотермометрии / Дрозденко Е.С., Найда С.А. // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. – 2012. – №2. – С.
11. *Каневский И.Н.* Фокусирование звуковых и ультразвуковых волн / Каневский И.Н. – М.: Наука, 1977. – 336 с.
12. *Дідковський В.С.* П'єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів: Навч. посібник / Дідковський В.С., Найда С.А. – К.: НТУУ"КПІ", 1999. – 179 с.

УДК 539.1

І.В. Кандрачук, канд. техн. наук

Особливості конструювання акустичних екранів антен для рідинних акустичних технологій

Проведено аналіз накопиченого досвіду конструювання акустичних екранів для електроакустичних антен і перетворювачів, призначених для реалізації акустичних технологій в рідинах. Встановлені позитивні якості і недоліки сучасних конструкцій акустичних екранів і напрями їх подальшого розвитку.

The analysis of experience designing screens for electro acoustic antennas and converters designed to implement acoustic technologies in liquids. A positive qualities and shortcomings of modern designs of acoustic screens and directions of their further development.

Ключеві слова: акустичні екрани, електроакустичні антени, звукоізолюючі конструкції, стержневі перетворювачі.

Вступ

В електроакустичних антенах широко використовуються акустичні екрани – звукоізолюючі пасивні конструкції, які слугують для покращення направлених властивостей антен та підвищення ефективності електроакустичних перетворювачів. В залежності від типу антени акустичний екран може бути або основним, або допоміжним засобом створення заданої направленості [1, 2, 10]. В рефлекторних та рупорних антенах екран є невід'ємною частиною антени, оскільки по самому принципу дії ці антени не можуть нормально функціонувати без рефлектора або відбиваючих поверхонь, що утворюють рупор. В антенах іншого типу введення до їх складу екрануючих конструкцій перетворює такі антени в односторонні, які приймають чи випромінюють звук з одної сторони. В антенах, які утворені із циліндричних перетворювачів, екрани, крім забезпечення направленості, використовуються для зменшення взаємодії по звуковому полю між перетворювачами [3, 4, 6, 7].

В залежності від функціонального призначення антен конструкції екранів виконують свої специфічні функції. В прийомних антенах конструкції акустичного екрану підвищують їх завадозахищеність. В випромінюючих антенах конструкція екрану концентрує енергію в заданому тілесному куті, забезпечуючи зростання тиску на вісі характеристики направленості та зменшуючи її тильний пелюсток [5].

Для електроакустичних антен, які працюють в рідині, частіше всього акустичним екраном служить шар, або система шарів, виконаних із матеріалів з хвильовим опором ρc , відмінним від рідини, які володіють звукоізолюючими властивостями [8, 9, 11]. Однак, тільки звукоізолюючою функції екрану не вичерпуються. Для випромінюючих антен екрани повинні мати малий вхідний імпеданс, а при екрануванні внутрішньої порожнини перетворювачів, зокрема циліндричних, зменшувати трансформацію радіальних коливань внутрішньої поверхні перетворювача в поздовжні коливання вздовж осі порожнини [12-14]. Чутливість прийомних антен суттєво залежить від того, чи є екран поглинаючий, тобто узгоджений по вхідному імпедансу з хвильовим опором рідини, або відбиваючим.

В результаті багаторічних досліджень та практичних робіт по створенню електроакустичних антен для роботи в рідині було розроблено ряд екрануючих матеріалів та конструкцій екрануючих компонентів антен та перетворювачів.

Основні види екрануючих матеріалів

Взагалі повітря в рідині є ідеальним екраном, оскільки при атмосферному тиску його хвильовий опір ρc в 3500 раз менше, ніж у рідини. При збільшенні тиску ρc повітря пропорційно збільшується і, наприклад, при тиску 35 МПа ρc повітря відрізняється від ρc рідини тільки в 10 разів. Такої відмінності було б достатньо для ефективного екранування. Однак для того, щоб створити повітряний екран, необхідно замкнути повітря в якусь герметичну оболонку. Такі оболонки можуть бути створені із синтетичних матеріалів. Монолітні синтетичні матеріали (резины, пластмаси) володіють хвильовим опором $\rho c \geq (\rho c)_{\text{рідини}}$. Можливо знизити їх ρc , якщо ввести в ці середовища газові порожнини. Найбільш простим звуковідбиваючим матеріалом є пориста гума. Екрани із пористої гуми призначені для роботи при гідростатичному тиску до 2,0 МПа. Пориста гума являє собою мікронеоднорідне середовище з довільно розміщеними в її об'ємі ізольованими одна від другої сферичними газонаповненими порожнинами діаметром не більше 2-3 мм. Такий матеріал одержують шляхом вулканізації суміші сирової гуми з

порофором, який при високій температурі в процесі вулканізації розкладається і утворює безліч порожнин. Пориста гума володіє властивостями акустично м'якого матеріалу. Зменшення ρ_s матеріалу відносно ρ_s рідини досягається завдяки двом факторам. По-перше, пористість зменшує густину матеріалу. По-друге, наявність газонаповнених порожнин в гумі, у якій модуль зсуву на два порядки менше модуля об'ємного стиснення, дозволяє перетворювати об'ємні деформації в зсувні, суттєво збільшити динамічну стисливість гуми і таким чином знизити в ній швидкість звуку. Чим більша пористість гуми, тим акустично м'якше матеріал і тим краще його екрануючі властивості. Однак, при збільшенні пористості збільшуються і статичні деформації гуми під дією гідростатичного тиску, що обумовлює погіршення екрануючих властивостей гуми порожнинами.

Збільшити граничний робочий тиск екрану можливо шляхом збільшення статичного модуля зсуву гуми-основи. Це обумовлює, з однієї сторони, зменшення можливостей деформованості середовища, з іншої – до зростання швидкості звуку. Тому пішли по шляху вибору форми порожнини, яка є більш стійкою до тиску. Таку форму мають циліндричні канали, які утворюють в шарі гуми щільну упаковку [14]. Екрани із шарів гуми з циліндричними каналами використовуються при гідростатичному тиску до 4,0 МПа. Для того, щоб цей екран міг працювати в рідині, порожнини необхідно загерметизувати. Найбільш простим способом є герметизація за допомогою тонких монолітних пластин. На рис. 1 наведені види шару гуми з циліндричними каналами: 1 – гума, 2 – герметизуючий шар із гуми або металу. Найбільш широке застосування знайшли екрани, в яких шари герметизовані металевими прошарками, привулканізованими до поверхні гуми. Така технологія забезпечує довговічність екрану і меншу залежність його екрануючих властивостей від гідростатичного тиску.

Для монолітних синтетичних матеріалів типу пластмас також можливо знизити їх ρ_s , якщо ввести в них газові порожнини. В жорстких пластмасах (пенوپласти) це обумовлює тільки зменшення густини. Екрани із пінополіуретану здатні працювати при гідростатичному тиску до 10 МПа. Поверхня екрану герметизується шаром гуми, яка має низьку температуру вулканізації. Екрани відрізняються міцністю, надійністю, технологічністю і незамінні, коли екранні конструкції повинні мати складну форму. Приклад побудови конструкції, яка використовується в якості внутрішнього екрану в циліндричних випромінюва-

чах, наведено на рис. 2, де 1 – піноуліуретан, 2 – герметизуюча гумова оболонка.

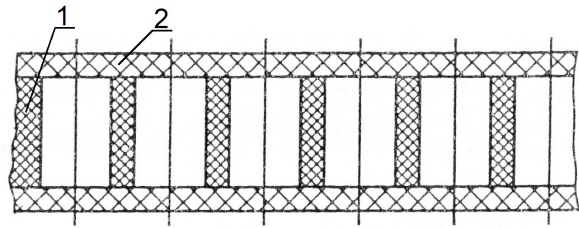


Рис. 1

Із природних твердих середовищ з малим ρ_s відомі пробка, бальзове дерево, повсть, які суттєво змінюють параметри з тиском і вже на глибині 100-150 метрів є неефективними. Відомий також і ряд екрануючих матеріалів на їх основі, такі як пробконоповнена гума (корпрен), пачки папіру.

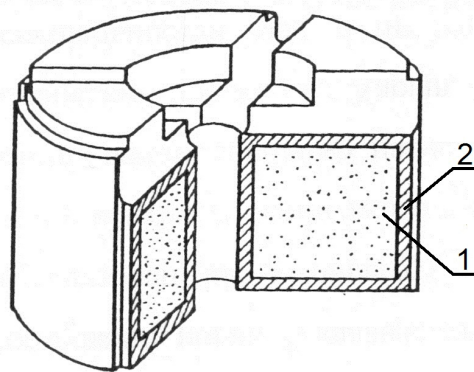


Рис. 2

Найкраще використання відбиваючих властивостей повітря досягається при побудові екранів із податливих або еластичних оболонок. Екрануючі пластинчасті конструкції або заповнені повітрям металеві оболонки володіють високою податливістю, міцністю та стабільністю параметрів при відносно малому об'ємі. Принцип побудови таких конструкцій показано на рис. 3, де 1 – пластини, що згинно коливаються; 2 – газонаповнений герметичний об'єм; 3 – корпус. Податливість конструкцій забезпечується за рахунок згинних коливань пластин. Останні по контуру закріплюються до корпусу, утворюючи заповнений повітрям герметичний об'єм. На частоті резонансу пластин ці конструкції перетворюються в ефективні звукоізолятори, не дивлячись на їх відносно малу товщину. Акустична провідність екрану має мінімальне значення на резонансній частоті пластин.

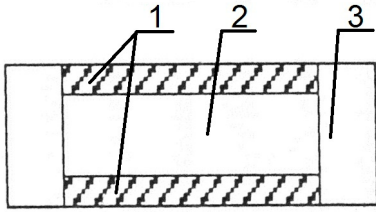


Рис. 3

Найбільш низьку резонансну частоту мають конструкції з шарнірно опертими круглими пластинами. З точки зору міцності пластинчатих оболонок і можливості використання їх при великих гідростатичних тисках найбільш доцільно використовувати сталь, сплави легких металів та міцні пластини. Теоретичні засади розрахунків екрануючих властивостей решіток із заповнених повітрям металевих пластинчатих оболонок наведені в роботі [1].

Сучасні підходи до конструювання акустичних екранів

Оскільки акустичні екрани є складовою частиною електроакустичних антен, то природно, що при їх конструюванні використовують такі ж підходи, що і при конструюванні антен [2]. Зупинимось на них більш детально, базуючись на наведених вище даних про сучасні екрануючі матеріали.

В сучасній конструкторській практиці по створенню акустичних екранів для антен, що працюють в рідині, застосовують екранні конструкції трьох типів: суцільні, решітчасті та змішаного типу.

Конструкції електроакустичних антен з суцільними акустичними екранами м'якого типу зображені на рис. 4–6. Плоский акустичний екран антени рис. 4 виконано ступінчастим із пористої гуми марки 51-1415 і складається із центральної частини 1 і двох крайніх.

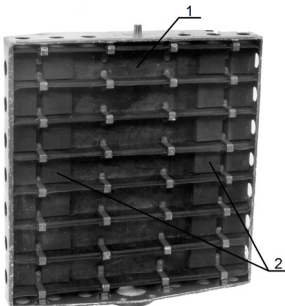


Рис. 4

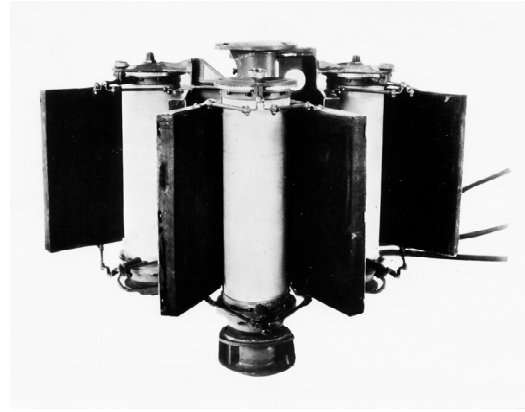


Рис. 5

Крайні частини мають меншу відстань до перетворювачів ніж центральна, завдяки чому таким простим способом в перетворювачі антени вводиться амплітудний розподіл для зменшення бокових пелюсток її характеристики направленості. Як і в розглянутій антені акустичні екрани електроакустичних антен рис. 5–8 є основним засобом формування її направленості. Конструкції рупорів антени рис. 5 утворені із пористої гуми типу 51-1415. Такий же екранний матеріал використано при побудові конструкції рефлекторної антени, зображеної на рис. 6. Заміна акустичного екрану м'якого типу в рефлекторній антені рис. 6 на конструкцію акустичного екрана, зображену на рис. 7 і утворену із екрануючих пластинчатих конструкцій, дозволяє, зберігши направлені властивості антени, суттєво збільшити робочу глибину антени і, особливо, термін її експлуатації, зробивши його практично безстроковим. Таких же властивостей набуває і кругова циліндрична антена, конструкція акустичного екрану якої представлена на рис. 8.



Рис. 6

Конструкції електроакустичних антен з суцільними акустичними екранами жорсткого та змішаного типів зображені на рис. 9–11.

Рефлекторний акустичний екран антени рис. 9 виготовлено методом лиття із сірого чугуна. Такий екран має екрануючі властивості, які не залежать від глибини занурення антени, і високу

точність виконання відзеркалюючої поверхні. Однак його суттєвою вадою є велика маса

Вибір такого матеріалу обумовлений необхідністю виключення умов утворення деформації поверхні екрану за рахунок збудження в ньому при роботі згинних хвиль.

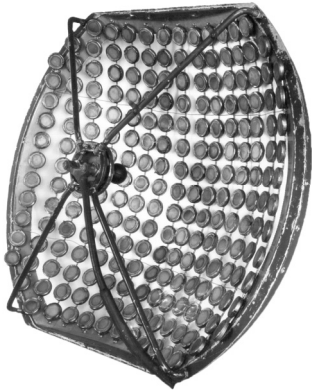


Рис. 7

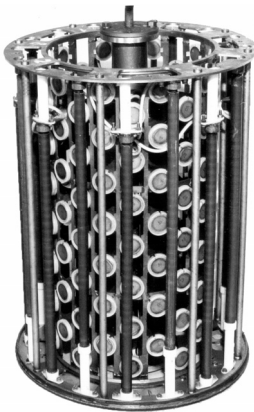


Рис. 8

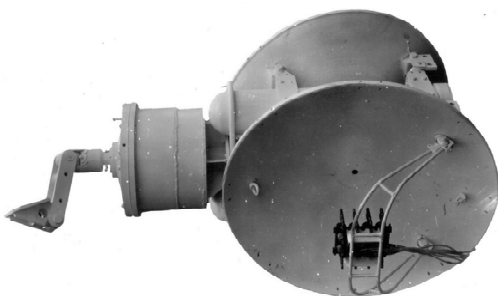


Рис. 9

Інший підхід до розробки конструкцій акустичних екранів демонструють екрани електроакустичних антен, наведених на рис. 12–14. Цей підхід базується на використанні хвильовидного акустичного екрану, запропонованого та дослідженого в роботі [3]. Завдяки тому, що хвильовидний акустичний екран має такі ж звуковідбиваючі та звукоізо-

люючі властивості, як і суцільний, але при цьому його конструкція є решітчастою, він знайшов широке застосування. Він дозволив не тільки створити ряд невідомих до його відкриття типів електроакустичних антен – решітчастих, в тому числі із трансформацією форми та розмірів конструкцій антен, і конструктивно сумісних антенних систем з

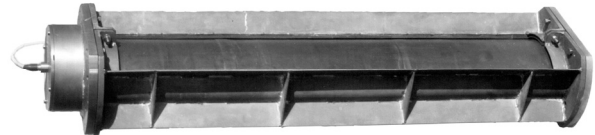


Рис. 10

Цікавим є застосування акустичного екрану змішаного типу, який входить до складу рефлекторної антени, зображеної на рис. 11. Виконання частини відбиваючої звук поверхні акустично м'якою дозволило створити спеціальну форму характеристики направленості антени, суттєво відмінну у двох взаємно ортогональних площинах. При цьому технічна реалізація акустичної м'якості шляхом застосування решіток із заповнених повітрям металевих оболонок забезпечила задану велику робочу глибину занурення антени.



Рис. 11

люючі властивості, як і суцільний, але при цьому його конструкція є решітчастою, він знайшов широке застосування. Він дозволив не тільки створити ряд невідомих до його відкриття типів електроакустичних антен – решітчастих, в тому числі із трансформацією форми та розмірів конструкцій антен, і конструктивно сумісних антенних систем з

розподіленими функціями прийому та випромінювання, але й суттєво покращити характеристики традиційних дискретних антен. Зокрема, екранування акустично м'якими матеріалами (пористою гумою або заповненими повітрям металевими пластинчастими оболонками) бокових поверхонь стержньових перетворювачів в конструкціях дискретних антен [2] дозволило ліквідувати протифазне випромінювання технологічних зазорів між випромінюючими накладками перетворювачів, оскільки їх акустично м'які бокові поверхні утворили ефективний хвильовідний акустичний екран. Природно, що це обумовило збільшення ефективності цих антен.

В конструктивно сумісних антенних системах [2] конструкції прийомних антен розміщуються перед конструкціями випромінюючих антен. Останні є акустичними екранами для прийомних антен і мають складні частотно залежні властивості вхідних імпедансів. Вирівнювання їх вдалося досягти завдяки введенню до складу випромінюючих антен хвильовідних решітчастих екранів. При цьому в антенних системах, випромінюючі антени яких утворені із стержньових перетворювачів, перетворювачі прийомних антен доцільно розміщувати проти зазорів випромінюючих антен. В інших конструктивно сумісних антенних системах вимоги до умов розміщення перетворювачів прийомних антен є слабкішими.

Природно, що конструкція прийомної антени, яку в конструктивно сумісних антенних системах розміщують перед конструкцією випромінюючої антени, виступає для останньої в якості акустичного екрану, ефективність якого слід зменшувати всіма можливими заходами. Оскільки прийомна антена представляє собою акустичний екран, утворений із податливих оболонок, основні шляхи зменшення його ефективності полягають у збільшенні жорсткості оболонок та зменшенні їх хвильових розмірів. Перша умова змушує основну резонансну частоту коливань прийомних перетворювачів суттєво віддаляти від робочого діапазону частот випромінюючої антени.

Використання конструкцій хвильовидного акустичного екрану при побудові прийомних плоских решітчастих електроакустичних антен демонструє рис. 12. В якості екрануючого матеріалу в екрані, зображеному на рис. 12, застосовують акустично м'який матеріал у вигляді податливих екрануючих металевих конструкцій.



Рис. 12

В останні роки з'явилися приклади побудови конструкцій решітчастих акустичних екранів і для антен інших видів. На рис. 13–14 зображені такі екрани для широко смугових рефлекторних антен. Конструкції таких екранів можуть трансформувати свої форму та розміри (рис. 14).



Рис. 13



Рис. 14

Висновки

Виконаний в роботі аналіз сучасних підходів до конструювання акустичних екранів електроакустичних антен, призначених для реалізації акустичних технологій в рідинах, показав появу і практичне впровадження багатьох нових ідей. В той же час розрахунковому забезпеченню побудови акустичних екранів у вигляді конкретних конструкцій приділялось недостатньо уваги. Це

не дозволяє оптимізувати технічні рішення, що приймаються, і вимагає в майбутньому суттєво поліпшити саме розрахункове забезпечення конструювання акустичних екранів.

Література

1. *Лейко А.Г., Шамарин Ю.Е., Ткаченко В.П.* Подводные акустические антенны. – Киев: 2001. – 256 с.
2. *Дідковський В.С., Лейко О.Г., Денисенко В.І., Кандрачук І.В.* Особливості конструювання електроакустичних антен для рідинних акустичних технологій // Електроніка та зв'язок. – 2011. – №2. – С. 140-145.
3. *Гринченко В.Т., Сенченко І.В.* Излучение звука частично экранированными оболочками // Прикл. механ. – 1982. – Т.18. №2. – С.15-18.
4. *Сенченко І.В.* Рассеяние звука пьезокерамической цилиндрической оболочкой вблизи жесткой поверхности // Прикл. механ. – 1984. – Т.20. №7. – С. 111-114.
5. *Коржик А.В., Филиппова Н.Ю.* Закономерности формирования направленных свойств антенной решетки много-модовых преобразователей в присутствии электроупругого рассеивателя // Электроника и связь, – 2011. – №2. – С. 153-157.
6. *Подорожная Е.Ю., Святынюк А.В., Коржик А.В.* Закономерности формирования направленных свойств многомодового преобразователя в присутствии акустического экрана // Электроника и связь, – 2011. – №3. – С. 190-194.
7. *Вовк И.В., Гринченко В.Т.* Волновые задачи рассеяния звука на упругих оболочках. – К.: Наук. думка, 1986. – 240 с.
8. *Лейко А.Г., Артеменкова В.А., Вовк И.В., Маяцкий В.И.* Решетчатый гидроакустический экран // Авт. свид. СССР № 63712 от 5.07.1972 г.
9. *Лейко А.Г., Вовк И.В., Липовецкая Г.Д., Маяцкий В.И.* Гидроакустический экран // Авт. свид. СССР № 63390 от 5.07.1972 г.
10. *Подводная электроакустическая аппаратура и устройства.* Т.1. Подводные акустические антенны. Методы расчета звуковых полей – Киев, 2000. – 320 с.
11. *Глазанов В.Е.* Экранирование гидроакустических антенн. – Л.: Судостроение, 1986. – 143 с.
12. *Вовк И.В., Гринченко В.Т., Лейко А.Г.* Поле излучения двух цилиндров, расположенных в незамкнутых кольцевых слоях // Акустический журнал, - 1981. – Т. XXVII. Вып.1 – С. 70-76.
13. *Лейко А.Г.* Звуковое поле системы эллиптических цилиндрических излучателей в присутствии экрана произвольной акустической жесткости // Акустический журнал, - 1981. – Т. XXVII. Вып.3 – С. 418-427.
14. *Гринченко В.Т., Лунева С.А.* Звуковое поле двух совместно работающих экранированных цилиндрических излучателей // Акустический журнал, - 1982. – Т. XXVIII. Вып.1 – С. 19-24.

УДК 534. 222.2

Ю.М. Дудзинский, д-р физ.-мат. наук, А.В. Жукова, канд. физ.-мат. наук, Е.Г. Молчан

Оценка молекулярных свойств жидкости с помощью нелинейных акустических явлений

Предлагается метод измерения нелинейного параметра жидкостей по соотношению первой и второй гармоники при искажении акустической волны. По величине этого параметра определяется внутреннее давление. Предложенный метод также позволяет непосредственно определить межмолекулярное расстояние, в предположении применимости уравнения Тэта для исследуемых жидкостей. Проведено сравнение результатов измерений с данными других авторов, полученными другими методами, для двух жидкостей – воды и трансформаторного масла. Оценено влияние концентрации NaCl в водном растворе на внутреннее давление.

The method of measuring of non-linear parameter of fluids on a relation of the first and second harmonic is offered at contortion of an ultrasonic wave. On quantity of this parameter interior pressure is calculated. The offered method also allows to calculate immediately intermolecular distance, in the guess of applicability of the equation of Tet for explored fluids. Comparison of observed dates with the data of other authors gained by other methods, for two fluids – water and transformer oil is spent. Influence of concentration NaCl in a water solution on interior pressure is estimated.

Ключевые слова: внутреннее давление, межмолекулярное расстояние, гармоника, акустическая волна.

Введение

В качестве адиабатического уравнения состояния жидкости обычно используется уравнение Тэта:

$$p = P_* \left[\left(\frac{\rho}{\rho_0} \right)^n - 1 \right], \quad (1)$$

где p – избыточное давление в жидкости, ρ – соответствующая ему плотность жидкости, ρ_0 – плотность при давлении, близком к атмосферному ($p = 0$), n – эмпирические константы [1, 2]. Часто в работах по акустике вместо n используется другой нелинейный параметр жидкости [3, 4]

$$\Gamma = \frac{B}{A} = (n-1) = \frac{\rho_0}{c_0^2} \frac{\partial c^2}{\partial \rho} \Big|_{p=p_0},$$

где c_0 – скорость звука в невозмущенной среде при условии ($p = 0$). Параметр P_* принято называть “внутренним давлением”. Он характеризует силы межмолекулярного сцепления в сплошной среде, в нашем случае – в жидкости.

Из формулы (1) следует, что точное значение адиабатического модуля упругости жидкости [2]

$$K_{ad} = \rho \left(\frac{\partial p}{\partial \rho} \right) \Big|_S = n(p + P_*). \quad (2)$$

При акустических измерениях звуковое давление p во много раз меньше, чем P_* [2], поэтому для вычисления внутреннего давления можно пользоваться формулой

$$P_* = \frac{K_{ad}|_{p=0}}{n} = \frac{\rho_0 c_0^2}{n}. \quad (3)$$

Следует отметить, что в работе [1] приводится иная, неточная связь давления с нелинейным параметром.

Внутреннее давление P_* можно также определить статическим методом. Как известно [2], изотермический модуль упругости с точностью до членов второго порядка малости можно представить в виде

$$K_T = \rho \left(\frac{\partial p}{\partial \rho} \right) \Big|_T = \chi_1 (p + P_*'). \quad (4)$$

Воспользуемся термодинамическим соотношением

$$K_{ad}/K_T = c_p/c_v,$$

где c_p , c_v – теплоемкости при постоянном давлении и объеме, соответственно.

1. Теоретическое обоснование

Из выражений (2) и (4) следует, что с точностью до членов второго порядка малости, можно записать выражение

$$P_* = P_*' \rightarrow n = \chi_1 \frac{c_p}{c_v}.$$

Предположение $P_* = P_*'$ довольно естественно, поскольку внутреннее давление, как характеристика молекулярного взаимодействия, не должно зависеть от характера термодинамического процесса. Пользуясь значениями внутреннего давления P_* , можно также оценить межмолекулярное расстояние в жидкости [5]

$$r_{\text{эф}} \approx \frac{2\sigma}{P_*}, \quad (5)$$

где σ – поверхностное натяжение.

Известно, что по искажению волн конечной амплитуды можно определить параметр жидкости n , характеризующий нелинейность уравнения (1). Следовательно, на основании формулы (3) вычисляется величина P_* . Преимущество акустического метода определения внутреннего давления состоит в том, что в этом случае не требуется проводить измерения при высоких гидростатических давлениях, как в статических методах [1, 2]. Динамические же методы дают существенный разброс значений, даже у одного автора [1, 2, 6]. Одна из возможных причин – применение трубок из различных материалов, с различной степенью “прилипания” к ним молекул жидкости в пограничном слое. В отличие от динамических методов измерения величины P_* , акустический метод дает относительно высокую точность.

Акустический метод основан на том, что искажение гармонической волны конечной амплитуды зависит от нелинейного параметра n . В частности, амплитуда давления второй гармоники p_2 на расстояниях X , меньших расстояния стабилизации волны, при акустических числах Рейнольдса, больших или порядка единицы, будет [1, 7]

$$p_2 = \frac{n+1}{4} \left(\frac{X \cdot \omega}{\rho_0 c_0^3} p_1^2 \right), \quad (6)$$

где p_1 – амплитуда давления первой гармоники у источника звука, ω – круговая частота сигнала вблизи излучателя. Как видно из формулы (6), для определения параметра n необходимо абсолютное измерение величин p_1 и p_2 . Это приводит к большой погрешности. Поэтому абсолютные измерения были проведены только в дистиллированной воде. В трансформаторном масле, этиловом спирте и водных растворах NaCl нелинейный параметр определялся относительно воды.

2. Экспериментальная установка и методика проведения исследований

Схема экспериментальной установки показана на рис. 1. Емкость 1, заглушенная слоем микропористой резины 2, заполняется дистиллированной водой. В качестве заглушки на поверхности воды свободно плавает слой шариков из пенопласта 3. В качестве излучателя используется кварцевая пластинка 4 на основной частоте 1,5 МГц. Исследуемая жидкость или дистиллированная вода (при сравнительных опытах) заливаются в кювету 5, габариты которой 50×150×200 мм. Кювета снабжена звукопрозрачными окнами 6 из тефлоновой пленки толщиной 0,05 мм. Кювета 5 жестко крепится в емкости 1. Смена исследуемой жидкости производилась без ее демонтажа, т. к. даже небольшое смещение кюветы может привести к дополнительным погрешностям в определении внутреннего давления.

Двухканальный генератор прямоугольных импульсов 7, возбуждая резонансный генератор гармонического сигнала 8, задает длительность и период следования радиоимпульсов с несущей частотой 1,5 МГц. Затем они через усилитель мощности поступают на кварцевый вибратор 4, создающий акустическую волну. Акустические импульсы после прохождения (с искажением) в исследуемой жидкой среде преобразуются в электрический сигнал кварцевой пластинкой 10, затем через коммутатор 11 и усилитель 12 поступают на спектроанализатор с памятью 13. С другого выхода генератора 7 прямоугольный импульс с регулируемой задержкой времени поступает на коммутатор 11 в качестве управляющего сигнала. Временная задержка соответствует времени прохождения дистанции от излучателя 4 до гидрофона 10. Период следования задающих импульсов генератора 7 подбирается таким образом, чтобы практически затухал ослабленный при отражениях от звукопоглощающих покрытий 2 и 3 акустический сигнал. Прибор 7 позволяет также, при необходимости, задавать одиночный запускающий импульс в ручном режиме. Анализатор спектра 13 снабжен режимом “память” и сохраняет на экране спектрограмму сигнала до прихода следующего импульса.

Измерение нелинейного параметра n по абсолютным уровням первой и второй гармоник производилось для дистиллированной воды.

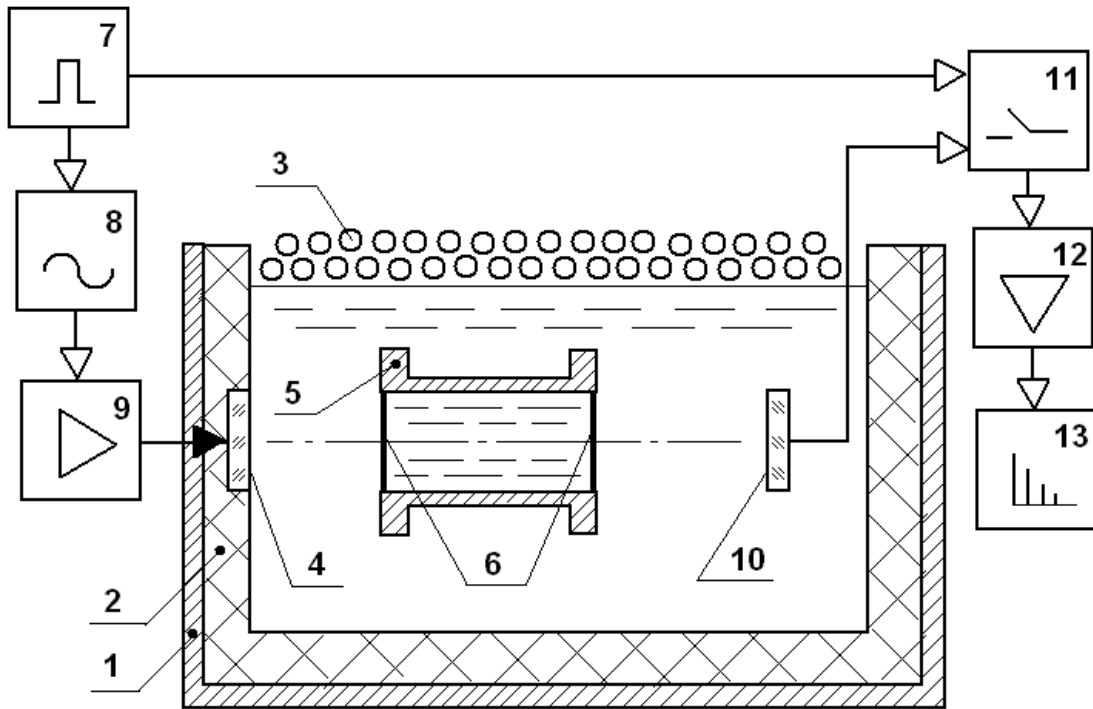


Рис. 1. Схема экспериментальных исследований

Затем после замены в кювете 5 жидкости производилось сравнение показаний с результатами для воды. При этом учитывалось:

- граница двух жидкостей, разделенных тefлоновой пленкой, обладает определенным коэффициентом прозрачности D ;
- часть пути между излучателем и приемником акустический импульс проходит в воде, окружающей кювету 5 и обладающей значением константы n , вообще говоря, отличной от соответствующей константы исследуемой жидкости.

Будем обозначать величины, относящиеся к дистиллированной воде, штрихом, а к другой жидкости – двумя штрихами. Тогда, пользуясь уравнением (6) и элементарными соотношениями, получим связь между нелинейными параметрами в виде

$$\frac{n''+1}{n'+1} = \left[\frac{D' p_2'' X}{D'' p_2' L} - \frac{X}{L} + 1 \right] \frac{(\rho_0 c_0^3)'' D'}{(\rho_0 c_0^3)' D''}, \quad (7)$$

где X – расстояние между излучателем и приемником, L – длина кюветы с исследуемой жидкостью, D – расчетный коэффициент прозрачности, значение которого для исследуемых жидкостей лежит в диапазоне (0,90...0,95).

3. Анализ результатов исследований

Измерение нелинейного параметра n для исследуемых жидкостей (дистиллированная вода, этиловый спирт, трансформаторное масло)

проводилось при температуре 20°C. Среднеквадратичный разброс результатов относительных измерений не превышал значения $\pm 4\%$. Абсолютные измерения проводились в дистиллированной воде при акустических числах Рейнольдса $\sim(0,2...0,9)$. Погрешность прямых измерений складывается из ошибок абсолютных измерений звукового давления первой p_1 и второй p_2 гармоник и погрешности при определении звукопрозрачности мембран 6 кюветы 5. Она не превышает значения (8...10)%.

Надо отметить, что значение нелинейного параметра для дистиллированной воды немного изменяется в разные дни и после длительного озвучивания. Возможно, это связано с процессами выделения части растворенного на молекулярном уровне воздуха в виде микропузырьков, или наоборот, с растворением части молекул газа из пузырьков в окружающую жидкость. Обработка результатов многочисленных абсолютных измерений методом наименьших квадратов дает для воды величину $n = (7,2 \pm 0,2)$, что хорошо согласуется с данными других авторов [1, 2, 7]. Экспериментально полученные значения нелинейного параметра n для исследованных жидкостей и соответствующие величины внутреннего давления P_* для них приведены в табл. 1.

Таблица 1

Жидкая среда	P_* , МПа			n				$r \cdot 10^{10}$ м
	Изотермическое	Адиабатическое		Расчет		Эксперимент		
		[2]	Данная работа	[8]	[9]	[10]	Данная работа	
Вода дистиллат	319	294	314	5.8	6.0	7.6	7.2	4.6
Этиловый спирт	98	108	98	9.0	11.3	11.0	10.8	4.4
Трансформаторное масло		238	245			7.35	7.5	4.3

Там же, приведены результаты термодинамического расчета с использованием экспериментальной зависимости скорости ультразвука малой амплитуды от температуры и давления [8, 9], а также значения параметра n , определенные экспериментально, по взаимодействию двух акустических волн или оптическим методом по искажению гармонической волны [10]. Внутреннее давление, полученное предлагаемым акустическим методом, совпадает в пределах погрешности измерений со значениями, полученными из статических измерений нелинейного параметра [2], с последующими расчетами по формуле (3). В табл. 1 также приведены оценки межмолекулярного расстояния для исследуемых жидкостей на основании экспериментальных данных P_* и расчета по формуле (5).

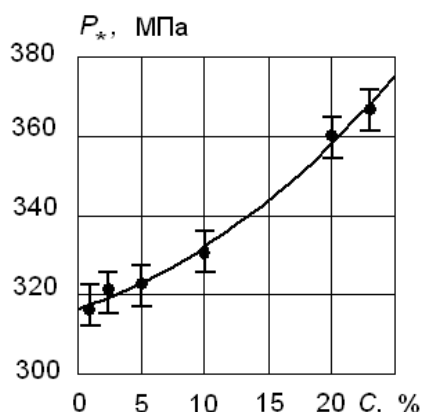


Рис.2. Зависимость внутреннего давления от концентрации раствора NaCl

На рис. 2 показана зависимость внутреннего давления P_* в водных растворах NaCl от концентрации соли. Для удаления из раствора воздуха, захваченного при растворении соли, раствор вакуумировался в течение 10 минут. Причиной возрастания среднего внутреннего давления в водном растворе с увеличением кон-

центрации хлористого натрия, возможно, является образование вокруг ионов Na^+ гидратных оболочек с большим внутренним давлением.

Выводы

Подводя итог, можно сделать следующие выводы.

1. Данный способ экспериментального определения нелинейного параметра и внутреннего давления в жидкости удобнее, чем статические, поскольку не требует применения высоких избыточных статических давлений.

2. Предлагаемый акустический способ дает меньшую погрешность, чем динамические.

3. В отличие от способа оценки межмолекулярного расстояния по скорости ультразвука, данный акустический метод позволяет непосредственно получить эту величину, в предположении применимости уравнения Тэта для той или иной жидкости.

4. Точность такого определения может быть достаточной для суждения об изменении межмолекулярного взаимодействия в жидкостях (как, например, в случае растворов NaCl).

Литература

1. Зарембо Л.К., Красильников В.А. Введение в нелинейную акустику. – М.: Наука, 1966. – 520 с.
2. Корнфельд М. Упругость и прочность жидкостей. – М.: ГТТИ, 1951. – 200 с.
3. Дудзінський Ю.М., Сухарьков А.О., Манічева Н.В. Автоколивання пружного зануреного осесиметричного струменя-оболонки // Акуст. вісник. – 2003. – 6, №3. – С. 29–33.
4. Дащенко А.Ф., Дудзінський Ю.М. Собственные колебания струйной оболочки в условиях гидростатического давления //

- Прикладная механика. – 2004. – 40, № 12. – С. 92–98.
5. Френкель Я.И. Кинетическая теория жидкостей. – М. –Л.: Изд-во АН СССР, 1945. – 350 с.
 6. Кнэпп Р., Дейли Дж., Хэммит Ф. Кавитация. – М.: Мир, 1974. – 688 с.
 7. Гольдберг З.А. Некоторые величины второго порядка в акустике // Акуст. ж. – 1957. – 3, № 2. – С. 149–153.
 8. Rudnic I. On the attenuation of finite amplitude waves in a liquid // J. Acoust. Soc. Amer. – 1958. – 30, N 6. – P. 564–567.
 9. Beyer R.T. Parameter of nonlinearity of fluids // J. Acoust. Soc. Amer. – 1960. – 32, N 6. – P. 719–721.
 10. Зверев В.А., Калачев А.И. Измерение взаимодействия звуковых волн в жидкостях // Акуст. ж. – 1958. – 4, № 4. – С. 321–324.

Одесский национальный политехнический университет

Поступила в редакцию 10 мая 2012 г.

Информационные системы и технологии

UDC 531.36; 534.1

A.P. Timohin¹, D.I. Konotop², V.P. Zinchenko², Ph. D.

Providing tire stiffness tests in LMS Virtual.Lab-Imagine.Lab AMESim co-simulation

Рассмотрено создание струнной модели растяжения шины и проведено ее испытание на жесткость. Главный акцент сделан на возможности использования данных для струнной модели из программы ABAQUS и на проведении совместного моделирования с помощью программы Imagine.Lab AMESim, которая обеспечивает настройку представленную модель. Выполнено сравнение результатов проведенного моделирования с результатами реальных тестов.

Tire stretched string model creating and stiffness tests performance are discussed. Main emphasis is put on the possibility of using data of string modal decomposition (string eigen forms and eigen frequencies) obtained from ABAQUS and co-simulation with Imagine.Lab AMESim which provide tuning of represented model. Also comparison of virtual simulated tests with real tests is performed.

Ключевые слова: *tire stretched string model, stiffness tests, ABAQUS, Imagine.Lab AMESim, co-simulation, shimmy, TNO MF-Tire, MF-SWIFT.*

Introduction

In the case of studying of landing gear dynamical stability (shimmy investigating), values of tire stiffness parameters is critically important information. Usually, precision theoretical prediction of these parameters is not possible or is very complicated calculation challenge, because tire is strongly nonlinear multi-componential object. There are a set of mathematical models of tire behavior [1 – 5] but all of them are require natural tire stiffness tests to obtain a set of parameters. In general full cycle of stiffness tests is performed on dynamical stage of vehicle development. But what can be done if in different reasons tests performance is impossible?

There are a set of software packages which can help researchers model tire dynamical behavior. Complex LMS Virtual.Lab & Imagine.Lab AMESim allows using a lot of tire mathematical models like Magic tire, TNO MF-Tire, MF-SWIFT e. t. c. but tuning of these models is the difficult task, requires of knowing a lot of tire parameters. In real work engineers don't have a full set of needles parameters. The

only one stiffness parameter of tire is taken from the supplier - vertical force-displacement diagram.

The main goal of this work is manual creating tire stretched string finite-element model [4, 5], tuning and validating it with single parameter data - static vertical force-displacement diagram which is standard data from tire supplier and obtaining other needles stiffness parameters of tire from virtual stiffness test.

1. Tire model representation

Schematic representation of classic stretched string tire model and model of tire which will be discussed are shown in fig. 1.

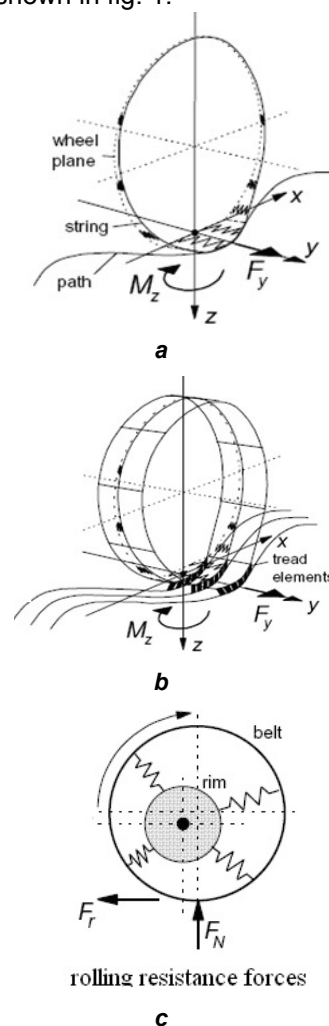


Fig. 1. The classic single string (a) and multi string models (b) of tire and tire model which is discussed in this research (c)

The main idea of this model is representation of interaction of path and flexible circle line which connected to rigid rim by spring system. Detailed mathematical description for this model is described by H.B. Pacejka in [4]. In this work constructing, tuning and simulation of tire string model are described.

2. Virtual tire stiffness test

The virtual model of experimental stand was created in CATIA V5 than transformed into virtual mechanism in Virual.Lab. Stand geometrical representation is showed in fig. 2.

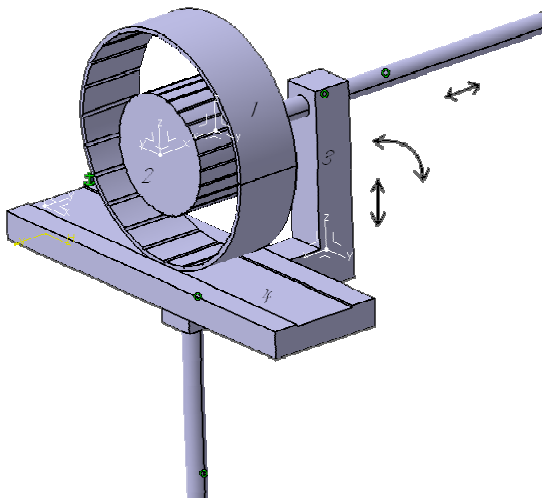


Fig. 2. Experimental stand

The stand consists of: 1- flexible string which rigidly (mutual string-ground geometrical intersection is forbidden) and with friction (mutual displacements in contact zone are forbidden) interacts with fixed ground 4, rigid rim 2 has single translational DOF relative to lever 3 to simulate lateral slip, lever 3 has two DOF - translational and rotational relative to ground 4 to simulate vertical compression and yaw. To take into account flexibility of string, modal analysis with software package ABAQUS was provided and resulting data of string modal decomposition (string eigen forms and eigen frequencies) were imported into Virtual.Lab. Six Eigen forms for stretched string are represented in fig 3.

The model of string system which connects the flexible string with rigid rim Imagine.Lab AMESim is used. Scheme of co-simulation of Virtual.Lab and Imagine.Lab models is represented in fig. 4.

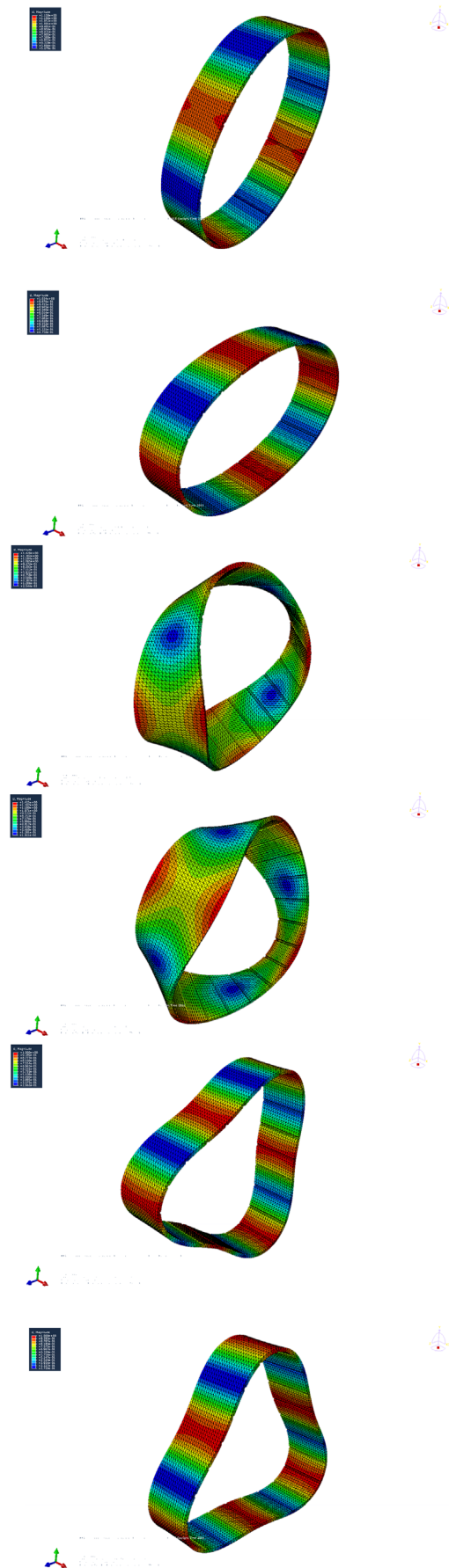


Fig. 3. Six eigenforms for flexible string

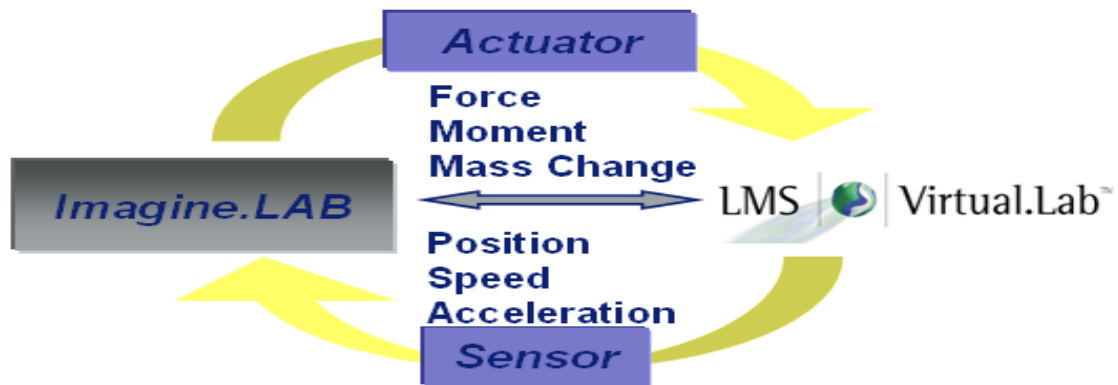


Fig. 4. Scheme of co-simulation of Virtual.Lab and Imagine.Lab models

There is a system of slots on the string and rigid rim which can be seen on fig. 1. These slots form the system of reference points to Imagine.Lab. In each point sensor and actuator are placed. Point on string and appropriate point on rigid rim form the spring - sensors obtains relative distance between points and send them to Imagine.Lab, after that reaction force value from Imagine.Lab is applied to actuators in these points.

Tire model tuning is performed in Imagine. Lab

by changing spring parameters - dependencies between points relative displacement and reaction force.

3. Stiffness test results

Obtaining of vertical static force-displacement diagram is represented in fig. 5.

Comparison of resulting diagram with real test result is shown in fig.6.

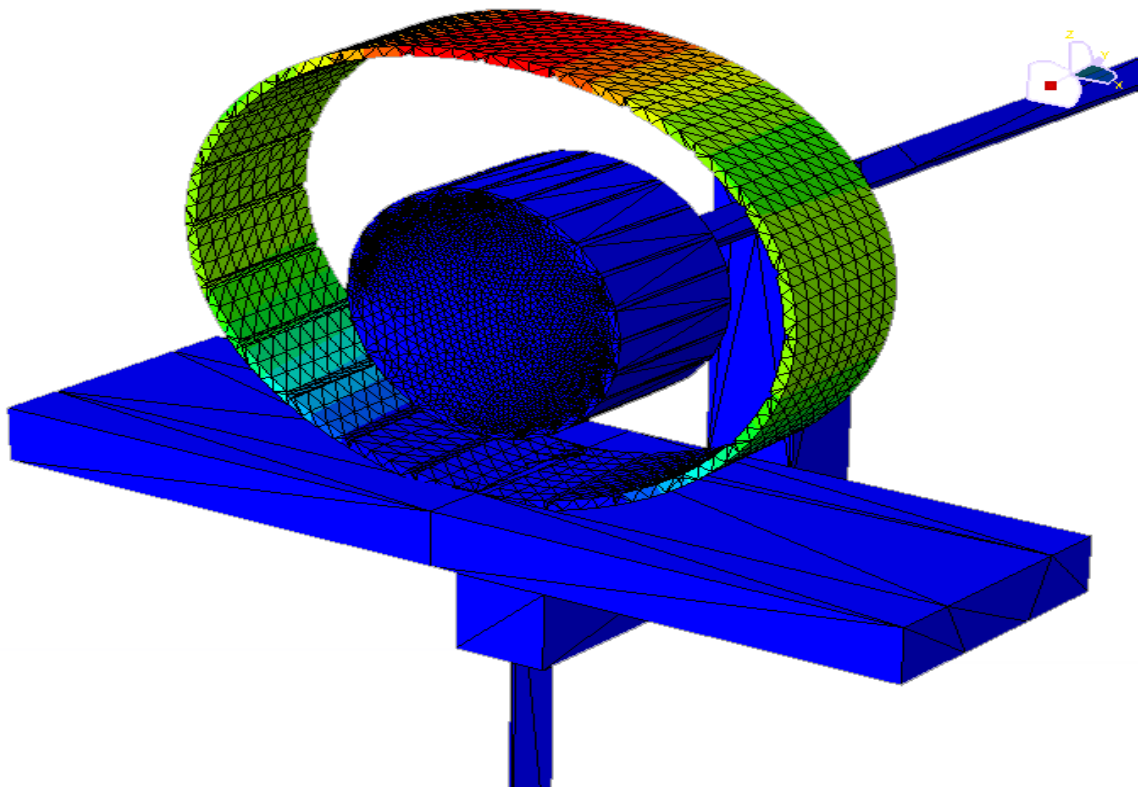


Fig. 5. Tyre vertical compression simulation

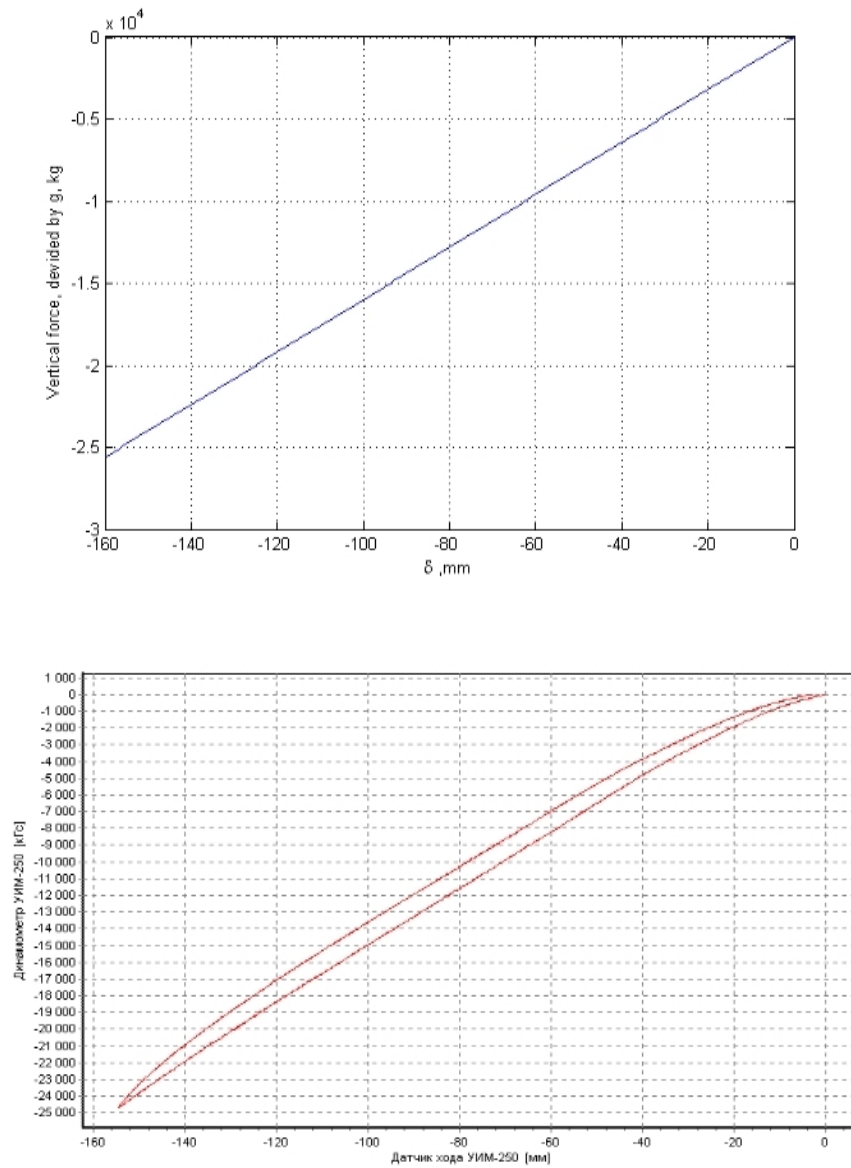


Fig. 6. Simulated data and real data of tire vertical compression

Obtaining of lateral static force-displacement diagram is represented in fig. 7.

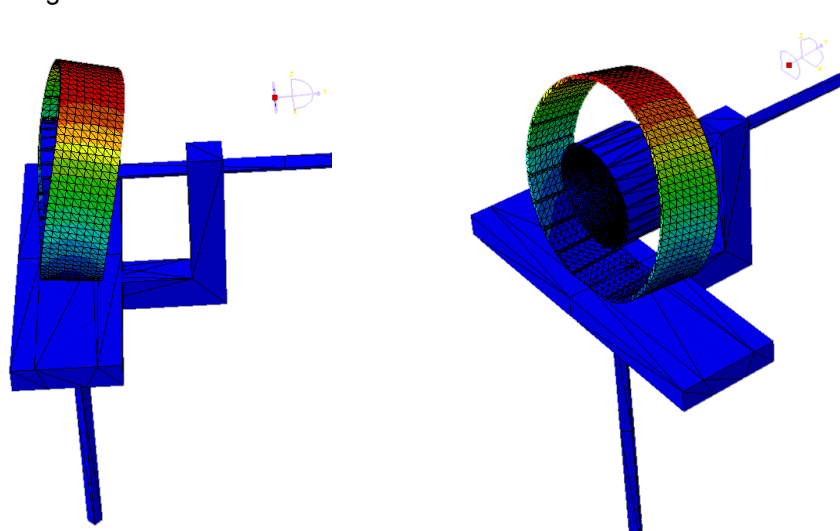


Fig. 7. Tire lateral slip simulation

Comparison of resulting diagram with real test result is shown in fig.8.

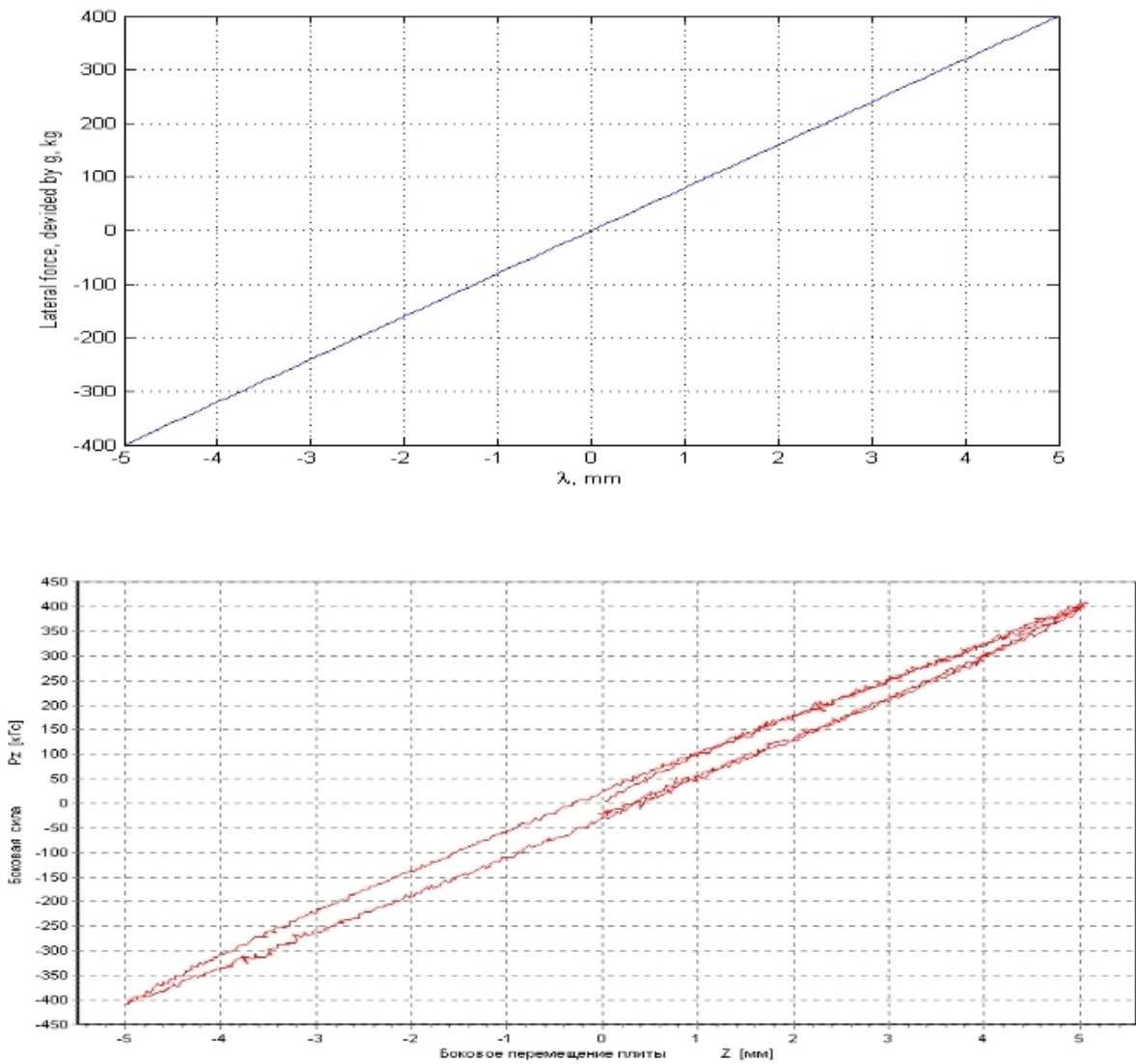


Fig. 8. Simulated data and real data of tire lateral slip

Obtaining of yaw static force-displacement diagram is represented in fig.9.

Comparison of resulting diagram with real test result is shown in fig.10.

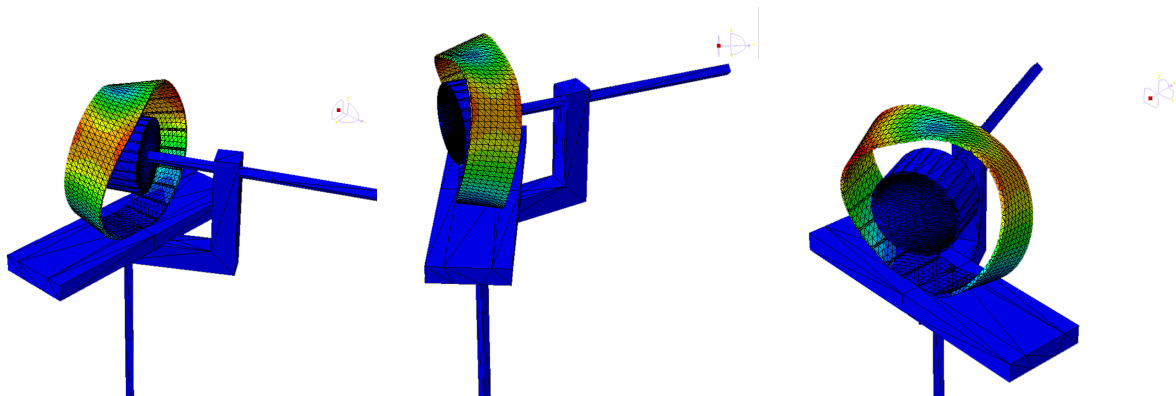


Figure 9. Tire yaw simulation

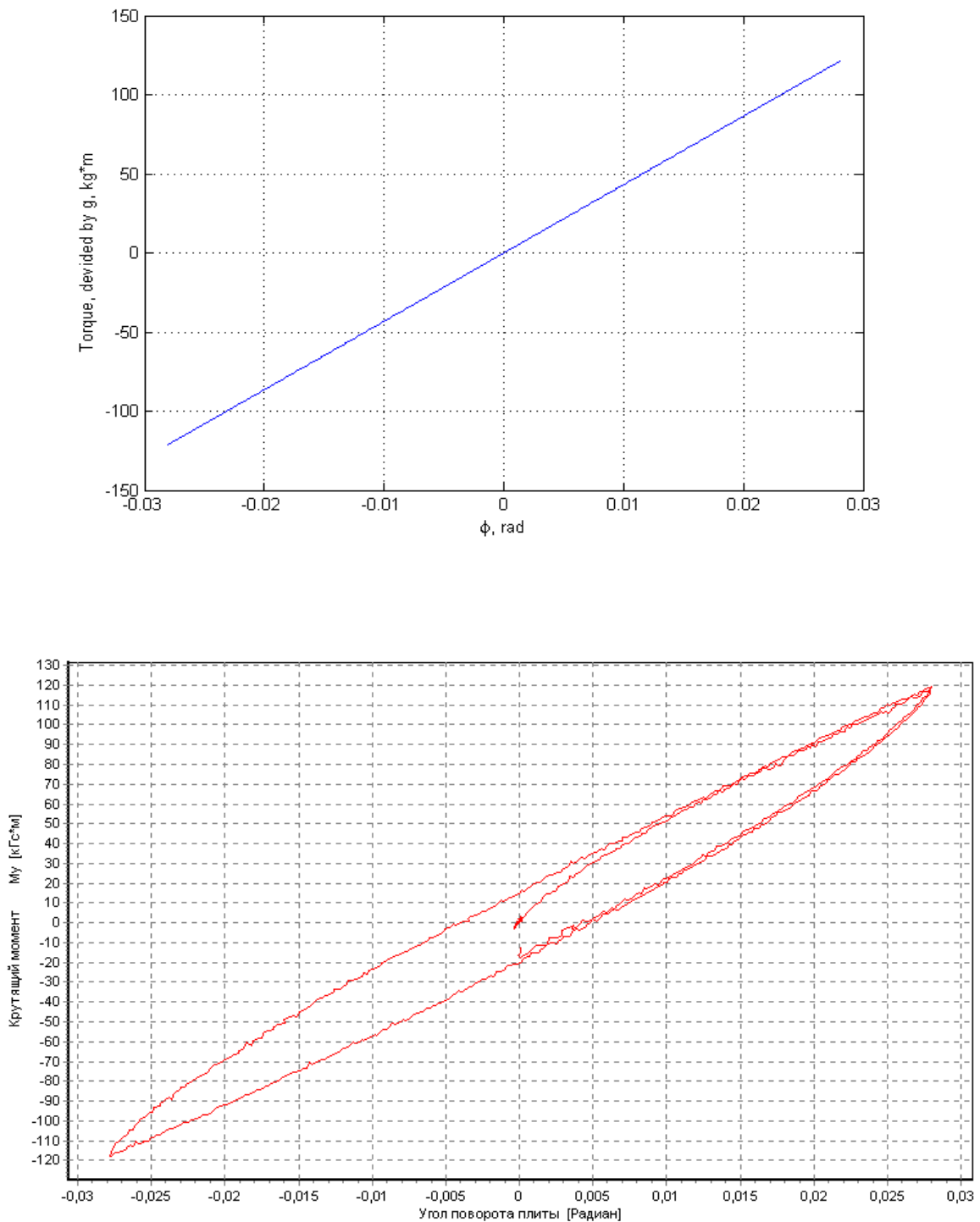


Fig. 10. Simulated data and real data of tire yaw

Conclusions

1. Stretched string tire model has confirmed its high dynamical quality again. Created FEM virtual tire model based on stretched string principal can be simply tuned and doesn't need knowing any input parameter besides vertical force-displacement diagram. Performed virtual stiffness tests show good correlation of virtual tests data with real-life tests data.

2. It must be emphasize that LMS software complex Virtual.Lab & Imagine.Lab AMESim allows engineers and researchers using width spectrum of capabilities for fast and simple investigating complicated physical processes. Native interface from CATIA V5 makes Virtual.Lab useful and powerful aid habitual for designers and eliminates necessary of CAD models converting. Shortcomings of this package is absence of native FEM solver and CFD simulation possibilities. But opened interface

allows using a lot other name software for resolving these tasks in co-simulation mode (simultaneous simulation for example ABAQUS\CFD-Virtual.Lab co-simulation for fluid-structure interaction like flutter).

References

1. *Smiley R.F.* Correlation, evaluation and extension of linearized theories for tire motion and wheel shimmy. Report submitted to the National Advisory Committee for Aeronautics, 1958.
2. *Keldysh M.V.* Shimmy of the front wheel of a three-wheeled landing gear. Tr. Tsentr. Aerogidrodinamicheskogo Inst., 1945. – 564 p.
3. *Hitch H.P.Y.* Aircraft ground dynamics // Vehicle System Dynamics. – 1981. – Vol. 10, No 4&5, September. – P. 319–332.
4. *Pacejka H.B.* Tire and Vehicle Dynamics.– Oxford: Butterworth-Heinemann, 2002 – 627 p.
5. *Besselink I.J.M.* Shimmy of Aircraft Main Landing Gears.–Delft: The Netherlands by DocVision, 2000 – 195 p.

¹ *Национальный Университет им. Т.Г. Шевченко*

² *Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»*

Поступила в редакцию 30 марта 2012 г.

Системы телекоммуникации, связи и защиты информации

УДК 681.7

С.С. Буртовый, К.С. Сундучков, д-р техн. наук

Оценка задержки оптического сигнала в распределительной части интерактивной гетерогенной телекоммуникационной сети

Произведена оценка способности рассчитанной ранее топологии распределительной сети ИГТС удовлетворить требования по синхронности поступающих на базовые станции сигналов в конкретной выбранной области применения.

Evaluated the ability of the previously calculated distribution network topology IGTS meet the requirements for synchronization of incoming signals at the base stations in a particular chosen field of application.

Ключевые слова: распределительная сеть, ИГТС, топология, методика расчета, синхронизация.

Введение

Бурное развитие мобильности и Всемирной Паутины привело к тому, что сегодня новейшие коммуникационные сервисы, предлагаемые операторами сотовой связи, касаются именно Интернета, возможностей передачи более высококачественного звука, а в недалеком будущем и видео. Однако всё это требует широких каналов связи. Высокоскоростные широкополосные линии передачи, способные удовлетворить подобные потребности, существуют уже сегодня [1-3]. Однако они представлены исключительно в магистральной линии на беспроводном участке и не предполагают никакой распределительной сети.

В данной же статье рассматривается топология распределительной сети доставки сигналов к базовым станциям (БС) ИГТС (Интерактивной Гетерогенной Телекоммуникационной Сети). Распределительная сеть не предполагает организацию на ней запросного канала. Запросный канал в ИГТС с малым трафиком организуется сетями общего пользования (Wi-Max, LTE и др).

Мобильные абоненты движутся по дороге (автобану), а БС расположены вдоль трассы. Беспроводный доступ от БС к мобильному абоненту может быть реализован в миллиметровом диапазоне длин волн (т.к. предоставляются услуги 4G, для которых необходима высокая скорость передачи данных, т.е. широкая полоса, которая не реализуется на низких частотах). Базовые станции могут быть связаны с коммутационным центром с помощью оптического волокна [4].

Коммутационный центр (КЦ) ИГТС, находящийся на удалении от автобана, с помощью оптического волокна связан с центральными станциями (ЦС).

Топологию распределительной сети от ЦС до БС назовем звеном. Части сети, которые отходят от ЦС влево и вправо, назовем ветками, при этом две ветки образуют звено. Вариант структурной схемы ИГТС с магистральной линией связи предоставлен на рис. 1.

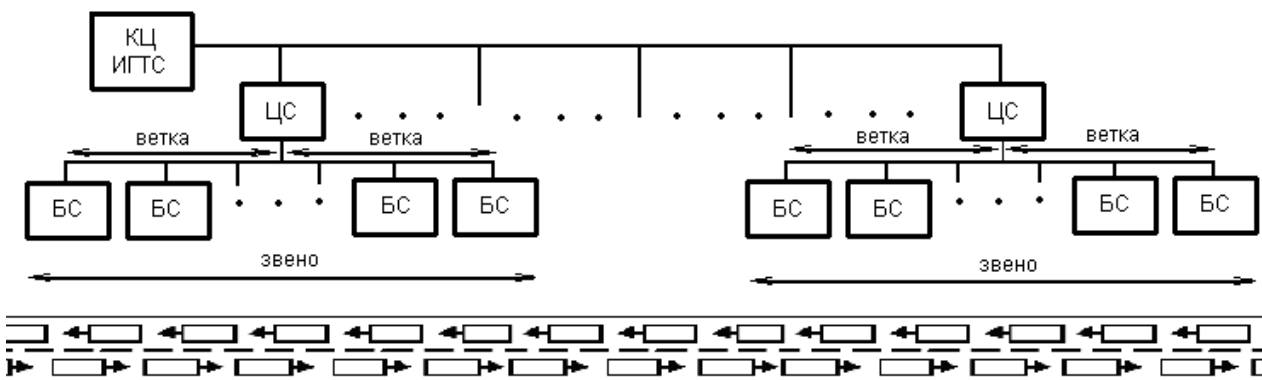


Рис. 1. Вариант структурной схемы ИГТС

1. Расчет задержки при распространении оптического сигнала по распределительной сети ИГТС

Для синхронной подачи сигналов на все БС распределительная цепь может иметь топологию в виде симметричной иерархической цепи, составленной из звеньев, как показано в [5] и на рис. 2. Здесь ЦС входят в состав звеньев и содержат ретрансляторы.

Реализация подобного варианта распределительной сети ИГТС может состоять из таких элементов как, например, оптическое волокно, оптические разветвители (древовидные, звездообразные разветвители или ответвители), ретрансляторы (оптические повторители или усилители) и др.

Отрезок трассы, который может покрыть одна БС, обозначим как x км. Тогда расстояние между делителями (Д) в ветке тоже равно x км (рис. 3). Через n обозначим номер Д в ветке, где $n = 1, 2, \dots, N$. В ветке звена присвоим базовым станциям и делителям номера. Аналогично пронумеруем точки соединения делителей и базовых станций. Все обозначения показаны на рис. 3: $Д_1, Д_2, \dots, Д_N$; $БС_1, БС_2, \dots, БС_{N+1}$.

Оценим задержку, которую может приобрести оптический сигнал.

Все оптически прозрачные материалы имеют коэффициент преломления, равный отношению скорости света в вакууме к скорости света в

материале. Для оптоволокна он равен 1,45-1,50, т.е. скорость света в ВОЛС порядка $V_{волс} = 2 \cdot 10^8$ м/с.

В рассматриваемой топологии максимальная задержка сигнала будет при распространении от центра распределительной сети (точка 6, рис. 2) до крайней базовой станции (точка 1, рис. 2). Минимальной задержка будет при распространении сигнала от центра (точка 6, рис. 2) до ближайшей БС ближайшего НО (например, точка 11, рис. 2). Максимальная несинхронность доставки сигналов будет равна разнице задержек распространения сигналов от центра до точек 1 и 11 (рис. 2).

Найдем задержку T_{ij} распространения оптического сигнала на каждом из обозначенных на рис. 2 участке (между i -й и j -й точками):

$$T_{61} = \frac{L_{61} \cdot 10^3 [M]}{V_{волс} [M/c]} = \frac{336 \cdot 10^3 [M]}{2 \cdot 10^8 [M/c]} = 1,68 (мс);$$

$$T_{611} = \frac{(L_{67} + L_{89} + L_{1011}) \cdot 10^3 [M]}{V_{волс} [M/c]} = \frac{(84 + 14 + 14) \cdot 10^3 [M]}{2 \cdot 10^8 [M/c]} = 0,56 (мс);$$

Тогда искомая максимальная несинхронность $T_{макс}$ составляет:

$$T_{макс} = T_{61} - T_{611} = 1,68 - 0,56 = 1,12 (мс).$$

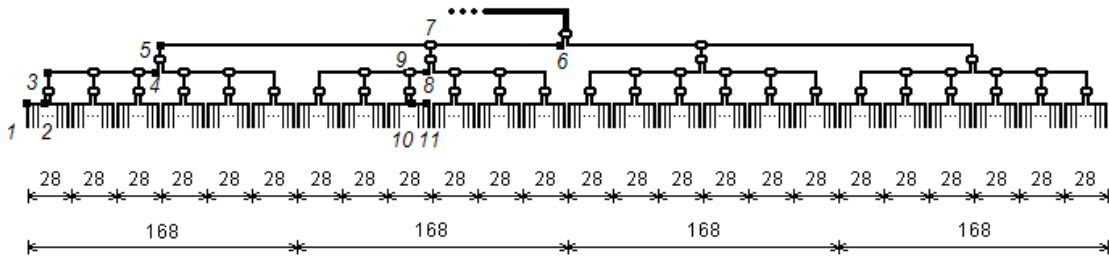


Рис. 2. Топология распределительной части ИГТС в виде симметричной иерархической цепи

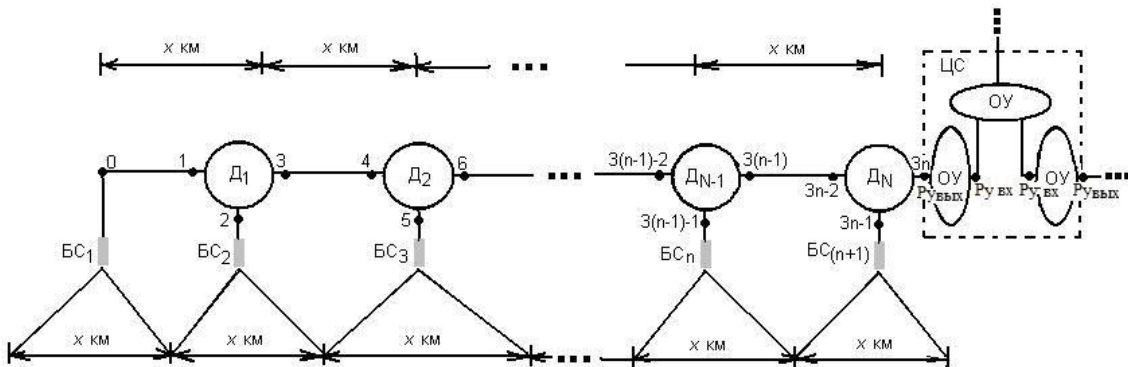


Рис. 3. Ветка одного звена

2. Расчет допустимой задержки при распространении оптического сигнала

Предположим, что сеть будет использоваться для передачи медиаданных – видео. Под понятием «видео» будем подразумевать аудиовизуальный материал, состоящий из сменяющих друг друга кадров и сопутствующей им звуковой дорожки.

Рассчитаем допустимую задержку в передаче видео.

Количество (частота) кадров в секунду — это число неподвижных изображений, сменяющих друг друга при показе 1 секунды видеоматериала и создающих эффект движения объектов на экране. Чем больше частота кадров в секунду, тем более плавным и естественным будет казаться движение. Минимальный показатель, при котором движение будет восприниматься однородным — примерно 16 кадров в секунду (это значение индивидуально для каждого человека). В традиционном плёночном кинематографе используется частота 24 кадра в секунду. Компьютерные оцифрованные видеоматериалы хорошего качества, как правило, используют частоту 30 кадров в секунду. Верхняя пороговая частота мелькания, воспринимаемая человеческим мозгом, в среднем составляет 39...42 Гц и индивидуальна для каждого человека. В дальнейших расчетах будем использовать значение для цифрового видео – 30 кадров в секунду.

Рассмотрим ситуацию передачи видеок кадров соседними базовыми станциями в звене, изображенную на рис. 4.

Мобильный терминал находится на участке звена АВ, где расположены соседние базовые станции BC_N и BC_{N+1} . Сигнал распространяется по оптоволокну в направлении от А до В. Со

ответственно, поскольку эти базовые станции находятся на определенном расстоянии друг от друга, сигнал от А до В распространяется с некоторой задержкой.

Допустим, пока мобильный терминал находился в зоне действия базовой станции BC_N , в определенный конкретный момент времени он просматривал m -й кадр видео, которому предшествовал $(m-1)$ -й кадр. Если бы мобильный терминал продолжал находиться в зоне действия этой базовой станции, следующим кадром при просмотре должен был бы быть $(m+1)$ -й кадр. Но, т.к. в следующий момент времени мобильный терминал переместился в зону действия соседней базовой станции BC_{N+1} , а до нее сигнал дошел с определенной задержкой, то в данный момент вместо $(m+1)$ -го кадра здесь все еще транслировался кадр m -й кадр.

Если при передаче видеок кадров со скоростью 30 кадров в секунду 3–4 из них будут повторяться (как было описано выше), на восприятии это не отобразится губительно.

Итак, видеок кадры следуют друг за другом 30 штук в секунду, 1 кадр за $1/30$ секунды. 4 кадра имеют длительность $4 \cdot (1/30) = 4/30$ секунды $\approx 0,133$ секунды.

Следовательно, с точки зрения комфортности восприятия итоговой картинки, мы можем позволить себе задержку в распространении сигнала по оптоволокну $T_{доп} = 133$ (мс). При передаче данных требования к задержкам в данной статье не рассматриваются.

Т.о., поскольку $T_{макс} = 1,12$ (мс) $< T_{доп} = 133$ (мс), то предложенная и рассчитанная в предыдущем пункте топология удовлетворяет предъявленным требованиям к сети и с точки зрения синхронности поступаемых на базовые станции сигналов.

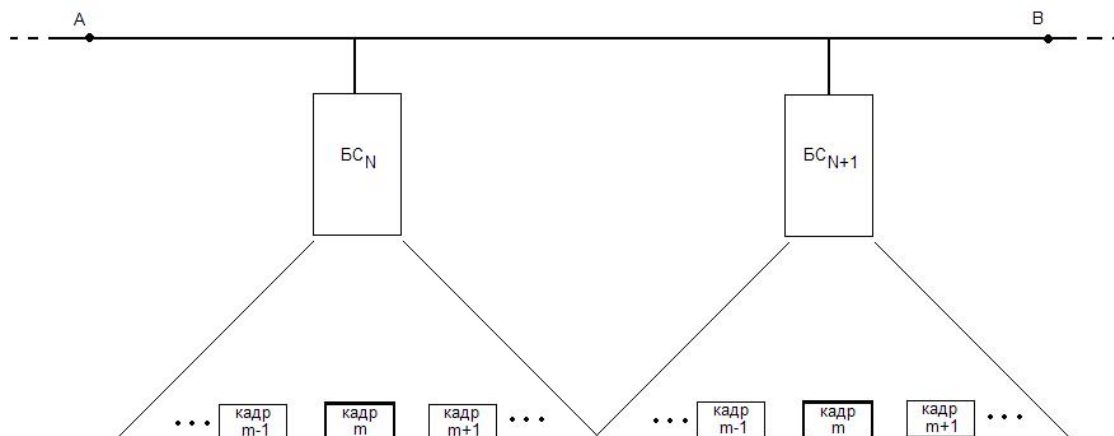


Рис. 4. Передача видеок кадров соседними базовыми станциями

Выводы

1. В данной статье была произведена оценка способности рассматриваемой топологии распределительной сети ИГТС удовлетворить требования по синхронности поступающих на базовые станции сигналов в определенной выбранной области применения (передача видеоданных).

2. Было доказано, что расчетная задержка распространения оптического сигнала по топологии рассматриваемой конфигурации не выходит за рамки комфортной (в выбранной области применения).

Литература

1. *Hiroyuki Takahashi*, Akihiko Hirata, Naoya Kuktatsu, Yuichi Kado, Toshihiko Kosugi, and Koichi Murata. Compact, Low-power, 120-GHz-band Wireless Link for 10-Gbit/s Data Transmission // NTT Technical Review, Vol. 7, No. 3, pp. 1-6, 2009.
2. Tadao Nagatsuma† and Akihiko Hirata. 10-Gbit/s Wireless Link Technology Using the 120-GHz Band // NTT Technical Review, Vol. 2 No. 11, pp. 58-62, 2004.
3. *Akihiko Hirata*, Ryoichi Yamaguchi, Yasuhiro Sato, Takeaki Mochida, and Kenji Shimizu / Multiplexed Transmission of Uncompressed HDTV Signals Using 120-GHz-band Millimeter-wave Wireless Communications System // NTT Technical Review, Vol. 4 No. 3, pp. 64-70, 2006.
4. *Ильченко М.Е.* Интерактивная гетерогенная телекоммуникационная система (ИГТС) 4G с беспроводным доступом в миллиметровом диапазоне для предоставления мультимедийных услуг мобильным абонентом / М.Е. Ильченко, К.С. Сундучков и др. // Связь. – 2008. – №7-8 (83-84). – С.28-32.
5. *S. Burtovyi*. 4G Interactive Heterogeneous Telecommunication System (IHTS) / S.Burtovyi, K.S. Sunduchkov // TCSET'2010. – 2010. –February 23-27.

Проблемы подготовки специалистов

УДК 004.9

Н.В. Безуглая, М.А. Безуглый, канд. техн. наук, А.Е. Дорошенко, д-р физ.-мат. наук, А.В. Левичев

Методическое обеспечение курса по администрированию класса телефонных станций IP PBX Asterisk

Разработан учебный курс по администрированию телефонных станций класса IP PBX Asterisk, который имеет преимущество ориентации на продукты с открытым программным кодом, а также сохранения полного контроля администратора над функциональностью устройств данного класса. Проведена учебная апробация курса и установлена его целесообразность для специалистов в области телефонии с двумя годами опыта работы.

A training course is developed for administration of IP PBX Asterisk which benefits from being oriented on integration with open source software and an ability to preserve full administration control for systems of such class. Educational approbation of course is conducted and it is set that it is expedient to use him for specialists in area of telephony with two year experience.

Ключевые слова: Asterisk, ip pbx, voip, Digium, ip телефония, курс обучения.

Введение

Различные технологии и сети для передачи данных, которые применялись для осуществления телефонных звонков и отправки сообщений электронной почты, легли в основу формирования фактического стандарта, IP протокола, поверх которого передаются всевозможные текстовые и графические файлы. В последующем это привело к созданию технологии VoIP (voice over IP) и возможности передачи с помощью IP сетей аудио и видеоинформации в реальном времени. Массовость использования традиционной телефонии предопределила задачу ее интеграции с IP телефонией, которая была успешно решена при помощи голосовых шлюзов (gateway). Центральным устройством в телефонных сетях, позволяющим маршрутизировать звонки, предоставлять пользователям широкие функциональные возможности (перевод абонента, переадресация и др.) является телефонная станция. Существует большое количество телефонных станций, отличных по стоимости, функциональным особенностям, удобству администрирования, требуемой квалификации специалиста, отказоустойчивости, возможности интегриро-

вания с различными программными продуктами, масштабируемости и адаптационным свойствам. Работа посвящена разработке методического обеспечения телефонной станции IP PBX Asterisk. Данная станция является представителем класса устройств, созданных на открытом программном коде, надежных в работе, имеющих достаточный набор функций и возможность интеграции с различными программными продуктами, а также поддержкой сообщества, что способно обеспечить данному проекту широкий круг потенциальных пользователей [1]. На данный момент учебных курсов по администрированию телефонных станций класса IP PBX Asterisk на рынке Украины, Беларуси и Казахстана нет, что авторы связывают с тем, что данный продукт, являясь бесплатным, в основном используется малым бизнесом, который не имеет возможности инвестировать должные средства в обучение персонала. Тем не менее, построив адекватную лабораторную топологию, можно обеспечить применение соответствующих процессов самообучения при минимальных вложениях. Наличие учебного курса, ориентированного на специалистов средней и высокой квалификации, позволит создать спрос на него и занять определенный сегмент на рынке образовательных услуг упомянутых государств. Актуальность курса напрямую зависит от актуальности данной платформы, что подтверждается широким использованием телефонных станций класса IP PBX Asterisk на предприятиях и в сервис-провайдерских телефонных сетях.

1. Основные требования к обучающемуся при работе с телефонной станцией IP PBX Asterisk

Среди решений, доминирующих на рынке в настоящее время, присутствуют продукты компаний Digium, Panasonic, Samsung, 3com, Siemens с системами унифицированных коммуникаций для среднего бизнеса, Cisco Systems, Avaya, продукты которых обладают широкими функциональными возможностями и характеризуются высокой надежностью. Продукт для создания унифицированных коммуникаций IP PBX Asterisk от компании Digium, являясь открытым программным обеспечением, имеет широкие перспективы для разработки и реализации новых

возможностей. В качестве операционной системы используется Linux CentOS с механизмами конфигурирования защиты от сетевых атак с помощью программ Fail2Ban. Linux CentOS зарекомендовала себя как отказоустойчивая операционная система, широко используемая для серверов. IP PBX Asterisk поддерживает большое количество как базовых функций (перевод, переадресация, Meetme конференция), так и более комплексных (автоответчик, ACD, голосовая почта). Существенным является то, что Asterisk поддерживает интеграцию с большим количеством доступных для малого бизнеса голосовых (FXS/FXO), GSM, CDMA шлюзов [3]. На современных предприятиях невозможно представить себе систему без базы данных, контроллера домена. Телефонная станция от Digium поддерживает большинство существующих систем управления базами данных (Oracle, MySQL, PostgreSQL) и интеграцию с ПО «1С бухгалтерия». Выбранная IP PBX способна вызывать функции операционной системы CentOS из плана набора номеров телефонной станции, что позволяет записывать разговор абонентов, преобразовывать формат записанного звукового файла и помещать его в необходимую директорию. Существующие методические материалы по IP PBX Asterisk [3] не систематизированы и не адаптированы под обучающегося, который не обладает определенным уровнем знаний и навыков конфигурации Asterisk. Большинство методических материалов англоязычны, что также не способствует его широкому использованию на постсоветском пространстве [4]. Систематизированные методические материалы являются закрытыми продуктами обучающих центров и рассматривают конфигурацию с помощью веб-интерфейса, который не позволяет использовать весь функционал телефонной станции, и ограничен в качественной оценке курса.

Обозначенное выше позволяет выделить два основных требования к обучающемуся при работе с телефонной станцией IP PBX Asterisk:

1) так как данная телефонная станция является программным продуктом, устанавливаемым поверх Linux ОС (рекомендуемым дистрибутивом является CentOS) обучающийся должен обладать базовыми навыками работы с Linux системами;

2) обучающийся должен понимать механизмы коммутации и маршрутизации в компьютерных сетях.

2. Структура курса

Руководствуясь рекомендациями по построению аналогичных курсов, отметим, что

разрабатываемый курс должен включать в себя теоретическую часть, состоящую из небольшого количества модулей, лабораторные работы, которые помогут слушателю закрепить теоретические знания и набор программного, аппаратного и методического обеспечения необходимого для его проведения.

Изначально определялись материалы, которые должны войти в курс обучения и, следовательно, уровень знаний и умений специалистов, на которых он ориентирован. Было принято решение разработать курс для специалистов среднего уровня знаний в области телефонии, которые имеют навыки работы с системами на базе Asterisk, и специалистов, не знакомых с данной платформой, но имеющих эквивалентные знания на базе других платформ (Cisco Unified Communications Manager). Далее определялись конкретные темы, которые будут рассматриваться в теоретической части курса. Рассматриваемые темы, согласно проведенному анализу, удовлетворяют современным потребностям бизнеса в области IP телефонии и рассматривают как основные компоненты телефонной станции, так и включают обзор дополнительных сервисов (например, голосовая почта). Далее определяли количество времени, необходимого для реализации данного курса обучения. Был выбран формат пяти рабочих дней. Разработка теоретической части осуществлялась на базе существующих актуальных курсов обучения работы с телефонными станциями. Вначале была освещена вступительная часть, в которой рассмотрены основы традиционной телефонии, IP телефонии, класса телефонных станций IP PBX Asterisk и конкретных проектов на базе данного класса станций. Основная часть курса затрагивает аспекты маршрутизации, разграничения привилегий пользователей, т.е. запрет звонков на междугороднюю связь для класса пользователей, конфигурации базовых функций, таких как – конференц-мост, перевод вызова, переадресация. В заключительной части курса проверяются знания слушателей. Лабораторные работы для данного курса должны дать обучающимся базовые навыки работы с телефонной станцией IP PBX Asterisk и закрепить теоретические знания. Практическая часть должна включать лабораторные работы по основным задачам, которые выполняет администратор – конфигурация телефонных маршрутов, подключение к городской телефонной сети, разграничение прав пользователей, конфигурация функций, голосовой почты и автоответчика. Для лабораторных работ была составлена схема сети (топология) представленная на рисунке 1.

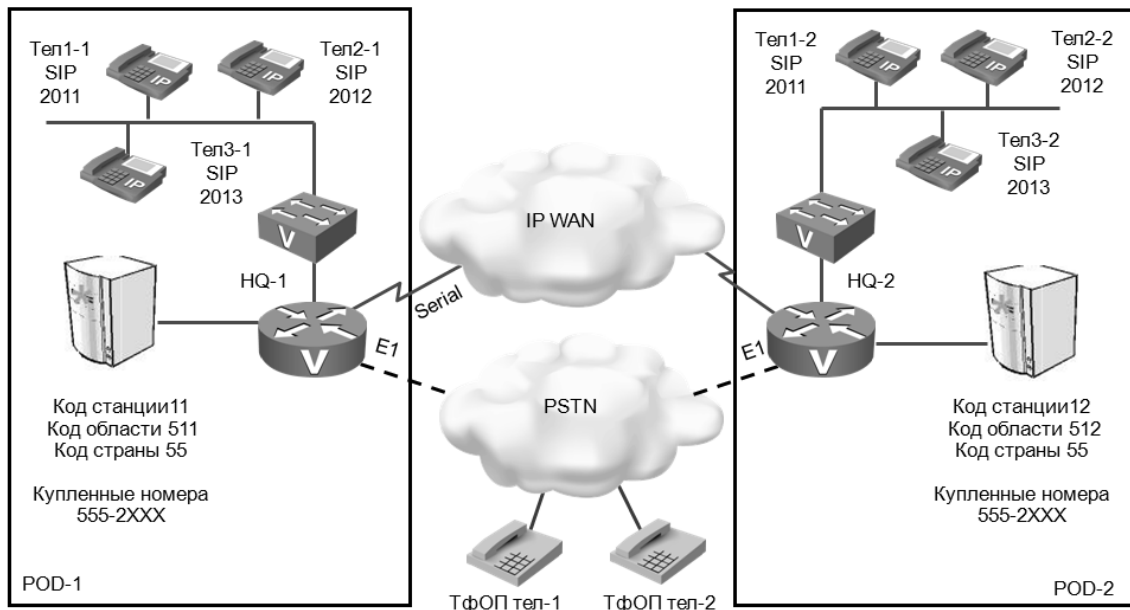


Рис. 1. Логическая топология

POD – комплект оборудования необходимый для выполнения лабораторных работ одним обучающимся. POD состоит из голосового шлюза, 3х аппаратных телефонов, 3х программных телефонов и телефонной станции IP PBX Asterisk. Центральная часть топологии (ядро) конфигурируется инструктором и используется обучающимися в режиме «только для чтения». Облака «IP WAN» и «PSTN» реализуются с помощью голосового шлюза, который будет эмулировать городскую телефонную сеть (доступ к которой происходит по E1 ISDN PRI) и интернет сервис провайдера. Инструктор должен произвести преднастройки оборудования, которые описаны в файлах конфигурации.

2.1. Теоретическая часть курса

В курсе рассматриваются основы традиционной телефонии – типы сигнализации, преобразование аналогового сигнала в цифровой, кодирование, способы миграции от традиционной к IP телефонии, обзор кодеков и протоколов сигнализации. Для ясного понимания Asterisk рассмотрены различные проекты, использующие в своей основе его ядро – Trixbox, SwitchVox, Elastix, OpenPBX, AsteriskNOW. Описан процесс установки программного обеспечения, необходимого для IP PBX Asterisk и самой телефонной станции. Обозначена необходимость обеспечения качества сервиса (QoS), что является частью конфигурации голосовых шлюзов. Описан процесс маршрутизации звонка, функции, привилегии пользователей, голосовой почты, создание конференц-моста, ACD для

данной телефонной станции. Рассмотрены основные протоколы сигнализации, используемые телефонными станциями, а именно, SIP, H.323, E1 ISDN PRI также входят в данный курс.

2.2. Практическая часть курса (лабораторные работы)

Разработанные лабораторные работы позволяют обучающемуся закрепить полученные теоретические знания и освоить навыки по установке IP PBX Asterisk, конфигурации сервисов, необходимых для его работы, функций телефонной станции, регистрации телефонов, интеграции с другими VoIP телефонными станциями. Первая лабораторная работа состоит в установке программных модулей необходимых для работы станции (DAHDI, LibPRI) и IP ATC от Digium. На базе операционной системы Linux конфигурируются сервисы DHCP, TFTP, SFTP необходимые при регистрации телефонных аппаратов. Успешным окончанием работы является регистрация нескольких телефонов и звонок с одного на другой. Далее следует работа по конфигурации подключений (транков) к удаленным телефонным станциям других вендоров (Cisco Unified Communications Manager, Cisco Unified Communications Manager Express) используя стандартизированные протоколы, такие как SIP (session initiation protocol). Рассмотрено создание маршрутов на голосовые шлюзы с целью подключения к телефонной сети общего пользования (ТфОП). В случае успешного выполнения студент получает возможность осуществлять звонки на телефоны, зарегистриро-

ванные на удаленных станциях, а также в городскую телефонную сеть общего пользования. Логическим продолжением настройки подключения к ТфОП, в виде третьей лабораторной работы, является разграничение привилегий абонентов, а именно, каким пользователям и на какие направления (междугородная, международная связь) им разрешено звонить. Нужно обеспечить базовую защиту от внешних сетевых атак типа отказа в обслуживании (denial of service), исключить намеренные и непреднамеренные возможности нанести вред телефонной станции. Для выполнения разного рода задач конфигурации должны быть использованы функции (Dial, Goto, Verbose), которые являются важнейшими компонентами при настройке станции [5]. Следующая, четвертая, практическая работа сосредоточена вокруг настройки дополнительных функций. При настройке будут использоваться ранее полученные навыки, т.к. дополнительные сервисы работают совместно с базовыми. Важнейшие сервисы, конфигурируемые обучающимися, такие как, групповая абонентская линия (shared line), конференц-мост, контроль нагрузки вызовов (call admission control) позволяют повысить качество взаимодействия сотрудников и обеспечить приемлемое качество звонков. В заключительной практической работе обучающимся предлагается создать комплексное приложение – автоответчик и механизм автоматического распределения звонков (automatic call distribution) по операторам, что является основной частью контактного центра. В случае успешного выполнения для закрепления навыков и развития методики поиска неисправностей, что является одной из наиболее частых задач для администраторов, инструктором вносится неисправность в конфигурацию станции, которую обучающийся должен обнаружить и исправить. Последняя лабораторная работа является опциональной и нацелена на систематизацию знаний, формирование методики конфигурации и поиска неисправностей.

3. Апробация курса

Для оценки качества разработанного курса проведено обучение для группы специалистов в области IP телефонии на базе украинского обучающего центра «Центр Знаний». Была выбрана группа из десяти человек, инженеров, которые обладали разным уровнем опыта и знаний в сфере телефонии. При проведении курса «Базовое Администрирование Asterisk» было произведено: определение уровня подготовки студента, выбор тем для рассмотрения в курсе.

Для определения уровня подготовки специалистов был разработан предварительный тест, состоящий из 40 вопросов, нацеленный на проверку знаний по основным темам курса. Были разработаны анкеты для установления: актуальности тем, оптимальности количества отведенного времени, а также соотношения теоретической и практической частей. Также разработаны пост-тесты для определения остаточных знаний обучающихся. Выбор тем базировался на вопросах, рассмотренных в обучающих курсах по IP телефонии от компании Cisco и актуальных задачах реализуемых на предприятиях. После проведения курса было определено, что разработанный курс обучения подходит для специалистов в области телефонии с 2 годами опыта работы и для специалистов с опытом работы с IP PBX Asterisk от одного до двух лет. Обязательные для рассмотрения темы – это маршрутизация звонка, регистрация телефона, конфигурация шлюза и разработка плана набора номеров.

Выводы

В данной работе предложен учебный курс «Базовое Администрирование Asterisk», который дает слушателям представление о различных проектах с использованием в своей основе телефонных станций IP PBX Asterisk, голосовых шлюзов, протоколов сигнализации, конфигурации телефонных функций. Для сохранения полного контроля над функционалом телефонной станции был выбран метод конфигурации с помощью редактирования конфигурационных файлов (*.conf). Использование свободного программного обеспечения, во-первых, дало возможность интегрировать разработку с другими открытыми системами, что значительно расширило круг вариантов внедрения, во-вторых, курс может быть использован в высших учебных заведениях Украины. В дальнейшем, на базе существующих методических материалов предполагается составить курс обучения для специалистов высокого уровня квалификации, который бы готовил к сертификации от производителя Digium-Certified Asterisk Professional.

Литература

1. *Madsen L., Van Meggelen J., Bryant R.* Asterisk: The Definitive Guide. – Sebastopol.: O'Reilly Media, Inc, 2011. – 697 p.
2. *Бенда Д.* Базовый курс администрирования УАТС Meridian 1. – К.: Интертехнодрук, 2010. – С.14.

3. *Voip-info.org* [Электронный ресурс] : [сайт] : англ. версия / VOIP-Info.org LLC. – Электрон. текст и граф. данные. – Режим доступа: <http://www.voip-info.org> (дата обращения 27.03.2012). – Название с экрана.
4. *Digium.com* [Электронный ресурс] : [сайт] : англ. версия / Asterisk Company. – Электрон. текст и граф. данные. – Режим доступа: <http://www.digium.com/en/training/courses/#essentials> (дата обращения 24.03.2012). – Название с экрана.
5. *Van Meggelen J., Madsen L., Smith J. Asterisk: The Future of Telephony.* – Sebastopol.: O'Reilly Media, Inc, 2007. – 576 p.

Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»

Поступила в редакцию 27 апреля 2012 г.

Информация

Правила оформления статей

1. Общие требования

Статья оформляется в соответствии с действующими стандартами. В статье необходимо придерживаться принятой терминологии; используя новый термин или аббревиатуру, автор должен расшифровать и объяснить их.

Текст должен быть набран в текстовом редакторе Microsoft Word версии 97 и выше в одну колонку, выровнен по ширине и не содержать переносов.

Шрифт: кегль 12, начертание **Arial**.

Интервал: полуторный.

Параметры страницы:

- поля: левое – 30 мм, правое – 30 мм, верхнее – 25 мм, нижнее – 25 мм;
- ориентация: книжная;
- размер страницы: А4 (210x297 мм).

2. Структура статьи

Статья состоит из следующих структурных элементов:

- шапка статьи;
- аннотация;
- перечень ключевых слов;
- введение;
- основная часть;
- выводы;
- литература;
- реферат.

Шапка статьи содержит: шифр УДК; инициалы и фамилии авторов (в алфавитном порядке) с указанием ученой степени; название статьи (без переносов). Название статьи должно, по возможности, быть кратким, соответствовать сути решаемой научной проблемы (задачи), указывать на цель исследования, его законченность.

В аннотации необходимо кратко (до 100 слов) отобразить предмет статьи, использованные методы исследований и основные результаты, полученные авторами. Аннотация предоставляется на русском и английском языках.

Введение должно содержать постановку проблемы в целом, отображать историю предмета исследований, актуальность, современное состояние проблемы и формулировку целей статьи.

Основная часть содержит изложение материала исследований с полным обоснованием полученных результатов. Текст желательно разбить на разделы, которые должны иметь заголовки, допускается разбивка разделов на подразделы.

В выводах кратко и четко формулируются основные результаты, полученные в работе.

Литература составляется в порядке ссылок на источники и оформляется в соответствии с требованиями ВАК. В тексте статьи ссылки на литературу указываются в квадратных скобках. Запрещается автоматически формировать список литературы путем сносок.

Перечень ключевых слов содержит 5–15 ключевых слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи.

Названия статьи, структурных элементов и разделов выделяются полужирным шрифтом.

3. Оформление формул

Все формулы должны быть набраны в формульном редакторе Microsoft Equation 3.0 или Math Type 4.0 Equation. Это также касается формул и обозначений физических величин, находящихся в тексте.

Ширина формулы не должна превышать 7 см.

При наборе формул необходимо установить следующие параметры в редакторе формул:

Шрифт:

- текст, функции и числа набираются шрифтом **Arial**;
- переменные – курсивом *Arial*;
- матрица-вектор – полужирным **Arial**;
- греческие буквы и символы – шрифтом **Symbol**.

Размер (кегель):

- обычный символ – 10 pt;
- крупный индекс – 8 pt;
- мелкий индекс – 7 pt;
- крупный символ – 15 pt;
- мелкий символ – 10 pt.

Цифры, буквы греческого и готического алфавитов, которые входят в математические формулы и уравнения, набираются прямым шрифтом. Буквы латинского алфавита набираются курсивом.

Прямым шрифтом латинского алфавита набирают стандартные обозначения математических функций и сокращений, физических величин, *например*, $\cos, \max, \text{const}, \det, \exp$.

Общее количество знаков в индексе должно быть минимальным. Отдают предпочтение индексам, которые состоят из одной буквы, одной цифры, одного условного знака.

Не рекомендуется:

употреблять одновременно подстрочный и надстрочный индексы (за исключением химических формул); использовать как индексы более трех букв и цифр.

Латинские буквы, используемые в индексах, набираются курсивом, если они являются буквами обозначений величин или порядковым номером, в иных случаях – прямым шрифтом.

Например: c_p – удельная теплоемкость при условии постоянного давления p ; a_n – коэффициент, где $n = 1, 2, 3, \dots$; N_A – постоянная Авогадро; m_e – масса покоя электрона.

Буквы *украинского, русского и греческого алфавитов*, а также цифры, используемые в *индексах*, набираются прямым шрифтом.

Скобки в формулах и уравнениях следует, в первую очередь, использовать круглые (), потом – квадратные [] и фигурные { }. Разрешается в одной и той же формуле несколько раз пользоваться круглыми скобками.

Обозначение единиц физических величин следует выполнять прямым шрифтом и размещать в одну строку с их численными значениями.

Между последней цифрой и обозначением единицы измерения следует оставлять пробел (за исключением обозначений единиц плоского угла – угловых градуса, минуты, секунды).

В числах с десятичными дробями целая часть числа от дробной отделяется запятой, а не точкой.

Объяснения значений символов и числовых коэффициентов, которые входят в формулу или уравнения, следует приводить непосредственно под формулой в той последовательности, в которой они представлены в формуле или уравнении.

Формулы, на которые существуют ссылки по тексту, необходимо нумеровать. Номер пишется не в формуле, а за ее пределами и отделяется одним знаком табуляции.

Все химические формулы пишутся буквами латинского алфавита и подаются в тексте прямым шрифтом. Формулы химических величин размещаются в тексте после их наименований, не отделяя их запятыми или скобками.

4. Оформление иллюстраций и таблиц

Иллюстрации (чертежи, рисунки, графики, схемы, диаграммы и фотоснимки) и таблицы следует **располагать в статье** непосредственно после текста, где они упоминаются впервые, или на следующей странице. Кроме этого, иллюстрации **подаются отдельным файлом**. Толщина линий на иллюстрациях и таблицах не должна быть меньше, чем 1 пункт (1 pt).

На все иллюстрации и таблицы должны быть ссылки в статье. Иллюстрации и таблицы нумеруются арабскими цифрами порядковой нумерацией, например, рис. 1, таблица 1. **Номер иллюстрации и ее название в саму иллюстрацию не вносятся**, а подаются ниже в отдельной строке.

Размер иллюстрации по горизонтали должен лежать в пределах 5,5...7,5 см (иллюстрация, помещающаяся в колонку) либо 14...16,5 см (иллюстрация на всю страницу). Иллюстрации, имеющие позиции а, б, ... должны быть одинакового размера.

Подпись к иллюстрациям должна соответствовать основному тексту, дополнять его, но не повторять. Цифровые и (или) буквенные обозначения, приведенные на иллюстрации, следует объяснять либо все в подписи, либо все в тексте.

Надписи к элементам на иллюстрациях, обозначение физических величин должны соответствовать основному тексту и оформляться согласно правилам набора текста (размер обычного шрифта должен быть 10 pt, начертание Arial) и формул. На графиках единицы измерения указываются через запятую, а не в скобках. Прежде чем наносить надписи, следует сделать размер рисунка таким, как указано выше.

Рисунки, графики и фотографии принимаются в форматах .tif, .jpg, .bmp, .eps (растровые на 300 dpi) и .cdr, .ai, .eps (векторные). Все иллюстрации должны быть записаны отдельными файлами, первая часть названия которых повторяет названия файла статьи + номер рисунка (например, *ivanov_12-01-2004_ris-1.tif* или *petrov_07-10-2003_ris-4.bmp*).

Недопустимо использование заложенной графики Microsoft Word.

Редакция иллюстрации не редактирует.

Информация для авторов

1. Научно-технический журнал «Электроника и связь» выходит 6 раз в год и освещает следующие разделы:

- твердотельная электроника;
- вакуумная, плазменная и квантовая электроника;
- силовая электроника;
- теория сигналов и систем;
- методы и средства обработки сигналов и изображений;
- электронные системы;
- биомедицинские приборы и системы;
- акустические приборы и системы;
- информационные системы и технологии;
- системы телекоммуникации, связи и защиты информации;
- системы автоматизированного проектирования;
- молодым ученым;
- проблемы подготовки специалистов;
- гипотезы;
- новости науки и техники.

2. Содержание направляемых в редакцию статей должно соответствовать профилю и научно-техническому уровню журнала и содержать элементы, определенные в постановлении Президиума ВАК Украины от 15.01.2003 №7–05/1 (Бюллетень ВАК Украины, №1, 2003, с.2):

- постановка проблемы в целом и ее связь с важными научными и практическими задачами;
- анализ последних исследований и публикаций, в которых положено начало решения данной проблемы и на которых основывается автор; выделение нерешенных ранее частей общей проблемы, которым посвящена данная статья;
- формулировка целей статьи (постановка задачи);
- изложение основного материала исследований с полным обоснованием полученных научных результатов;
- выводы исследования и перспективы дальнейшего развития в этом направлении.

3. Статья может быть представлена на украинском, русском или английском языках.

Объем рукописей статей составляет:

- обзорная статья – 1 печ. лист;
 - оригинальная статья – 0,5 печ. листа;
 - краткое сообщение – 0,25 печ. листа;
 - письмо в редакцию – 0,1 печ. листа.
- (1 печатный лист = 20 страницам текста 12 пт. с полуторным интервалом).

4. В редакцию журнала предоставляются в одном экземпляре:

- распечатка рукописи статьи, оформленной по правилам журнала и подписанной на последней странице всеми авторами;
- сведения об авторах (фамилия, имя, отчество, ученая степень, звание, место работы, должность, адреса обычной и электронной почты для переписки, контактные телефоны);
- оригинал экспертного заключения (для авторов из Украины);
- электронный носитель с рукописью статьи и сведениями об авторах.

5. Все поступившие статьи направляются редакцией на рецензирование. Решение о публикации статьи принимается после получения положительной рецензии и предоставления квитанции о приобретении 3-х экземпляров журнала "Электроника и связь".

Более детальную информацию можно получить непосредственно в редакции журнала:
НТУУ "КПИ", корп. № 12, к. 116 или по тел.: (044) 454-94-39.

Адрес в Интернете: <http://elc.kpi.ua>

E-mail: journal_el_com@fel.ntu-kpi.kiev.ua

Information for authors

1. Scientific and technical journal «Electronics and communication» comes out 6 times a year and covers following sections:

- Solid-state electronics;
- Vacuum, plasma and quantum electronics;
- Power electronics;
- Theory of signals and systems;
- Methods and means of processing signals and images;
- Electronic systems;
- Biomedical devices and systems;
- Acoustical devices and systems;
- Informational systems and technologies;
- Systems of telecommunication, communication and information protection;
- Systems of computer-aided design;
- Young scientist;
- Problems of preparation of specialists;
- Hypotheses;
- News of science and technics.

2. Content of the articles, sent to the edition, should match the journal's profile and it's scientific and technical level.

3. An article may be presented in Ukrainian, Russian or English language.

The size of an article is:

- Review – 1 quire;
- Original article – 0,5 quire;
- A brief message – 0,25 quire;
- A letter to the edition – 0,1 quire.

(1 quire = 20 text pages, 12 points with an one-and-a-half interval)

4. The edition should be supplied with one example of:

- A printed copy of the article, signed on the last page by all authors;
- Authors' profiles(full names, scientific degrees, ranks, places of work, postal and e-mail addresses, telephone numbers);
- A disk, containing the article and authors' profiles.

5. The edition directs all received articles to reviewing. A decision on the article's publication is made after receiving a positive review and a receipt, confirming a purchase of 3 copies of the journal "Electronics and communication".

More detailed information can be gained directly at the edition of the journal:

Редакция журнала "Электроника и связь"
НТУУ "КПИ", факультет электроники,
ул. Политехническая, 16, корп. 12, комн. 116,
г. Киев, Украина, UKRAINE
or by tel.: (044) 454-94-39.
E-mail: journal_el_com@fel.ntu-kpi.kiev.ua

Електроніка та зв'язок

Науково-технічний журнал

№ 1, 2012

В авторській редакції
Віддруковано з оригінал-макета замовника

Комп'ютерна верстка, дизайн

О.Г. Кравченко

Журнал видається за підтримки громадської організації
«Об'єднання студентів та спеціалістів електроніки та зв'язку»

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ, МОЛОДЁЖИ И
СПОРТА УКРАИНЫ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ УКРАИНЫ
"КИЕВСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ"

Електроніка і зв'язь

Електроніка та зв'язок
Electronics and Communications

Научно-технический журнал
Основан в 1995 году



2(67) • 2012

Электроника и связь

Научно-технический журнал
Свидетельство о регистрации КВ № 9314 от 03.11.2004 г.

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Ю. И. Якименко, д-р техн. наук, проф., акад. НАН Украины

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА

А. В. Кириленко, д-р техн. наук, проф., акад. НАН Украины

В. Я. Жуйков, д-р техн. наук, проф.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

В. Г. Абакумов, д-р техн. наук, проф.

В. М. Безрук, д-р техн. наук, проф.

В. П. Берзан, д-р техн. наук, акад. АН Молдавии (Молдавия)

А. В. Борисов, канд. техн. наук, проф.

А. Ф. Буткевич, д-р техн. наук, проф.

В. Г. Вербицкий, д-р техн. наук, с. н. с.

Т. Венцковский, д-р техн. наук, проф. (Польша)

А. Г. Власюк, д-р техн. наук, проф.

Ю. В. Вольтер, проф. (Германия)

Г. С. Воробьев, д-р техн. наук, проф.

С. В. Денбновецкий, д-р техн. наук, проф.

В. С. Дидковский, д-р техн. наук, проф.

А. Добруцкий, д-р техн. наук, проф. (Польша)

Амаду Кан, канд. техн. наук, доц. (Венгрия)

К. В. Ковальчук, канд. физ.-мат. наук

П. П. Лошицкий, д-р техн. наук, проф.

А. Н. Лысенко, д-р техн. наук, доц.

В. Б. Максименко, д-р мат. наук, проф.

Ф. Мариус, канд. техн. наук (Германия)

В. Ф. Мачулин, д-р физ.-мат. наук, проф., акад. НАН Украины

Г. Младенов, проф., акад. АН Болгарии (Болгария)

О. Н. Петрищев, д-р техн. наук, проф.

В. В. Пилинский, канд. техн. наук, проф.

Л. Д. Писаренко, д-р техн. наук, проф.

Ю. М. Поплавко, д-р физ.-мат. наук, проф.

И. Н. Пустинский, д-р техн. наук, проф. (Россия)

Т. Д. Раджабов, д-р техн. наук, проф., акад. АН Узбекистана (Узбекистан)

Е. М. Окс, д-р техн. наук, проф. (Россия)

В. М. Свешников, д-р физ.-мат. наук, проф. (Россия)

П. Слободян, д-р техн. наук, проф. (Польша)

П. Г. Стахив, д-р техн. наук, проф.

Р. Стржелецкий, проф. (Польша)

В. И. Тимофеев, д-р техн. наук, проф.

Р. С. Турманидзе, д-р техн. наук, проф. (Грузия)

Г. И. Чурюмов, д-р техн. наук, проф.

С. А. Харитонов, д-р техн. наук, проф. (Россия)

Ю. С. Ямненко, д-р техн. наук, проф.

ОТВЕТСТВЕННЫЙ РЕДАКТОР

Н. В. Богданова, канд. техн. наук, доц.

ТЕХНИЧЕСКИЙ РЕДАКТОР

Т. А. Полобюк

*Рекомендовано к печати Ученым советом ФЭЛ НТУУ «КПИ»
(Протокол № 09/12 от 24.09.12)*

Адрес редакции:

03056, г. Киев-56, ул. Политехническая, 16, корпус 12, к. 116
Тел. +38(044)454-94-39, e-mail: journal_el_com@fel.ntu-kpi.kiev.ua

ISSN 1811-4512

© Национальный технический университет
Украины «КПИ», 2012



Содержание

ТВЕРДОТЕЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

<i>Емельянов А.В., Казанский А.Г., Кашкаров П.К., Ларкин С.Ю., Новиков Е.И., Форшанд П.А. Хенкин М.В.</i>	Исследование спектральных зависимостей коэффициента поглощения в тонких пленках гидрированного кремния методом постоянного фототока с модулированным возбуждением.....	5
---	---	----------

<i>Didenko Yu.V., Molchanov V.I., Oleksenko O.O., Patsora I.V., Tatarchuk D.D., Tsarenko D.I.</i>	Microwave properties of composite structures of metal-insulator	10
---	--	-----------

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И СИСТЕМ

<i>Артеменко М.Ю.</i>	Моделювання кіл з конденсаторами, що перемикаються, в базисі напруг основних конденсаторів	14
-----------------------	---	-----------

ЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ

<i>Павлов Л.Н., Терешин М.А.</i>	Исследование выходного каскада операционного усилителя класса Rail-to-Rail по выходу	18
--------------------------------------	---	-----------

<i>Вербицкий Е.В., Ромашко В.Я.</i>	Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока	23
---	--	-----------

БИОМЕДИЦИНСКИЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

<i>Шевченко В.В., Осадчий О.В., Єсипенко О.С.</i>	Розробка способу виділення інформативних параметрів фотоплетизмосигнала для визначення системних реакцій на МЛТ....	28
---	--	-----------

АКУСТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

<i>Трапезон К.А.</i>	Обобщенный метод симметрий при изучении колебаний упругих элементов	31
----------------------	--	-----------

<i>Найда С.А.</i>	Возбуждение коротких ультразвуковых импульсов недемпфированным пьезоэлектрическим преобразователем	35
-------------------	---	-----------

<i>Закревський О.Ф.</i>	Вимірювання амплітуди механічних коливань ультразвукового частотного діапазону	41
-------------------------	---	-----------

ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ

<i>Власенко А.А., Трубин А.А.</i>	Анализ изменения формы импульсов при их передаче через полосовые фильтры оптических систем связи	51
---------------------------------------	---	-----------

СИСТЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ, СВЯЗИ И ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

<i>Вербицкий В.Г., Овчаренко П.В., Радкевич О.І., Тіхонов В.І.</i>	Мережевий usb-адаптер для технології комутації потоків	57
--	---	-----------

ИНФОРМАЦИЯ

Правила оформления статей	62
Информация для авторов	64

Твердотельная электроника

УДК 535.341.08 : 621.315.592

А.В. Емельянов¹, А.Г. Казанский¹, д-р физ.-мат. наук, П.К. Кашкаров^{1,2}, д-р физ.-мат. наук, С.Ю. Ларкин^{3,4}, канд. техн. наук, Е.И. Новиков⁴, канд. техн. наук, П.А. Форш^{1,2}, канд. физ.-мат. наук, М.В. Хенкин¹

Исследование спектральных зависимостей коэффициента поглощения в тонких пленках гидрированного кремния методом постоянного фототока с модулированным возбуждением

Исследованы спектральные зависимости коэффициента поглощения в тонких пленках аморфного гидрированного кремния, полученных разложением смеси моносилана и водорода при относительной доле водорода в газовой смеси, соответствующей условиям начала формирования нанокристаллической фазы в структуре пленок. Для измерения спектральных зависимостей коэффициента поглощения предложен и использован модифицированный метод постоянного фототока, основанный на модуляции возбуждающего светового потока. Исследовано влияние освещения различной длительности на спектры поглощения пленок, измеренных предложенным методом. По результатам исследования пленок a-Si:H, полученных в условиях, соответствующих началу формирования кристаллической фазы, можно предположить наличие в структуре пленок нанокристаллов кремния, влияющих на оптические свойства a-Si:H.

Spectral dependences of absorption coefficient in thin films of amorphous hydrogenated silicon are investigated. Silicon films were obtained by decomposition of monosilane and hydrogen mixture under hydrogen portion, corresponding to conditions of the beginning of nanocrystalline phase formation in structure of films. A new modification of the constant photocurrent method, based on the modulation of the exciting light flux, is developed and used to measure the spectral dependence of the absorption coefficient. The effect of illumination of different duration on films absorption spectra, measured by the proposed method, is investigated. According to the study of a-Si:H films, obtained under conditions corresponding to the beginning of formation of the crystalline phase, we can assume the presence of silicon nanocrystals in structure of the films and nanocrystals influence on the optical properties of a-Si:H.

Ключевые слова: протокристаллический кремний, моносилан, кремниевый нанокристалл, рамановская спектроскопия, метод по-

стоянного фототока, фотопроводимость, спектр поглощения

Введение

Пленки аморфного (a-Si:H) и нанокристаллического (nc-Si:H) гидрированного кремния широко используются при создании различных тонкопленочных оптоэлектронных и электронных приборов. Основным методом их получения является разложение в тлеющем разряде смеси газов моносилана (SiH₄) и водорода (H₂). Структура выращиваемых пленок определяется параметрами технологического процесса, наиболее существенный из которых – объемное соотношение газов в газовой смеси ($RH = [H_2]/[SiH_4]$). В частности, для пленок, полученных при температуре подложки $TS=220\text{ }^\circ\text{C}$, увеличение RH от 10 до 40 приводит к увеличению объемной доли нанокристаллической фазы в структуре пленок от 10 до 80 % [1].

К настоящему времени свойства пленок гидрированного кремния с двухфазной структурой в области перехода от аморфной к нанокристаллической структуре исследованы достаточно подробно. Свойства же пленок гидрированного кремния, полученных в условиях, соответствующих началу формирования нанокристаллической фазы, так называемого протокристаллического кремния, исследованы в значительно меньшей степени. В то же время, результаты исследований, проведенных с использованием просвечивающей электронной микроскопии и измерений спектров рамановского рассеяния [2, 3], указывают на то, что в пленках образуются области нанометровых размеров, сформированные из нанокристаллов кремния. Можно предполагать, что наличие кремниевых нанокристаллов в таких пленках влияет на их физические свойства.

Целью данной работы является исследование оптических свойств пленок аморфного гидрированного кремния, полученных в условиях,

соответствующих началу формирования нанокристаллической фазы в структуре пленок.

1. Получение образцов пленок гидрированного кремния и методы их исследования

Пленки, толщиной 1 мкм, получены при разложении смеси SiH₄ и H₂ в плазме высокочастотного тлеющего разряда ($f = 13,56$ МГц) при температуре кварцевой подложки 170 °С. Мощность разряда и давление газов в реакционной камере составляли, соответственно, 5 Вт и 133 Па. Объемное соотношение газов в реакционной камере $RH=[H_2]/[SiH_4]$ изменялось от 3 до 10 для различных образцов серии. Для проведения фотоэлектрических измерений на поверхности пленок напылялись контакты из алюминия. Измерения проводились в криостате в вакууме при остаточном давлении 10-3 Па после отжига пленок при температуре 170 °С в течение 15 мин.

Информация о структуре пленок получена из анализа спектров рамановского рассеяния, измеренных с помощью микрорамановского спектрометра при освещении пленок излучением с длиной волны 488 нм. Спектральная зависимость коэффициента поглощения α исследованных пленок в области края поглощения измерялась модифицированным методом постоянного фототока, суть которого описана ниже.

2. Метод постоянного фототока с модулированным возбуждением

Исследования спектральных зависимостей коэффициента поглощения α полупроводниковых материалов в области края поглощения позволяют получать информацию об электронных состояниях и распределении их плотности в запрещенной зоне полупроводников. В случае объемных полупроводников спектральные зависимости α получаются из измерения оптических спектров коэффициента пропускания и отражения. В то же время для тонких полупроводниковых пленок малая величина произведения αd в области края поглощения, где d – толщина пленки, не позволяет получить спектральную зависимость коэффициента поглощения α из оптических измерений. В этом случае для исследования фоточувствительных материалов, в том числе пленок a-Si:H и nc-Si:H, используются методы, основанные на измерении фотопроводимости, в частности, широко применяемый метод постоянного фототока (constant photocurrent method – CPM) [4]. В данном мето-

де спектральная зависимость коэффициента поглощения α определяется из спектрального распределения интенсивности падающего света, поддерживающей постоянную по спектру величину фотопроводимости. Таким образом, метод постоянного фототока чувствителен только к поглощению, приводящему к возникновению свободных носителей заряда. Кроме того, для корректной работы метода необходимо, чтобы выполнялось предположение о независимости времени жизни неравновесных носителей заряда τ от энергии возбуждающего кванта в условиях постоянной концентрации носителей заряда в зонах.

В то же время имеющиеся в литературе [5] данные указывают на то, что для пленок аморфного кремния использование «традиционного» метода CPM, основанного на измерении стационарной фотопроводимости (DC CPM), может привести к ошибкам в определении спектральной зависимости α . Это связано с влиянием энергии кванта света $h\nu$, возбуждающего неравновесные носители заряда, на заполнение рекомбинационных центров и, соответственно, на время жизни носителей τ . Указанная зависимость $\tau(h\nu)$ в условиях постоянного по спектру фототока приводит к искажению измеряемой спектральной зависимости α , полученной методом DC CPM. С целью устранения указанного недостатка авторами предложен и использован метод измерения спектральных зависимостей α при модулированном с большой частотой фототоке (AC CPM).

Обоснование метода заключается в следующем. Пусть на образец падает свет, интенсивность которого модулируется с частотой ω ($\omega = 2\pi f$):

$$I = I_0(1 - \cos(\omega t)),$$

где I_0 – амплитудное значение интенсивности. Изменение концентрации неравновесных носителей заряда Δn в условиях модулированного возбуждения можно описать уравнением кинетики рекомбинации [6]:

$$\frac{d\Delta n}{dt} = \alpha\beta I_0(1 - \cos(\omega t)) - \frac{\Delta n}{\tau},$$

где β – квантовый выход. В случае полупроводникового материала (каким является a-Si:H), содержащего ловушки носителей заряда, решение данного уравнения для амплитудного значения Δn_0 зависящей от времени составляющей Δn имеет вид:

$$\Delta n_0 = \frac{\alpha \beta I_0 \tau}{\sqrt{1 + (\omega \tau_r)^2}}$$

где τ_r – время релаксации фототока или время фотоответа. При больших значениях частоты модуляции ($\omega \gg 1/\tau_r$) последнее выражение преобразуется к виду:

$$\Delta n_0 = \frac{\alpha \beta I_0 \tau}{\omega \tau} = \frac{\alpha \beta I_0}{\omega}$$

Как следует из этого выражения, при больших частотах модуляции света величина Δn_0 не зависит от времени жизни носителей заряда. Поскольку фототок прямо пропорционален концентрации неравновесных носителей заряда, то амплитуда $\Delta \sigma_0$ переменной составляющей фотопроводимости $\Delta \sigma_{\approx}$ также не зависит от времени жизни носителей заряда при её измерении в условиях модуляции света с высокой частотой ($\omega \gg 1/\tau_r$). Соответственно спектральная зависимость $\Delta \sigma_0$, измеренная при $\omega \gg 1/\tau_r$, должна отражать спектральную зависимость коэффициента поглощения α .

На рис. 1 показаны спектральные зависимости коэффициента поглощения (α_{CPM}) в относительных единицах, полученные методами DC CPM и предложенным методом AC CPM ($f = 120 \text{ Гц}$) для пленки, осажденной при $RH = 10$. Как видно, наблюдается некоторое отличие спектральных зависимостей, что связано, по мнению авторов, с влиянием спектральной зависимости τ на спектр α_{CPM} , полученный методом DC CPM.

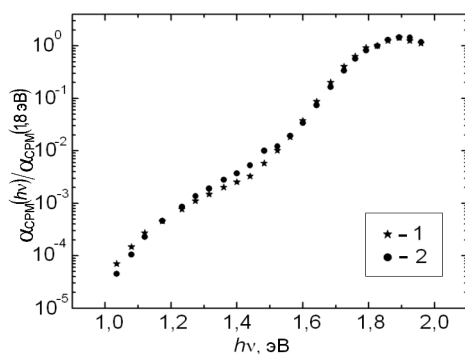


Рис. 1. Спектральные зависимости коэффициента поглощения, измеренные методами AC CPM (1) и DC CPM (2)

На рис. 2 изображено отношение спектров α_{CPM} , полученных методами AC и DC CPM.

Если сделанное выше предположение справедливо, то спектральная зависимость данного отношения должна отражать спектральную зависимость τ в условиях постоянного по спектру фототока, то есть в условиях DC CPM.

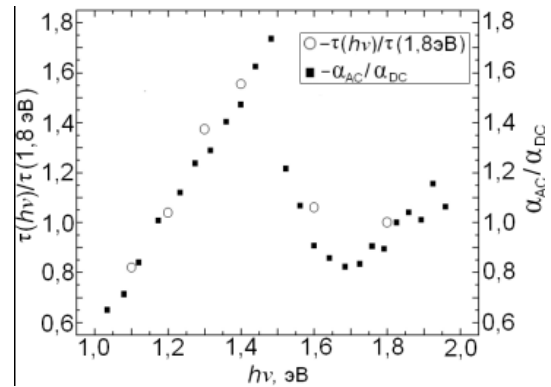


Рис. 2. Спектральные зависимости нормированного времени жизни носителей (круги) и отношения коэффициентов поглощения, измеренных методами AC CPM и DC CPM (квадраты)

Можно показать, что измерение при некоторой энергии кванта $h\nu$ стационарной фотопроводимости $\Delta \sigma_{=}$, полученной при постоянном возбуждении, и амплитуды нестационарной фотопроводимости $\Delta \sigma_0$, полученной в условиях $\omega \gg 1/\tau_r$, позволяет получить информацию о величине τ при данной энергии кванта. В частности, можно показать, что

при высоких частотах модуляции справедливо следующее соотношение:

$$\frac{\Delta \sigma_0(h\nu)}{\Delta \sigma_{=}} = \frac{\tau(1,8 \text{ эВ})}{\tau(h\nu)} \cdot \frac{\Delta \sigma_0(1,8 \text{ эВ})}{\Delta \sigma_{=}}$$

Спектральная зависимость τ , полученная с использованием приведенного выше соотношения из измерений фотопроводимости пленки при постоянном и модулированном возбуждении и нормированная на значение τ при энергии кванта $h\nu = 1,8 \text{ эВ}$ ($\tau_{1,8 \text{ эВ}}$), изображена на рис. 2. Как следует из рис. 2, различие между спектральными зависимостями α_{CPM} , полученными различными методами (AC CPM и DC CPM), проявляется в тех же областях энергий квантов, где τ более всего отличается от константы. В дальнейшем все измерения спектров α_{CPM} для исследованных образцов проводились предложенным методом AC CPM.

3. Результаты и обсуждение

Спектры рамановского рассеяния для всех исследованных пленок имели вид, характерный для a-Si:H, с ярко выраженным максимумом около частоты $\nu = 480 \text{ см}^{-1}$, соответствующей поперечной оптической фононной моде аморфной структуры (рис. 3). По мнению авторов [2], наличие малой доли нанокристаллических включений в структуре пленок (порядка не-

скольких процентов), не приводящее к возникновению в спектре рамановского рассеяния заметного максимума при $\nu = 520 \text{ см}^{-1}$, соответствующего кристаллической фазе, может, тем не менее, вызвать некоторое смещение в область больших частот максимума, наблюдаемого вблизи $\nu = 480 \text{ см}^{-1}$. Согласно проведенным исследованиям для пленки, полученной при $R_H = 10$, положение данного максимума было смещено на $\Delta\nu = 10 \text{ см}^{-1}$ в область высоких частот относительно его положения для пленки, полученной при $R_H = 3$. Это указывает на возможное наличие в структуре исследованных пленок небольшой доли нанокристаллов, которая растет по мере увеличения соотношения R_H в процессе получения пленок.

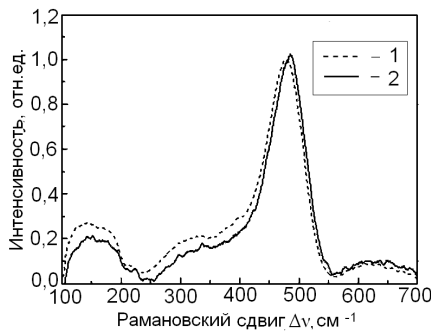


Рис. 3. Спектры рамановского рассеяния, полученные для пленок с $R_H=3$ (1) и $R_H=10$ (2)

Для всех исследованных пленок спектральные зависимости α_{CPM} , имели форму, характерную для спектральных зависимостей α , наблюдаемых в a-Si:H: экспоненциальная зависимость в области энергий 1,5...1,7 эВ и «плечо» поглощения в области $h\nu < 1,4 \text{ эВ}$, соответствующее поглощению на состояниях дефектов типа оборванных связей. Известно, что длительное освещение a-Si:H межзонным светом приводит к увеличению поглощения в области $h\nu < 1,4 \text{ эВ}$, вследствие увеличения концентрации оборванных связей (эффект Стеблера-Вронского [7]). Такое изменение наблюдалось авторами ранее для пленок, полученных при малых значениях R_H ($R_H = 0,5$). В то же время, проведенные исследования влияния длительного освещения на спектры α_{CPM} исследованных пленок светом с энергией кванта 1,8 эВ, либо белым светом лампы накаливания показали, что после малых времен освещения происходит некоторое уменьшение α_{CPM} в области энергий квантов 1,2...1,5 эВ. При дальнейшем освещении поглощение в области $h\nu < 1,4 \text{ эВ}$ начинает возрастать. При этом кру-

тизна экспоненциального участка зависимости $\alpha_{CPM}(h\nu)$ в области 1,5...1,7 эВ увеличивается. В качестве примера на рис. 4 представлены спектральные зависимости α_{CPM} в относительных единицах для пленки, полученной при $R_H = 10$, до (в отожженном состоянии) и после ее освещения в течение различного времени светом с энергией кванта 1,8 эВ и интенсивностью 2 мВт/см² и белым светом лампы накаливания с интенсивностью 40 мВт/см².

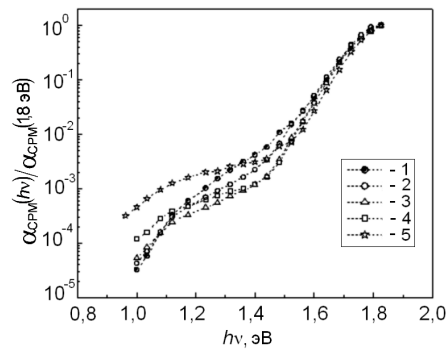


Рис. 4. Спектральные зависимости коэффициента поглощения для пленки с $R_H=10$ в отожженном состоянии (1) и после освещения излучением с $h\nu = 1,8 \text{ эВ}$ (2-4) или после освещения лампой накаливания (5). Время освещения, мин: 2 – 1; 3 – 5; 4 – 60; 5 – 80

После отжига при температуре 170 C° восстанавливаются исходные спектральные зависимости, наблюдавшиеся до освещения пленки.

Так как влияние спектральной зависимости τ уже учтено в методе АС СРМ, то особенности полученных результатов связаны не с ошибками методики эксперимента, а с характером поглощения в пленках протокристаллического кремния. Полученные результаты можно объяснить, если предположить наличие в аморфной структуре исследованных пленок отдельных нанокристаллов кремния. Согласно работе [8], на границе раздела c-Si/a-Si:H разрыв края валентной зоны в 3-4 раза превышает разрыв края зоны проводимости, то есть запрещенная зона c-Si смещена вверх по энергии относительно середины щели подвижности a-Si:H. В этом случае возможен вклад генерируемых в нанокристаллах кремния электронов в фотопроводимость исследованных пленок при $h\nu < 1,2 \text{ эВ}$ и, соответственно, вклад данных оптических переходов в поглощение, регистрируемое методом СРМ. С другой стороны, возможное уменьшение при длительном освещении вследствие фотоструктурных изменений вклада нанокристаллов кремния в поглощение, регистрируемое методом СРМ, в области энергий квантов 1,2...1,5 эВ, может быть причиной наблюдаемого изменения спектральных зави-

симостей $\alpha_{СРМ}$. Данное уменьшение может быть связано с фотоиндуцированным увеличением энергетического барьера для электронов на границе нанокристалла кремния с аморфной матрицей. При дальнейшем освещении начинает преобладать эффект Стеблера-Вронского, вследствие чего мы видим возрастание поглощения в области энергий квантов $h\nu < 1,4$ эВ.

Выводы

1. Для измерения спектральных зависимостей коэффициента поглощения полупроводниковых материалов в области края поглощения предложен и использован модифицированный метод постоянного фототока, основанный на модуляции возбуждающего светового потока. Он позволяет избавиться от возможных в «традиционном» методе искажений спектров, обусловленных зависимостью времени жизни неравновесных носителей заряда от энергии возбуждающих носители квантов света.

2. Для исследованных пленок по мере увеличения относительной доли водорода в газовой смеси при их получении наблюдалось смещение спектрального максимума в область высоких частот, что указывает на возможное наличие в структуре пленок нанокристаллов кремния, доля которых растет с увеличением концентрации водорода.

3. После кратковременного освещения исследованных образцов пленок наблюдалось уменьшение коэффициента поглощения в области энергий квантов излучения 1,2...1,5 эВ, что может быть объяснено наличием нанокристаллов кремния в аморфной матрице. При дальнейшем освещении увеличивалось поглощение квантов с энергий, меньшей 1,4 эВ, что

связано с увеличением концентрации оборванных связей, оказывающих все большее влияние на процесс поглощения согласно эффекту Стеблера-Вронского.

Литература

1. Peculiarity of constant photocurrent method for silicon films with mixed amorphous-nanocrystalline structure / A.G. Kazanskii, G. Kong, X. Zeng, H. Hao, F. Liu // *J. Non-Cryst. Solids*. – 2008. – Vol. 354. – P. 2282 – 2285.
2. Heterogeneity in hydrogenated silicon: Evidence for intermediately ordered chainlike objects / D.V. Tsu, B.S. Chao, S.R. Ovshinsky, S.J. Jones, J. Yang, S. Guha, R. Tsu // *Phys. Rev. B*. – 2001. – Vol. 63, № 12. – P. 125338-1 – 125338-9.
3. Structural order on different length scales in amorphous silicon investigated by Raman spectroscopy / S. Muthamann, F. Köhler, R. Carius, A. Gordijn // *Phys. Status. Solidi A*. – 2010. – Vol. 207, № 3. – P. 544 – 547.
4. Direct measurement of the gap states and band tail absorption by constant photocurrent method in amorphous silicon / M. Vanecsek, J. Kocka, J. Stuchlik, A. Triska // *Solid State Communication*. – 1981. – Vol. 39, № 11. – P. 1199 – 1202.
5. Уточнение метода постоянного фототока для определения плотности локализованных состояний в α -Si : H / Е.И. Теруков, Г. Мелл, О.И. Коньков, А.А. Андреев // *ФТП*. – 1986. – Т. 20, № 11. – С. 2106 – 2108.
6. *Рывкин С.М.* Фотоэлектрические явления в полупроводниках. – М.: Физматгиз, 1963. – 496 с. – (Серия «Физика полупроводников и полупроводниковых приборов»).
7. *Staebler D.L., Wronski C.R.* Reversible conductivity changes in discharge-produced amorphous Si // *Appl. Phys. Lett.* – 1977. – Vol. 31, № 4. – P. 292 – 294.
8. Structural order on different length scales in amorphous silicon investigated by Raman spectroscopy / M. Schmidt, L. Korte, A. Laades, R. Stangl, Ch. Schubert, H. Angermann, E. Conrad, K.V. Maidel // *Thin Solid Films*. – 2007. – Vol. 515, № 19. – P. 7475 – 7480.

¹ Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова, Москва, Российская Федерация

² Национальный исследовательский центр «Курчатовский институт», Москва, Российская Федерация

³ Публичное акционерное общество «Научно-производственный концерн «Наука», Киев, Украина

⁴ Государственный научно-исследовательский центр «Фонон», Киев, Украина

Поступила в редакцию 15 апреля 2012 г.

UDC 621.372.41

Yu.V. Didenko, V.I. Molchanov, Ph.D., O.O. Oleksenko, I.V. Patsora, D.D. Tatarчук, Ph.D., D.I. Tsarenko

Microwave properties of composite structures of metal-insulator

Исследованы СВЧ свойства композитных структур металл-диэлектрик. Представлены результаты экспериментальных исследований металлодиэлектрических структур на основе полимерной матрицы с включениями в виде нанодисперсного порошка металла и металлических пластин в диапазонах частот 8...10 ГГц и 25...37 ГГц.

The microwave properties of composite structures of metal-insulator transition are investigated. The results of experimental studies of metal-based structures of the polymer matrix with metallic inclusions in the form of nanopowder metal and metal plates in the frequency bands 8...10 GHz and 25...37 GHz are presented.

Keys: *composite structure, reflection coefficient, transmission coefficient*

Introduction

Electronic systems are increasingly used in various spheres of human life. This places new demands on electronic devices and their components. First of all this concerned to improve mass-dimensional characteristics, increasing the degree of integration [1], increasing reliability and noise immunity of electronic devices, reducing the mutual influence of electronic circuits, environmental protection from electromagnetic radiation, protection of electronic systems from unauthorized reading of information [2, 3]. One of the most effective methods of protection from electromagnetic radiation, increasing the degree of electromagnetic compatibility of electronic devices and protection against unauthorized access to information is a shielding. The effectiveness of shielding greatly affects both the reliability of the electronic equipment and to protect information processed by electronic systems.

One of the necessary conditions for good shielding is the use of new materials with improved shielding properties. New and promising approach to solving this problem is to create composite materials based on metal-insulator structures, properties which can be controlled over a wide range by changing the component composition of these structures and their production technology [4, 5]. It is caused by properties both of metal phase and the matrix material.

However, when creating such materials, a number of problems related to the incompleteness of comprehensive studies of their properties, absence of adequate model of such structures, which would give opportunity for analysis and prediction of their properties in the microwave range [6, 7].

Therefore, the purpose of this work is to study the properties of composite metal-dielectric structures in the microwave range.

Properties of Composite Metal-Insulator

In general, the shielding properties of the material depends on its impedance (Z) and thickness (d). Wave impedance of the material, in turn, depends on the effective value of complex dielectric permittivity ε_{ef}^* and complex magnetic permittivity of the material μ_{ef}^* :

$$Z = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_{ef}^*}{\varepsilon_0 \varepsilon_{ef}^*}}. \quad (1)$$

According to the Maxwell - Garnett theory the dielectric and magnetic permittivities of two-component metal-insulator composite structures depend on its composition and structure:

$$\varepsilon_{ef}^* = \frac{(1-q)\varepsilon_m^* + q\beta\varepsilon_f^*}{1-q+q\beta}, \quad (2)$$

where ε_m^* is the complex dielectric permittivity of the matrix material, ε_f^* is the complex dielectric permittivity of the filler material, β is the form factor of the filler particles, q is the volume fraction of the filler material in the composite.

From (1) and (2) it is implied, that microwave properties of the composite metal-insulator structures depend on:

- properties of the matrix material;
- properties of metal;
- volume part of the metal in the structure;
- size and shape of metallic inclusions.

Thus, changing any of these factors can effectively manage the properties of the metal-insulator composite structures. This raises the interest to study such structures in order to develop materials with the necessary properties based on them. However, this issue has not been studied sufficiently. Therefore in this paper the dependence of the microwave properties of metal-insulator struc-

tures on volume part of metal in the structure and the form factor of metallic inclusions are investigated. It deals with two cases:

- spherical metal particle with the diameter is much smaller than the wavelength;
- metal stripes extending about half the wavelength.

Samples of metal-dielectric composite materials were produced by the electromechanical mixing metallic phase with the matrix material. Hardening of samples took place at room temperature. The polymers with low dielectric permittivity (epoxy and foamed plastics) were used as the matrix material. The aluminum granules with the size 60...800 nm, and copper stripes were used as the metallic inclusion. The dimensions of samples were 23x10x2 mm.

Properties of metal-insulator structures were studied with the aid of network analyzer (Fig. 1) by determining the reflection coefficient (parameter S_{11}) and transmission coefficient (parameter S_{21}) of the samples placed in a split waveguide.

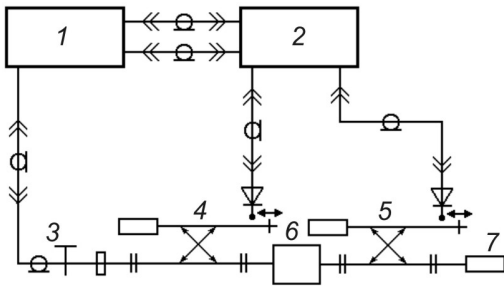


Fig. 1. Block diagram of network analyzer: 1 is the microwave generator, 2 is the weakening indicator, 3 is the coaxial waveguide transition 4 is the directed coupler "incident wave", 5 is the directed coupler "reflected wave", 6 is the measuring unit of the sample, 7 is the termination

Rectangular samples (Fig. 2) were placed in the split waveguide (Fig. 3). The waveguide cross-section was completely filled with the sample's material.

Measurements were carried out in the frequency range 8...10 GHz and 25...37 GHz. Test results are presented in the Tab. 1, 2 and in the Fig. 4, 5. The results are used to determine the coefficients of the shielding for these structures:

$$K = 10 \lg \left(\frac{P_{s0}}{P_s} \right), \quad (3)$$

where K is the shielding coefficients, P_{s0} is the power of microwave field in the investigated point of space without the shield; P_s is the power of microwave field in the investigated point of space if the shield used.

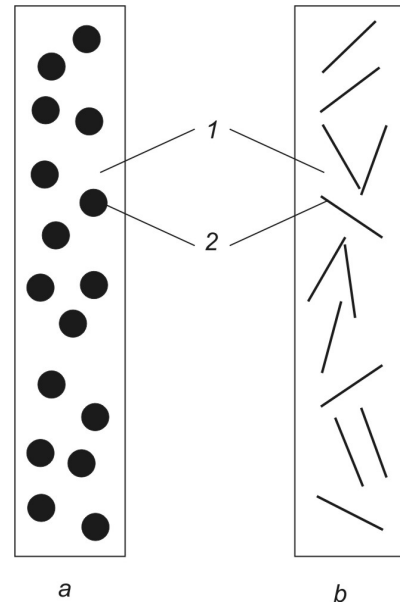


Fig. 2. Schematic representation of samples: a - is the structure with the metal nanodispersed powder; b - is the structure with metal stripes; 1 - is the matrix; 2 - is the metallic filler

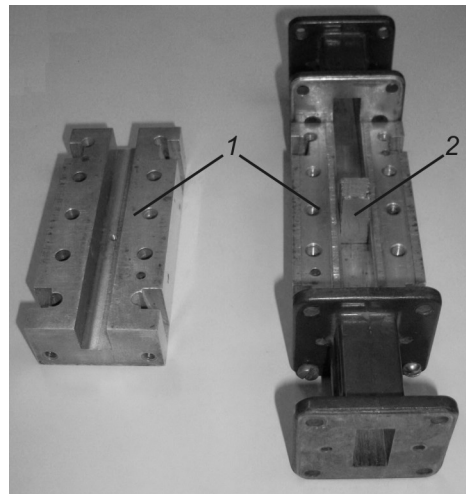


Fig. 3. The split waveguide with sample: 1 is the split waveguide; 2 is the test sample

The dependence of reflection and transmission coefficients on volume part of the metallic dispersed phase within the composite material for samples with thickness of 2 mm and the dispersed metallic phase in the form of spherical granules with the diameters of 60...800 nm are showed in Fig. 4. The figure shows that with increasing of volume part of metallic phase in the composite material increases the reflection coefficient of electromagnetic energy from the sample surface and decreases the transmission coefficient of electromagnetic energy through the sample. All tested samples with the metallic phase in the form of spheres

with a radius much smaller than the wavelength had a weak dependence of the parameters S_{11} and S_{21} on the frequency. This makes it possible to form materials with desired shielding coefficients in a wide range of wavelengths (Fig. 6).

Table 1. The reflection and transmission coefficients of samples with metallic dispersed phase in the form of spherical granules at different volume part of metal within the composite

Volume part of metal q	Frequency range, GHz	Reflection coefficient (parameter S_{11}), dB	Transmission coefficient (parameter S_{21}), dB
0	8...10	-6,8	-11,3
	25...37	-6,5	-12,9
0,25	8...10	-5,9	-14,1
	25...37	-5,6	-16,2
0,29	8...10	-5,2	-12,8
	25...37	-4,9	-14,7
0,4	8...10	-3,4	-15,4
	25...37	-3,2	-17,7
0,56	8...10	-3,7	-18,2
	25...37	-3,5	-20,9
0,7	8...10	-2,2	-23,8
	25...37	-2,1	-27,3

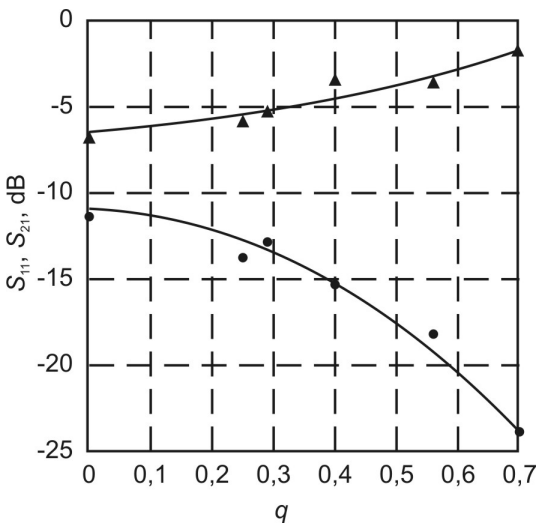


Fig. 4. Dependence of reflection and transmission coefficients (parameters S_{11} and S_{21} , respectively) of the volume fraction of metal in the frequency range 8...10 GHz for samples with metallic dispersed phase in the form of spherical granules (\blacktriangle is the S_{11} , \bullet is the S_{21})

The measurements results for samples of composites with a filler in the form of metal stripes are presented in Tab. 2 and Fig. 5. As it is seen from Tab. 2 in these samples high Q-resonance with the wavelength equal to approximately double length of

metallic stripes occurs. Therefore these materials are promising in terms of their use for the development of selective microwave coatings. Typical shielding coefficients frequency dependence of the electric field component for the protective coatings based on metal-dielectric composites with metal inclusions in the form of spheres and plates are showed in Fig. 6.

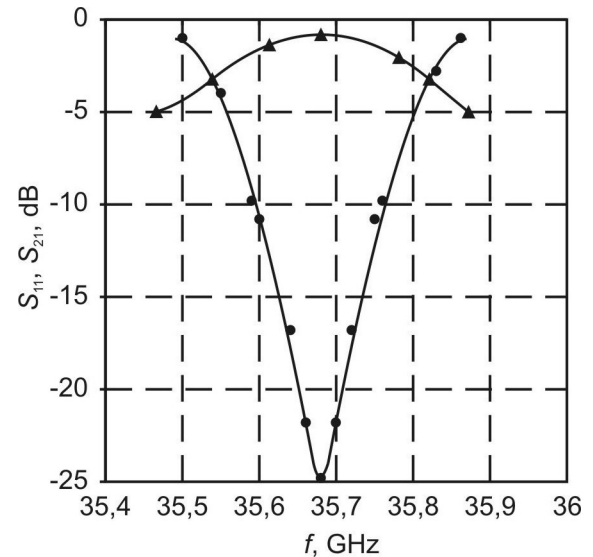


Fig. 5. Frequency dependence of reflection and transmission coefficients (parameters S_{11} and S_{21} , respectively) for samples with filler in the form of metal stripes. The volume part of metal in the samples $q = 0,05$ (\blacktriangle is the S_{11} , \bullet is the S_{21})

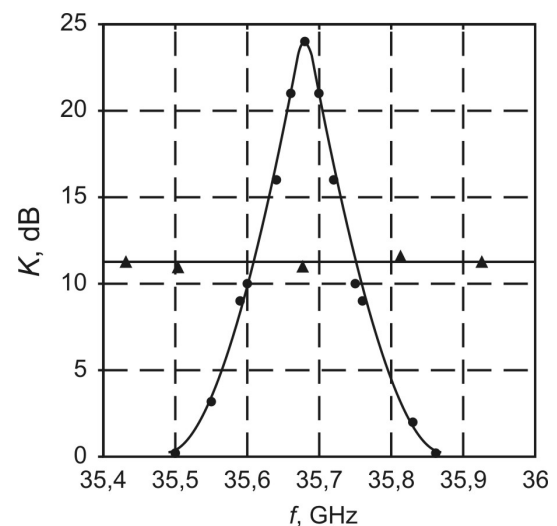


Fig. 6. Frequency dependence of the shielding coefficients of protective coatings based on metal-insulator composites for samples of different types of metallic inclusions. The volume part of metal in the samples $q = 0,05$ (\blacktriangle is the spheres, \bullet is the stripes)

Table 2. Resonance properties of composite materials with filler in the form of metallic stripes (h is the strip thickness; L is the strip length; W is the strip width; f_0 is the resonance frequency; Q is the quality factor)

Sample's №	Metal	Dimensions of stripes			Results of measurements	
		h , mm	L , mm	W , mm	f_0 , GHz	Q
1	copper	1,70	12,20	4,30	9,293	2323
2	copper	0,05	13,80	5,00	8,892	1270
3	copper	0,10	3,60	1,30	30,99	1216
4	copper	0,10	3,40	1,30	35,68	1270
5	copper	0,10	2,80	1,30	37,38	1013
6	copper	0,10	10,00	4,00	11,21	2243
7	copper	0,10	11,00	3,00	10,47	2125

Conclusions

1. With increasing volume part of metal in the metal-dielectric composite structure reflection coefficient increases and the transmission coefficient decreases.

2. Metal-dielectric composite structure with the filler in the form of nanodispersed metallic powders have good shielding properties in the microwave a range that makes them promising for use in developing of shielding coatings to protect components of electronic circuits from mutual electromagnetic interference.

3. Metal-dielectric composite structure with the filler in the form of thin metallic stripes in the microwave range have pronounced resonance properties with the high value of Q , which makes materials based on them promising for use in the manufacturing of resonance structures and selective protective coatings of microwave range.

4. Resonance properties of metal-dielectric composite structures with filler in the form of thin metal stripes due to the peculiarities of the electromagnetic field distribution inside the structures and require more detailed investigation.

Literature

1. James E. Morris Nanopackaging: Nanotechnologies and Electronics Packaging / Morris E. James. – New York : Springer, 2008. – 543 p.

- Henry W. Ott. Noise Reduction Techniques in Electronic Systems / W. Ott. Henry. – New York : I. Wiley & Sons, 1988. – 429 p.
- Jeleznyak V.K. Protecting information from being leaked via technical channels / V.K. Jeleznyak. – St.Pb. : GUAP, 2006. – 188 p.
- Machulyansky A.V. Basics of application nanostructured materials for electromagnetic compatibility of electronic devices / A.V. Machulyansky, V.V. Pilinsky, O.V. Telichkina, M.V. Rodionova, V.B. Shvaichenko // Electronics and Communications. – 2010. – №3. – P. 9–15.
- Machulyansky A. Electrophysical properties of nanocomposite materials on the base of structures metal-dielectric / A. Machulyansky, D. Tatarchuk, O. Telychkina, Yu. Yakimenko // ISSE 2010 : 33rd International Spring Seminar on Electronics Technology, May 12th–16th, 2010 : thesis. – Warsaw, Poland, 2010. – P.249–250.
- Machulyansky A.V. Analysis of the microwave properties nanodispersed composite systems / A.V. Machulyansky, D.D. Tatarchuk, V.A. Machulyansky // Technical electrodynamics. – 2010. – Part 1. – P. 303–304.
- Kokodiy N.G. Microwave radiation absorption very thin doublelayers cylinder / N.G. Kokodiy // Radiotechnics and Electronics. – 2006. – V.51, №2. – P. 185–188.

Теорія сигналів і систем

УДК 621.372.062:621.316.722

М.Ю. Артеменко, д-р техн. наук

Моделювання кіл з конденсаторами, що перемикаються, в базисі напруг основних конденсаторів

На основі положень компактного модифікованого методу припасовування розроблено алгоритм аналізу SC-кіл, що використовує таблиці вмикання елементів ARC-прототипу. Отримані аналітичні умови точкового збігу імпульсних характеристик SC-кола та його ARC-прототипу, а також математичні співвідношення, що визначають частотні характеристики та перехідні процеси в SC-колах.

Algorithm of analysis of the SC-circuits based on compact modified method of curve fitting was developed. Analytical conditions for the point matching of the characteristics of pulsed SC-circuit and its ARC-prototype as well as mathematical equations for frequency response and transient characteristic were found.

Ключові слова: *компактний модифікований метод припасовування, аналіз та параметричний синтез кіл з конденсаторами, що перемикаються.*

Вступ

Висока точність виготовлення інтегральних МОН-конденсаторів та стабільність їх параметрів сприяли тому, що в останні роки розвиваються способи оброблення сигналів, що використовують явище дискретного переносу заряду. Одним із шляхів реалізації цих способів є використання кіл з конденсаторами, що перемикаються (SC-кіл), які здійснюють оброблення сигналів дискретно в часі та неперервно за рівнем [1]. Застосування SC-кіл порівняно зі звичайними інтегральними активними резисторно-конденсаторними (ARC-колами) має такі переваги як єдина технологія виготовлення, вища точність та більша стабільність параметрів передатної функції кола, можливість налаштування частотних характеристик кола шляхом зміни тактової частоти, менша вартість. Внаслідок цього SC-кола є перспективними для побудови перш за все фільтрів в діапазоні частот до 100 кГц, аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворювачів, кодо-імпульсних модуляторів тощо.

Разом з тим питанням моделювання кіл з конденсаторами, що перемикаються,

приділяється недостатньо уваги. Зокрема, недостатньо розроблені питання параметричного синтезу SC-кіл, в процесі якого визначаються параметри допоміжних конденсаторів, що забезпечують задані частотні характеристики, потребують також вдосконалення існуючі методи аналізу SC-кіл. Найпоширенішим в сучасній практиці є прямий метод параметричного синтезу SC – кіл за ARC-прототипами на основі z – перетворення [2]. При цьому мають місце спотворення координат нулів та полюсів передатної функції кола. Такі зміни призводять до амплітудних та частотних спотворень, а при переміщенні полюсів з лівої півплощини в праву фільтр стає нестійким.

Перспективнішим є метод параметричного синтезу SC – кіл, оснований на точковому збігу імпульсних характеристик фільтру, що синтезується, та ARC - аналога. Необхідним етапом такого методу параметричного синтезу є аналіз SC-кола в часовій області з урахуванням ненульових початкових умов попереднього періоду комутації, що здійснюється методом припасовування. Одним з найефективніших методів аналізу параметричних кіл в часовій області є модифікований метод припасовування [2]. Однак його застосування до SC-кіл призводить до підвищення розмірностей матричних моделей та необхідності розраховувати полюса матриць розв'язків, що значно ускладнює реалізацію метода.

Основна частина

В роботах [3-5] для аналізу SC-кіл запропонований компактний модифікований метод припасовування, в якому скорочено розмірність координатного базису шляхом переходу в базовій схемній моделі від методу вузлових потенціалів до методу змінних стану, в якості яких використовуються напруги основних конденсаторів. Крім того, в аналізі на інтервалі сталості структури розв'язуються не диференціальні, а алгебраїчні рівняння, складені на основі закону збереження заряду для основних та допоміжних конденсаторів, що дозволило уникнути проблем з розрахунком полюсів матриць розв'язків. При

цьому для кожного з чотирьох основних типів конденсаторно-ключових еквівалентів резисторів уніфіковано топологічні матриці їх включення, що дозволило уникнути підвищення розмірності схемних моделей за рахунок ключів та з єдиних позицій аналізувати ланцюг з конденсаторами, що перемикаються, на основі таблиці включення елементів ARC-прототипу.

Нехай схема аналогового ARC - прототипу SC - кола містить $n + 2$ вузла, причому вузол 0' є спільним, вузол 0 - вхідним, $n -$ вихідним, між вузлами 0 та 0' включене джерело вхідної напруги E . Потенціали незалежних вузлів пронумеровуємо от 1 до n наступним чином. Перші m номерів, що утворюють множину M , надамо вузлам, які з'єднані з обкладинками m конденсаторів множини C та не зв'язані з виходами операційних підсилювачів (ОП). Інші $n-m$ номерів незалежних вузлів, що утворюють множину N , зарезервуємо для підключення виходів ОП з множини A та інших елементів. При цьому вважатимемо, що інші n вихідних виводів ОП заземлені, тобто підключені до вузла 0', множину n вхідних віток ОП позначимо V , множину g резисторів прототипу позначимо G . Тоді структура таблиці вмикання елементів ARC-прототипу має вигляд (рис. 1), де виділені топологічні підматриці, заповнені елементами 0,1,-1.

		M	N	
	0	1...m	m+1...n	0'
E	1	0	0	-1
C	dC	DCM	DCN	d0
V	0	DVM	DVN	
A	0	DAM	DAN	
G	dG	DGM	DGN	

Рис. 1. Структура таблиці вмикання елементів ARC-прототипу

Алгебраїчними умовами переходу до однорідного базису напруг основних конденсаторів є наступні [4]

$$D_{AM} = 0; D_{AN} = I; \det[D_{CM}] \neq 0; \det[D] \neq 0; D = \begin{bmatrix} D_{CM} & D_{CN} \\ D_{VM} & D_{VN} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

які перевіряються безпосередньо за підматрицями таблиці вмикання елементів на рис.1. При дотриманні цих умов вектор незалежних потенціалів кола виражається через вектор напруг основних конденсаторів та напругу джерела живлення

$$\varphi = \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \dots \\ \varphi_n \end{bmatrix} = D^{-1} \begin{bmatrix} U_C - d_C E \\ 0 \end{bmatrix} = M(U_C - d_C E); \quad (2)$$

$$M = \begin{bmatrix} [D^{-1}]_{MM} \\ [D^{-1}]_{NM} \end{bmatrix}.$$

На основі закону збереження заряду в базисі напруг основних конденсаторів отримана наступна система різницевих рівнянь SC-кола [5]

$$\begin{aligned} (I + F_{00})U_{k+0.5} + f_{00}E_{k+0.5} &= \\ &= (I + F_{01})U_k + f_{01}E_k; \\ (I + F_{11})U_{k+1} + f_{11}E_{k+1} &= \\ &= (I + F_{10})U_{k+0.5} + f_{10}E_{k+0.5}, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} F_{00} &= L_0 R_0; F_{01} = L_0 R_1; F_{10} = L_1 R_0; F_{11} = L_1 R_1; \\ f_{00} &= L_0 C' d_0^L - F_{00} d_C; f_{01} = L_0 C' d_0^S - F_{01} d_C; \\ f_{11} &= L_1 C' d_0^S - F_{11} d_C; f_{10} = L_1 C' d_0^L - F_{10} d_C; \\ L_0 &= C^{-1} B^-; L_1 = C^{-1} B^+; R_1 = C' P^+; R_0 = C' P^-; \\ B^+ &= (D_{CM}^T)^{-1} (D_M^S)^T; B^- = (D_{CM}^T)^{-1} (D_M^L)^T; \\ P^+ &= D_{\varphi M}^S; P^- = D_{\varphi M}^L; C, \end{aligned}$$

C' - діагональні матриці параметрів основних та допоміжних конденсаторів порядку m та g відповідно; I - одинична матриця порядку m ; матриці та вектори з верхніми індексами S та L є підматрицями топологічних матриць, які характеризують таблиці вмикання допоміжних конденсаторів у фазах S та L відповідно та можуть бути отримані для чотирьох типів конденсаторно-ключових еквівалентів резисторів шляхом формальних операцій над матрицею $DG = [d0 : DM : DN]$ прототипу.

Для порівняння імпульсних характеристик SC- кола та ARC- прототипу запишемо компактно рівняння електричної рівноваги прототипу у вигляді

$$(pC + Y)U_C = yE(p), \quad (4)$$

де $Y = D_{CG} D_G^{MN} M; y = Y d_C - D_{CG} d_G;$

$$D_{CG} = (D_{CM}^T)^{-1} D_{GM}^T G;$$

G - діагональна матриця параметрів провідностей ARC- прототипу порядку g .

Імпульсна характеристика ARC-прототипу знаходиться як часова реакція на вплив $\psi\delta(t)$ в наступному вигляді

$$\begin{aligned}
 u^{ARC}_{ВИХ}(t) &= \psi L^{-1} \{K_U(p)\} = \\
 &= \psi L^{-1} \{m^T [(pC + Y)^{-1}y - d_C]\} = \\
 &= m^T e^{At} U_C(+0) - \psi m^T d_C \delta(t),
 \end{aligned} \quad (5)$$

де $U_C(+0) = \psi C^{-1}y; m^T$ - останній рядок матриці M .

На основі системи рівнянь (3) отримаємо єдине різницеве рівняння для вектора змінних стану SC-кола

$$U_{k+1} = F U_k + f_0 E_k + f_{0,5} E_{k+0.5} + f_1 E_{k+1}, \quad (6)$$

де

$$\begin{aligned}
 F &= (I + F_{11})^{-1} (I + F_{10}) (I + F_{00})^{-1} (I + F_{01}); \\
 f_0 &= (I + F_{11})^{-1} (I + F_{10}) (I + F_{00})^{-1} f_{01}; \\
 f_{0,5} &= (I + F_{11})^{-1} [f_{10} - (I + F_{10}) (I + F_{00})^{-1} f_{00}]; \\
 f_1 &= -(I + F_{11})^{-1} f_{11}.
 \end{aligned}$$

Імпульсна характеристика SC-кола як реакція на вплив одиночного імпульсу амплітудою E може бути представлена в наступному вигляді

$$u^{SC}_{ВИХ}(kT + 0) = m^T F^k U_0, \quad (7)$$

де $U_0 = -(I + F_{11})^{-1} f_{11} E$.

Аналітичні умови точкового збігу імпульсних характеристик розглянутих фільтрів знайдемо і прирівняємо з-зображення часових функцій дискретного аргументу, що визначаються виразами (6) та (7). В результаті отримаємо рівняння [3]

$$\begin{aligned}
 m^T (zI - F)^{-1} U_0 &= \\
 &= m^T (zI - e^{AT})^{-1} U_C(+0),
 \end{aligned} \quad (8)$$

яка має виконуватися для будь-яких значень z , що входить до нього. Перехід до скалярної форми запису рівняння (8) дає систему нелінійних рівнянь відносно g параметрів ємностей допоміжних конденсаторів і нормованого параметра джерела $\varepsilon = \psi(ET)^{-1}$.

З рівняння (6) впливає вираз для комплексного коефіцієнта передачі SC-кола за напругою

$$\begin{aligned}
 \dot{K}_U(j\omega T) &= \frac{\dot{U}_{ВИХ}}{\dot{U}_{ВХ}} = \frac{m^T (\dot{U}_k - d_C \dot{E}_k)}{\dot{E}_k} = \\
 &= m^T (e^{j\omega T} I - F)^{-1} \dot{f} + d,
 \end{aligned} \quad (9)$$

де $\dot{f} = f_0 + f_{0,5} e^{0.5j\omega T} + f_1 e^{j\omega T}; d = -m^T d_C$.

Виділивши модуль і фазу комплексного виразу (9), отримаємо розрахункову формулу для АЧХ і ФЧХ ланцюга, що розглядається. Зміну аргументу слід обмежити діапазоном $[0, \pi]$ внаслідок періодичності частотних характери-

стик імпульсної системи, а також властивостей парності функції АЧХ та непарності функції ФЧХ.

Перехідна характеристика SC-ланцюга має вигляд:

$$\begin{aligned}
 h_k &= m^T (U_k - d_C E) / E = \\
 &= m^T (I - F^k) U_E^0 + d,
 \end{aligned} \quad (10)$$

де $U_E^0 = U^0 / E = (I - F)^{-1} f^0; f^0 = f_0 + f_{0,5} + f_1$.

Для довільного вхідного впливу перехідний процес може бути розрахований звичайним методом припасовування з використанням системи різницевого рівнянь (6).

Висновки

Таким чином, на основі положень компактного модифікованого методу припасовування розроблено алгоритм аналізу SC-кіл на основі таблиці вмикання елементів ARC-прототипу. При цьому резистори прототипу моделюються одним з чотирьох типів конденсаторно-ключових еквівалентів.

Для формалізації початкового етапу параметричного синтезу SC-фільтра були досліджені аналітичні умови точкового збігу імпульсних характеристик SC-кола та його ARC-прототипу й отримані основні та додаткові умови еквівалентності їх частотних характеристик у вигляді системи нелінійних рівнянь відносно параметрів допоміжних конденсаторів.

На основі компактного модифікованого методу припасовування отримані математичні співвідношення, що визначають частотні характеристики та перехідні процеси в SC-колах, та розроблена програма аналізу SC-кіл на основі таблиці вмикання елементів ARC-прототипу.

Література

1. *Достал Т., Рибін О.І., Трохименко Я.К.* Проектування фільтрів з ємностями, що перемикаються. – Київ: Ін-т системних досліджень МОН України, 1993. – 280 с.
2. *Рыбин А. И.* Анализ переходных и установившихся режимов в линейно-параметрических цепях модифицированным методом припасовывания // Радиоэлектроника. (Изв. высш. учеб. заведений). – 2001. – №3. – С.31 – 41.
3. *Артеменко М.Е., Рыбин А.И., Кумсия М.С.* Компактный модифицированный метод припасовывания для параметрического синтеза SC-фильтров на основе ARC-аналогов // Электроника и связь. – 2011. Темат. вып. Электроника и нанотехнологии. – №2. – С.42 – 52.

4. *Артеменко М.Е., Рыбин А. И., Кумсия М.* Условия применимости компактного модифицированного метода припасовывания для параметрического синтеза цепей с переключающимися конденсаторами // Вісник Національного технічного університету України "КПІ". Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2011. – №44. – С.30 – 38.
5. *Артеменко М.Е., Рыбин А. И., Кумсия М.* Анализ линейно-параметрических цепей с переключающимися конденсаторами компактным модифицированным методом припасовывания // Вісник Національного технічного університету України "КПІ". Серія – Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2011. – №46. – С.41 – 50.

*Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»*

Поступила в редакцию 14 сентября 2012 г.

Электронные системы

УДК 621.316.54:621.314.632

Л.Н. Павлов, канд. техн. наук, М.А. Терешин, канд. техн. наук

Исследование выходного каскада операционного усилителя класса Rail-to-Rail по выходу

Рассмотрена одна из проблем, возникающих при проектировании операционного усилителя. Исследован выходной каскад операционного усилителя класса Rail-to-Rail. Оценено влияние паразитных элементов на выходной сигнал. Изменена технология изготовления ОУ и получены работающие образцы.

An opamp design problem is investigated. The output of Rail-to-Rail opamp is analysed. The parasitic elements influence to output signal is measured. Opamp manufacturing was changed and acting samples are obtained.

Ключевые слова: операционный усилитель, выходной каскад, паразитные элементы.

Введение

Требование Rail-to-Rail по выходу означает минимальный уровень остаточного напряжения, измеренного между выходом операционного усилителя (ОУ) и соответствующим выводом напряжения питания. В случае максимального уровня выходного напряжения – это напряже-

ние между выходом и выводом источника питания положительной полярности. Исследование взаимосвязи между остаточным напряжением и током потребления в режиме холостого хода операционного усилителя ведущей фирмы [1] по схеме (рис. 1), выявило необычную зависимость тока потребления от выходного напряжения (рис. 2). Суть эффекта состоит в том, что при уменьшении остаточного напряжения наблюдается резкое увеличение тока потребления. Для ОУ, которые не обладают свойством Rail-to-Rail по выходу, зависимость тока потребления от выходного напряжения носит стабильный характер и эффект возрастания тока при приближении выходного напряжения к минимуму или к максимуму, не наблюдается.

Исследование других представителей этого класса ОУ [2, 3] подтвердило, что выявленная зависимость присуща каждому из них. Задача данной работы состоит в том, чтобы определить причины этого явления и пути построения ОУ класса Rail-to-Rail по выходу, позволяющие минимизировать указанный эффект.

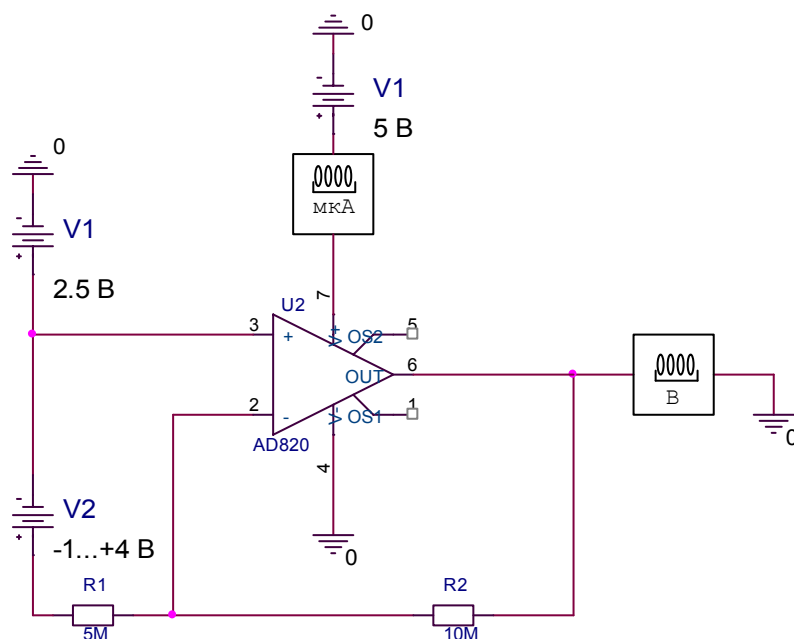


Рис. 1. Включение ОУ для определения зависимости тока потребления от выходного напряжения

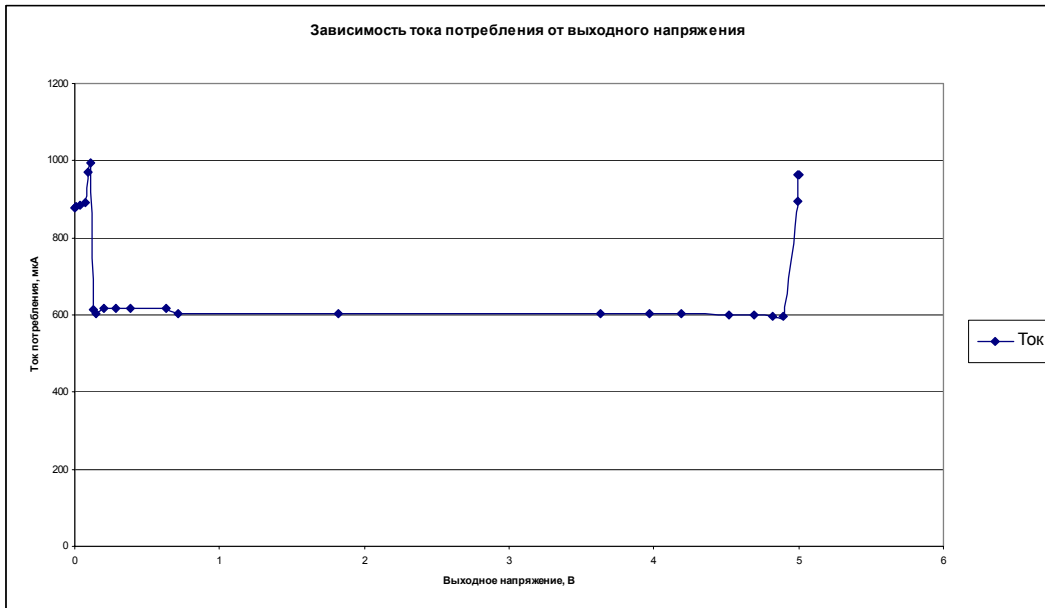


Рис. 2. Зависимость тока потребления от выходного напряжения

Основная часть

Анализ топологии кристаллов ОУ [1-3] и полученных на его основе приближенных эквивалентных схем, показал, что основные и самые лучшие схемотехнические решения отображает упрощенная эквивалентная схема [3], приведенная на рис. 3.

Особенность схемы состоит в том, что к выходной контактной площадке выходные транзисторы подключены не эмиттерами, как это было принято в течение десятилетий развития области ОУ, а коллекторами. В данном случае это оправдано. Иначе, если бы к выходному контакту были подключены эмиттеры, то остаточное

напряжение в нормальных климатических условиях для указанных выходных токов ОУ 20 мкА [1-3] составляло бы 0,6...0,7В.

В приведенной схеме, при надлежащих токах базы, выходные транзисторы могут входить в режим, когда остаточное напряжение будет существенно ниже – до 5...10 мВ. Для задания таких токов базы сконструирован специальный предоконечный каскад на транзисторах VT43, VT55, VT58, VT49, VT62, VT60, VT56, VT52, который в практике проектирования ОУ такого класса принято называть ядром [4]. Основная функция ядра – преобразование сигнала управления выходным каскадом из напряжения входных каскадов в ток базы

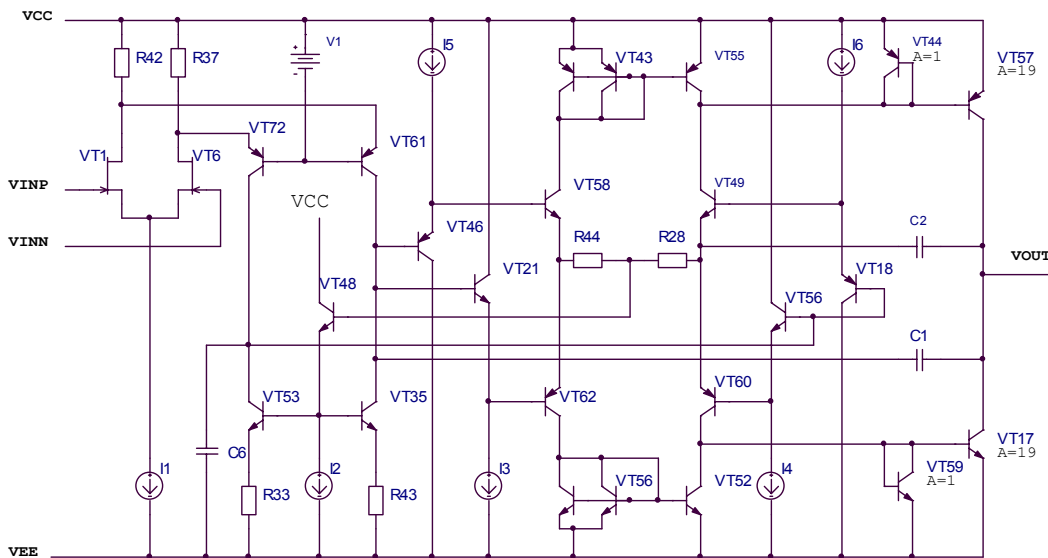


Рис. 3. Упрощенная эквивалентная схема ОУ AD823

выходных транзисторов. Эти токи могут ввести выходные транзисторы в насыщение, благодаря чему и возможно достижение остаточного напряжения 5...10 мВ при токе коллектора 20 мкА [1,2].

Рассмотрим, чем сопровождается введение в насыщение обычного интегрального выходного n-p-n транзистора, структура которого приведена на рис. 4.

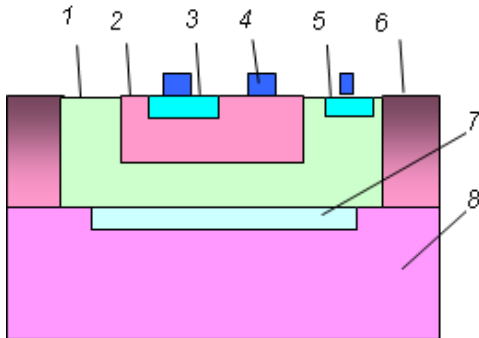


Рис.4. Структура интегрального n-p-n транзистора: 1 – n-эпитаксия; 2 – p-база; 3 – n-эмиттер; 4 – контакт; 5 – n-коллектор; 6 – p-разделение; 7 – n+ скрытый слой; 8 – p-подложка <111>.

В соответствии с рис. 1 и рис. 3 эмиттер этого транзистора подключен к земле. При прохождении через базу транзистора тока, сопоставимого с током коллектора, потенциал на коллекторе в режиме холостого хода или высокоомной нагрузки, стремится к потенциалу земли. Транзистор входит в режим насыщения. В этом случае база основного транзистора становится эмиттером паразитного вертикального p-n-p транзистора, базой которого является коллектор выходного транзистора, а коллектором служит область разделения. Таким образом, увеличение тока потребления в области низких выходных напряжений (рис. 2) объясняется эффектом активизации паразитного транзистора в кармане выходного n-p-n транзистора. Особенность интегральной структуры, приведенной на рис. 4, в том, что область эмиттера паразитного транзистора несколько превышает область рабочего, хотя коэффициент инжекции сопоставим с рабочим.

Аналогичная картина наблюдается и при больших базовых токах выходного латерального p-n-p транзистора, структура которого приведена на рис. 5.

Эмиттер этого транзистора подключен к источнику питания положительной полярности (рис. 3). При пропускании через базу тока, сравнимого с током коллектора, потенциал коллектора стремится к потенциалу эмиттера. В этом случае активизируется p-n-p паразитный транзистор, эмиттером которого является коллектор выходного транзистора, а базой – база этого же транзистора, при этом в качестве коллектора паразитного транзистора выступает область

разделения карманов. Особенность интегральной структуры (рис.5), состоит в том, что область коллектора 2 в 6-8 раз превышает область эмиттера 3. Кроме того, площадь поверхности области разделения 7, выступающая в качестве коллектора паразитного транзистора, в несколько раз превышает область коллектора основного транзистора 2. Поэтому эффективность паразитного транзистора, в случае его активизации, может почти на порядок превышать эффективность основного. Этим можно объяснить более сильный эффект возрастания тока операционного усилителя при приближении выходного напряжения к уровню источника питания, чем в случае активизации паразитного транзистора в кармане выходного n-p-n транзистора.

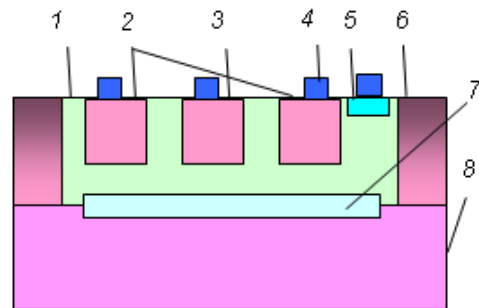


Рис.5. Структура интегрального p-n-p транзистора: 1 – n-эпитаксия; 2 – p-коллектор; 3 – p-эмиттер; 4 – контакт; 5 – n-база; 6 – p-разделение; 7 – n+ скрытый слой; 8 – p-подложка <111>.

Измерение тестовых структур минимального размера, принятого в качестве единичного, позволило численно сравнить коэффициенты усиления рабочего и паразитного транзистора. Это дало возможность дополнить модели рабочих транзисторов паразитными структурами. Соответствующая эквивалентная схема приведена на рис. 6. Численные значения соотношения параметров рабочего и паразитного транзистора выражены в значениях параметра модели «AREA» на эквивалентных подсхемах интегральных структур (рис. 6).

Существует несколько путей подавления влияния паразитного транзистора. Наиболее радикальный из них направлен на уменьшение коэффициента усиления паразитной структуры. Его суть состоит в том, чтобы глубоким легированием области кармана по периметру от поверхности до скрытого слоя образовать область высокой проводимости кармана. Эта область способствует рекомбинации неосновных носителей и существенно снижает плотность тока, проникающего на область разделения. Этот путь пригоден как для n-p-n транзисторов, (рис. 7) так и для p-n-p транзисторов (рис. 8).

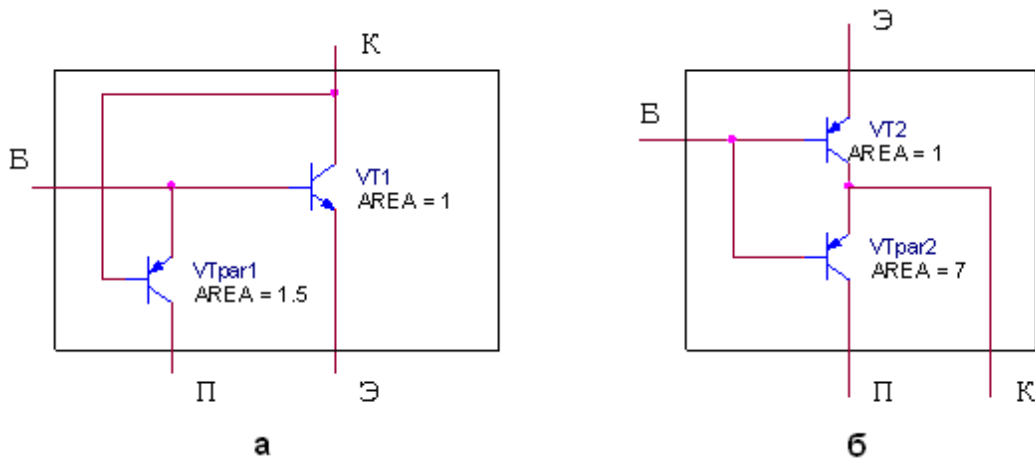


Рис.6. Эквивалентные подсхемы интегральных транзисторов (а) n-p-n переход и (б) p-n-p переход

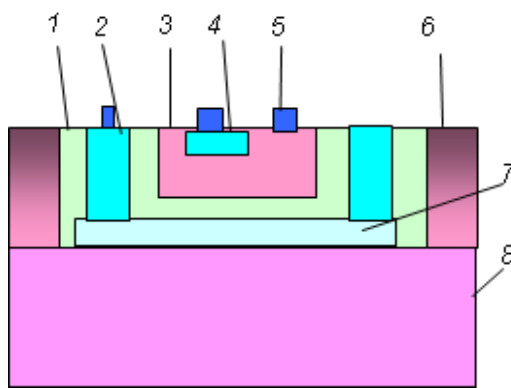


Рис.7. Структура улучшенного интегрального выходного n-p-n транзистора: 1– n-эпитаксия; 2 – n-глубокий коллектор; 3 – p-база; 4 – n-эмиттер; 5 – контакт; 6 – p-разделение; 7 – n+ скрытый слой; 8 – p-подложка <111>.

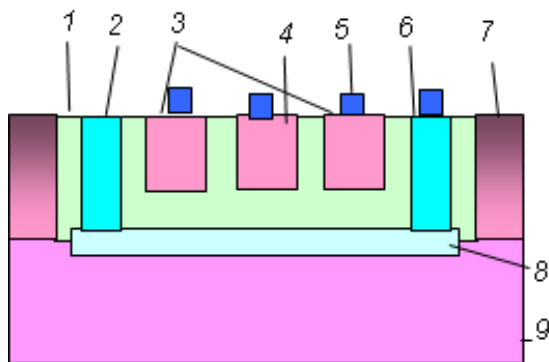


Рис.8. Структура улучшенного интегрального выходного p-n-p транзистора: 1– n-эпитаксия; 2 – n-глубокий коллектор; 3 – p-коллектор; 4 – n-эмиттер; 5 – контакт; 6 – p-база; 7 – p-разделение; 8 – n+ скрытый слой; 9 – p-подложка <111>.

Для проверки эффективности этого решения проведены расчеты структур с вертикальной глубокой диффузией, изготовлены интегральные структуры и проведены измерения на двух пластинах в режимах, указанных в [1, 2] коэффициентов усиления основных и паразитных структур выходных транзисторов. Для относительно малых токов коллектора, до 10 мА, ко-

эффициент усиления паразитных элементов не превосходит 0,33. Результаты измерений для предельных токов [1, 2] приведены в таблице 1 для p-n-p транзистора и в таблице 2 для n-p-n транзистора.

Приведенные измерения показывают, что коэффициент усиления паразитного n-p-n транзистора удалось уменьшить в 100 раз, а коэффициент усиления паразитного p-n-p транзистора уменьшен соответственно в 250 раз.

Эти данные соответствуют расчетным значениям. Измерения параметров выходного каскада в целом подтвердило правильность предположения о причинах нестандартной зависимости тока потребления от режима работы выходного каскада, приведенной на рис. 2.

Выводы

1. Для ОУ класса Rail-to-Rail по выходу принципиально невозможно построение выходного каскада на основе традиционных эмиттерных повторителей, иначе остаточное напряжение будет составлять 0,5...0,6В при нормальных климатических условиях как напряжение база-эмиттер прямо смещенного p-n перехода.
2. Построение выходного каскада Rail-to-Rail по выходу на транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером, вызывает активизацию паразитных транзисторов, что в свою очередь приводит к неконтролируемой инжекции носителей в подложку.
3. Минимизация эффекта паразитной инжекции осуществлена изменением конструкции выходных транзисторов, которая дополнена по периметру кармана вертикальным легирующим слоем. Этим коэффициент усиления паразитных транзисторов уменьшен в 100-250 раз. Это подтверждено экспериментально результатами измерений на двух опытных пластинах.

Таблица 1

Выходной латеральный р-п-р транзистор								
Ток коллектора, мВ	15							
Остаточное напряжение, мВ	435	190	152	137	123,4	109	102	96,4
Ток базы, мкА	71,5	100	120	150	200	300	400	500
Статический коэффициент усиления основного транзистора	210	150	125	100	75	50	37,5	30
Ток коллектора паразитного транзистора, мкА	36,8	53	60,9	72,3	90,3	123	154	185
Статический коэффициент усиления паразитного транзистора	0,51	0,53	0,48	0,35	0,45	0,41	0,385	0,37

Таблица 2

Выходной вертикальный п-р-п транзистор				
Ток коллектора основного транзистора, мА	40,0	52,5	60	70
Остаточное напряжение, мВ	0,50	0,70	0,87	1,0
Ток базы, мА	1,78	2,79	3,48	4,64
Статический коэффициент усиления основного транзистора	22,4	18,8	17,2	15,1
Ток эмиттера основного транзистора, мА	41,9	55,3	63,5	74,6
Статический коэффициент усиления паразитного транзистора	1,1	1	1	1

Литература

1. Data Sheet. Analog Devices. Single Supply, Rail-to-Rail, Low Power, FET Input Op Amp. AD820. Rev. H, 2011. – 24p.
2. Data Sheet. Analog Devices. Single Supply, Rail-to-Rail, Low Power, FET Input Op Amp. AD822. Rev. H, 2011. – 24p.
3. Data Sheet. Analog Devices. Dual, 16 MHz, Rail-to-Rail, FET Input Amplifier. AD823. Rev. D, 2010. – 20p.
4. *Huijsing J.* Operational Amplifiers. Theory and Design. 2nd Edition. – Springer.: “Springer Science”, 2011. – 408p.

УДК 621.314

Е.В. Вербицкий, д-р техн. наук, В.Я. Ромашко

Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока

Разработаны дискретные модели относительно части переменных состояния. Проведена оценка точности и трудоемкости полученных моделей. Показаны методы использования дискретных моделей для управления преобразователями постоянного тока.

Discrete models depending of part state variables are developed, accuracy and laboriousness discrete models are researched. Models utilization algorithms for direct current converters are shown.

Ключевые слова: упреждающее управление, преобразователь, разностное уравнение, дискретная модель, переменные состояния.

Введение

Одним из методов повышения динамических характеристик преобразователей постоянного тока является применение систем упреждающего управления [1]. Работа системы упреждающего управления основывается на прогнозе временной последовательности сигналов управления, которая переведет систему из текущего состояния в заданное, для чего используется математическая модель преобразователя. Возможность применения системы упреждающего управления для конкретного типа преобразователя определяется типом его математической модели. Основные требования, предъявляемые к математической модели:

- прогноз состояний системы с помощью математической модели должен происходить быстрее, чем протекает реальный процесс;
- математическая модель с заданной точностью должна отражать возможные режимы работы преобразователя.

Соблюдение данных требований обеспечивается выполнением минимального количества математических операций при прогнозе состояний системы и максимальным соответствием моделируемому преобразователю.

На практике чаще всего используют непрерывную математическую модель преобразователей, которая основывается на аналитической форме описания переходного процесса [2]. Такая математическая модель используется при постоянном количестве реактивных элементов в цепи нагрузки. Переменными величинами в мо-

дели являются значения параметров отдельных элементов нагрузки для определения которых разрабатываются специальные алгоритмы [3]. В этом случае структура аналитических формул модели постоянна. При изменении количества реактивных элементов нагрузки в широких пределах для формирования адекватной математической модели необходимо использовать алгоритмы диагностики структуры цепи нагрузки и решения дифференциальных уравнений преобразователя. Использование непрерывной математической модели приводит к громоздким и трудоемким результатам. Из-за того, что вычисления выполняются в масштабе реального времени, это резко ограничивает круг решаемых задач.

Для уменьшения трудоемкости расчетов в цепях с переменной структурой нагрузки целесообразно использовать дискретную математическую модель, с помощью которой состояния системы прогнозируются в дискретные моменты времени. Шаг дискретизации Δt , как правило, выбирают постоянным. Использование дискретной модели дает следующие преимущества:

- при формировании модели исключается этап решения дифференциального уравнения цепи;
- уменьшается количество математических операций в формулах прогноза за счет использования постоянных коэффициентов вместо трудоемких тригонометрических и экспоненциальных функций.

1. Дискретная модель относительно всех переменных состояния

Для формирования дискретной математической модели дифференциальное уравнение системы заменяется разностным [4, 5]:

$$\begin{aligned} a_n y^{(n)} + \dots + a_1 y' + a_0 y &= f(t); \\ \Downarrow \\ b_n y_{n+k} + \dots + b_1 y_{k+1} + b_0 y_k &= f^*(k). \end{aligned} \quad (1)$$

Один из возможных вариантов дискретной модели разработан для использования в широтно-импульсных преобразователях (ШИП) [6]. Для формирования рассматриваемой математической модели используется метод функций свободного режима (ФСР) [7]. Прогнозная математическая модель в матричной форме для точки k имеет следующий вид:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{\text{ПЕР}}(\Delta t) + \mathbf{X}_{k-1} \cdot \mathbf{F}(\Delta t), \quad (2)$$

где $\mathbf{X} = [x_1, \dots, x_j, \dots, x_n]^T$ – вектор переменных состояния,

$\mathbf{X}_{\text{ПЕР}}(\Delta t)$ – значения переходной составляющей вектора переменных состояния в точке Δt ; $\mathbf{F}(\Delta t)$ – значения матрицы ФСР в точке Δt .

Итерационное выражение (2) позволяет прогнозировать значения переменных состояния с шагом Δt в цепях с произвольной структурой и параметрами. Следует отметить, что в прогнозных формулах используются только операции сложения и умножения, а трудоемкость вычислений имеет квадратичную зависимость от порядка цепи n .

Данную математическую модель целесообразно использовать при необходимости прогноза всех переменных состояния. В случаях, когда прогнозировать переменные состояния нагрузки нет необходимости или их измерение невозможно по техническим причинам, разработанная математическая модель является избыточной.

Для уменьшения трудоемкости вычислений целесообразно разработать математические модели относительно части переменных состояния x_j .

2. Дискретная модель относительно одной переменной состояния

Рассмотрим случай прогноза одной переменной состояния. Разностное уравнение рассматриваемой математической модели получается из выражения (1) при условии, что внешнее воздействие $f(t)$ постоянно. Для цепи порядка n общий вид математической модели относительно заданной переменной состояния x_j имеет следующую структуру:

$$x_{jk} = K_{n0} + \sum_{i=1}^n K_{ni} x_{j(k-i)}, \quad (3)$$

где K_{n0} , K_{ni} – постоянные коэффициенты.

Для нахождения коэффициентов K_{ni} необходимо измерить значения переменной состояния x_j , подставить полученные значения в уравнение (3) и решить, составленную из $n+1$ указанных уравнений, систему. Например, обозначив измеренные значения переменной состояния x_j $c_1 \dots c_7$, для цепи третьего порядка получим:

$$\begin{cases} c_4 = K_{30} + c_3 K_{31} + c_2 K_{32} + c_1 K_{33}; \\ c_5 = K_{30} + c_4 K_{31} + c_3 K_{32} + c_2 K_{33}; \\ c_6 = K_{30} + c_5 K_{31} + c_4 K_{32} + c_3 K_{33}; \\ c_7 = K_{30} + c_6 K_{31} + c_5 K_{32} + c_4 K_{33}. \end{cases} \quad (4)$$

Исключив из системы (4) одно уравнение и коэффициент K_{n0} и вычтя первое уравнение из последующих, получим следующую систему:

$$\begin{cases} c_5 - c_4 = (c_4 - c_3)K_{31} + (c_3 - c_2)K_{32} + \\ \quad + (c_2 - c_1)K_{33}; \\ c_6 - c_4 = (c_5 - c_3)K_{31} + (c_4 - c_2)K_{32} + \\ \quad + (c_3 - c_1)K_{33}; \\ c_7 - c_4 = (c_6 - c_3)K_{31} + (c_5 - c_2)K_{32} + \\ \quad + (c_4 - c_1)K_{33}, \end{cases} \quad (5)$$

или в матричной форме:

$$\mathbf{G} = \mathbf{Q} \cdot \mathbf{K}, \quad (6)$$

где \mathbf{G} – вектор значений переменной состояния; \mathbf{Q} – матрица значений переменной состояния; \mathbf{K} – вектор коэффициентов K_{ni} .

Рассчитав коэффициенты K_{ni} , из любого уравнения системы (4) находится K_{n0} .

Используя значения коэффициентов K_{ni} и выражение (4) возможно рассчитать значение вынужденной составляющей X_{1B} , которое необходимо для реализации упреждающего управления. В установившемся режиме $X_{1k} = X_{1(k-1)} = \dots = X_{1(k-n)} = X_{1B}$, тогда

$$X_{1B} = K_{n0} + \sum_{i=1}^n K_{ni} X_{1B} \quad (7)$$

Из (7) определяется вынужденная составляющая:

$$X_{1B} = \frac{K_{n0}}{1 - \sum_{i=1}^n K_{ni}} \quad (8)$$

Как видно из формулы (8) между вынужденной составляющей X_{1B} и коэффициентом K_{ni} существует линейная зависимость и в случае свободного режима $K_{n0} = 0$.

Оценим трудоемкость вычислений при использовании разностных уравнений относительно одной переменной по сравнению с методом ФСР. Трудоемкость оценивается по количеству математических операций, используемых при расчетах. Прогнозные формулы относительно одной переменной состояния имеют структуру подобную формулам метода ФСР. Поскольку математическая модель метода ФСР состоит из n прогнозных формул, а математическая модель относительно одной переменной состояния – из одной, то трудоемкость вычислений в данной математической модели меньше в n раз. На рис. 1 показана зависимость уменьшения трудоемкости данной модели МР.У. по сравнению с методом ФСР в зависимости от порядка цепи n .

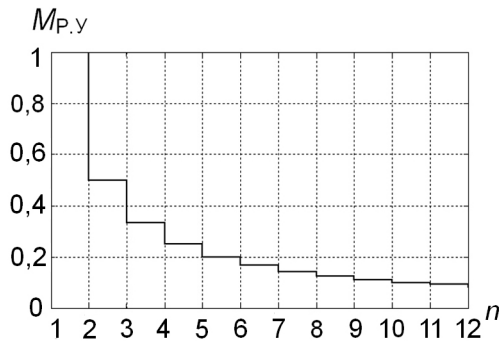


Рис. 1. Уменьшение трудоемкости вычислений модели относительно одной переменной состояния в зависимости от порядка цепи

Из графика видно, что трудоемкость вычислений для цепей 2-5 порядков при использовании математической модели относительно одной переменной состояния снижается в 2-5 раз.

Определим аналитические выражения коэффициентов K_{ni} . Для конкретности рассмотрим свободный процесс в цепи второго порядка, его аналитическая форма записи представлена ниже:

$$X_{CB}(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} \quad (9)$$

где A_1, A_2 – постоянные интегрирования; p_1, p_2 – корни характеристического уравнения.

Определив значения свободной составляющей в точках $0, \Delta t, 2\Delta t$:

$$X_{CB}(0) = A_1 + A_2, \quad (10)$$

$$X_{CB}(\Delta t) = A_1 e^{p_1 \Delta t} + A_2 e^{p_2 \Delta t}, \quad (11)$$

$$X_{CB}(2\Delta t) = A_1 e^{p_1 2\Delta t} + A_2 e^{p_2 2\Delta t}. \quad (12)$$

и сделав замены $e^{p_1 \Delta t} = B_1$ и $e^{p_2 \Delta t} = B_2$, получим:

$$X_{CB}(0) = A_1 + A_2, \quad (13)$$

$$X_{CB}(\Delta t) = A_1 B_1 + A_2 B_2, \quad (14)$$

$$X_{CB}(2\Delta t) = A_1 B_1^2 + A_2 B_2^2. \quad (15)$$

Подставив значения свободной составляющей (13)-(15) в (3), получим:

$$A_1 B_1^2 + A_2 B_2^2 = K_{n1}(A_1 B_1 + A_2 B_2) + K_{n2}(A_1 + A_2). \quad (16)$$

Для того, чтобы уравнение (16) стало тождеством, коэффициенты K_{n1} и K_{n2} должны иметь такие значения:

$$K_{21} = B_1 + B_2 = e^{p_1 \Delta t} + e^{p_2 \Delta t}, \quad (17)$$

$$K_{22} = -B_1 B_2 = -e^{(p_1 + p_2) \Delta t}. \quad (18)$$

Аналогично выводится выражения для коэффициентов K_{ni} цепей высших порядков. Для

цепей третьего порядка коэффициенты K_{ni} находятся по следующим формулам:

$$K_{31} = B_1 + B_2 + B_3, \quad (19)$$

$$K_{32} = -(B_1 B_2 + B_2 B_3 + B_3 B_1), \quad (20)$$

$$K_{33} = B_1 B_2 B_3. \quad (21)$$

По полученным результатам можно сделать вывод, что коэффициенты K_{ni} являются коэффициентами полинома степени n , корнями которого являются экспоненты корней характеристического уравнения в момент времени Δt : $q_1 = e^{p_1 \Delta t}$, $q_2 = e^{p_2 \Delta t}$, ..., $q_n = e^{p_n \Delta t}$. Уравнение, из которого определяются экспоненты корней характеристического уравнения, имеет следующий вид:

$$q^n - K_{n1} q^{n-1} - \dots - K_{n(n-1)} q - K_{nn} = 0. \quad (22)$$

Уравнение (22) является аналогом характеристического, но строится оно относительно экспонент корней характеристического уравнения.

3. Дискретная модель относительно двух переменных состояния

В случае необходимости прогноза более чем одной переменной состояния целесообразно рассмотреть прогнозные формулы относительно нескольких переменных состояния. Рассмотрим случай двух переменных состояния. Для нахождения выражений разностных уравнений составим систему уравнений методом ФСР для цепи третьего порядка при условии, что значения ФСР и переходной составляющей известны в моменты времени $t, t + \Delta t$ и $t + 2\Delta t$:

$$\begin{cases} x_1(t + \Delta t) = x_1(t)f_{11}(\Delta t) + x_2(t)f_{12}(\Delta t) + \\ \quad + x_3(t)f_{13}(\Delta t) + x_{1ПЕР}(\Delta t); \\ x_2(t + \Delta t) = x_1(t)f_{21}(\Delta t) + x_2(t)f_{22}(\Delta t) + \\ \quad + x_3(t)f_{23}(\Delta t) + x_{2ПЕР}(\Delta t); \\ x_1(t + 2\Delta t) = x_1(t)f_{11}(2\Delta t) + x_2(t)f_{12}(2\Delta t) + \\ \quad + x_3(t)f_{13}(2\Delta t) + x_{1ПЕР}(2\Delta t); \\ x_2(t + 2\Delta t) = x_1(t)f_{21}(2\Delta t) + x_2(t)f_{22}(2\Delta t) + \\ \quad + x_3(t)f_{23}(2\Delta t) + x_{2ПЕР}(2\Delta t). \end{cases} \quad (23)$$

Выразив из первого уравнения системы (23) переменную состояния x_3 и подставив ее в уравнения 3 и 4 получим:

$$\begin{cases} x_1(t + 2\Delta t) = v_{11}x_1(t + \Delta t) + \\ \quad + v_{12}x_1(t) + v_{13}x_2(t) + v_{10}; \\ x_2(t + 2\Delta t) = v_{21}x_2(t + \Delta t) + \\ \quad + v_{22}x_2(t) + v_{23}x_1(t) + v_{20}, \end{cases} \quad (24)$$

где v_{11} - v_{13} , v_{21} - v_{23} – постоянные коэффициенты, значения которых зависят только от ФСР; v_{10} - v_{20} – постоянные коэффициенты, значения

которых зависят от ФСР и переходной составляющей.

Кроме разностных уравнений (24) существуют другие формы разностных уравнений, которые получаются выражением переменной x_3 из других уравнений:

$$\begin{cases} x_1(t+2\Delta t) = v_{11}x_1(t+\Delta t) + \\ \quad + v_{12}x_1(t) + v_{13}x_2(t) + v_{10}; \\ x_2(t+2\Delta t) = v'_{21}x_1(t+\Delta t) + \\ \quad + v'_{22}x_1(t) + v'_{23}x_2(t) + v'_{20}, \end{cases} \quad (25)$$

$$\begin{cases} x_1(t+2\Delta t) = v''_{11}x_2(t+\Delta t) + \\ \quad + v''_{12}x_1(t) + v''_{13}x_2(t) + v''_{10}; \\ x_2(t+2\Delta t) = v_{21}x_2(t+\Delta t) + \\ \quad + v_{22}x_1(t) + v_{23}x_2(t) + v_{20}. \end{cases} \quad (26)$$

Коэффициенты v_{pi} рассчитываются аналогично коэффициентам K_{pi} , но поскольку для их нахождения необходимо решить две системы уравнений, то трудоемкость формирования данной математической модели в два раза больше.

Например для разностных уравнений типа (24) и цепи третьего порядка коэффициенты v_{pi} рассчитываются с использованием двух систем:

$$\begin{cases} c_{14} - c_{13} = (c_{13} - c_{12})v_{11} + (c_{12} - c_{11})v_{12} + \\ \quad + (c_{22} - c_{21})v_{13}; \\ c_{15} - c_{13} = (c_{14} - c_{12})v_{11} + (c_{13} - c_{11})v_{12} + \\ \quad + (c_{23} - c_{21})v_{13}; \\ c_{16} - c_{13} = (c_{15} - c_{12})v_{11} + (c_{14} - c_{11})v_{12} + \\ \quad + (c_{24} - c_{21})v_{13}, \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{cases} c_{24} - c_{23} = (c_{23} - c_{22})v_{21} + (c_{22} - c_{21})v_{22} + \\ \quad + (c_{12} - c_{11})v_{23}; \\ c_{15} - c_{13} = (c_{24} - c_{22})v_{21} + (c_{23} - c_{21})v_{22} + \\ \quad + (c_{13} - c_{11})v_{23}; \\ c_{26} - c_{23} = (c_{25} - c_{22})v_{21} + (c_{24} - c_{21})v_{22} + \\ \quad + (c_{14} - c_{11})v_{23}, \end{cases} \quad (28)$$

где c_{1i} , c_{2i} – значение переменных состояния x_1 и x_2 , или в матричной форме:

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{Q}_1 \cdot \mathbf{V}_1, \quad (29)$$

$$\mathbf{G}_2 = \mathbf{Q}_2 \cdot \mathbf{V}_2, \quad (30)$$

где \mathbf{G}_1 , \mathbf{G}_2 – векторы значений переменных состояния; \mathbf{Q}_1 , \mathbf{Q}_2 – матрицы значений переменных состояния; \mathbf{V}_1 , \mathbf{V}_2 – векторы коэффициентов v_{pi} .

4. Сравнение эффективности применения дискретных моделей

Из-за того, что математическая модель относительно одной переменной состояния общая

для всех переменных состояния, трудоемкость данной математической модели наименьшая. Но по точности прогноза модель относительно одной переменной состояния намного проигрывает им. Для демонстрации величины погрешности в моделях относительно разного количества переменных состояния проанализированы процессы в линейной цепи четвертого порядка, изображенной на рис. 2.

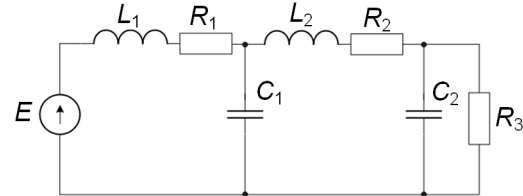


Рис. 2. Цепь четвертого порядка

Параметры элементов цепи: $E = 100$ В, $L_1 = L_2 = 10$ мкГн, $C_1 = C_2 = 50$ мкФ, $R_1 = R_2 = 0,2$ Ом, $R_3 = 100$ Ом. В данной цепи рассмотрено изменение напряжения на конденсаторе C_2 во время переходного процесса со следующими начальными условиями: $i_{L1} = -0,3$ А, $i_{L2} = 0,1$ А, $u_{C1} = 60$ В, $u_{C2} = 59$ В. Расчет переходного процесса проводился в программном пакете MatLab численным методом и с помощью дискретных моделей относительно одной, двух и четырех переменных состояния. Для численного метода использовался шаг интегрирования $\Delta t_i = 5 \cdot 10^{-9}$ с, для дискретных моделей – $\Delta t_i = 5 \cdot 10^{-7}$ с. Поскольку шаг интегрирования численного метода на два порядка меньше, то результаты расчета этим методом использовались как эталонные для сравнения погрешностей расчета с помощью дискретных моделей.

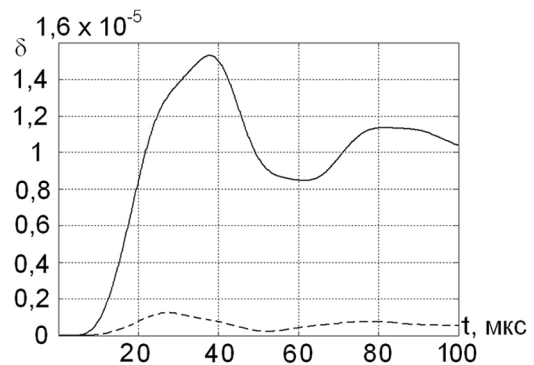


Рис. 3. Погрешность дискретных моделей относительно двух (—) и четырех (---) переменных состояния

Результаты расчета относительных погрешностей приведены на рис. 3 и рис. 4.

Максимальное значение погрешности для модели относительно одной переменной состояния составляет $\delta_{\max(1)} = 1\%$, относительно двух переменных состояния $\delta_{\max(2)} =$

0,0016 %, относительно четырех переменных состояния $\delta \max(n) = 0,00016$ %. Уменьшение

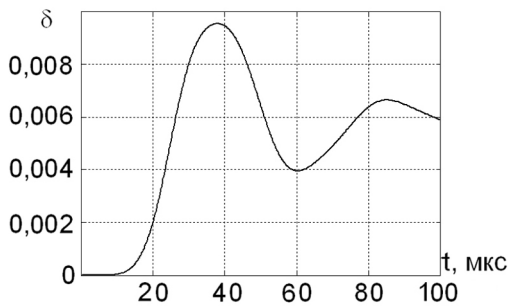


Рис. 4. Погрешность дискретной модели относительно одной переменной состояния

погрешности при использовании прогнозных формул относительно большего количества переменных состояния объясняется взаимной компенсацией погрешностей переменных состояния, что уменьшает суммарную погрешность расчетов. Исходя из этого, для уменьшения погрешности расчетов необходимо использовать прогнозные формулы относительно максимально возможного количества переменных состояния.

Перед применением разработанных моделей необходимо определить порядок цепи преобразователя. Порядок цепи определяется из условия вырожденности одной из матриц Q_1 , Q_2 в уравнениях (29), (30). Для определения вырожденности матрицы сначала рассматривается цепь с минимальным порядком. Потом порядок цепи постепенно увеличивается. Так продолжается до тех пор, пока матрицы Q_1 или Q_2 не станут вырожденными. Если матрицы вырождены для цепи порядка $n+1$, то действительный порядок цепи – n .

Трудоёмкость данного алгоритма эквивалентна решению системы из $n + 1$ уравнений, что незначительно увеличивает трудоёмкость формирования математической модели.

Выводы

Дискретные математические модели относительно части переменных состояния дают возможность применять системы упреждающего управления в преобразователях с нагрузкой, параметры которой изменяются в широких пре-

делах. Данные модели строятся на основании разностных уравнений с постоянными коэффициентами. Коэффициенты математических моделей описывают суммарное влияние элементов цепи на переходной процесс, поэтому при коммутациях нагрузки для повторного формирования моделей достаточно пересчитать значения этих коэффициентов. Трудоёмкость прогноза и формирования дискретных моделей значительно меньше прогноза с помощью непрерывной модели, из-за отсутствия в формулах расчета трудоёмких экспоненциальных и тригонометрических функций.

Литература

1. Жуйков В.Я., Павлов В.Б., Стжелецки Р.Г. Системы упреждающего управления вентильными преобразователями. – К.: Наук. думка, 1991. – 240 с.
2. Сокол Е.И., Коноплев И.А., Вержановская М.Р. Расширение прогнозного диапазона с использованием разностных уравнений // Техническая электродинамика. Тем. вып. Силовая электроника и энергоэффективность. – 2002. – Ч. 2. – С. 82–86.
3. Коноплев И.А., Вержановская М.Р., Сокол Е.И. Методика идентификации параметров инвертора второго порядка с использованием кратных производных // Техническая электродинамика. Тем. вып. Силовая электроника и энергоэффективность. – 2001. – Ч. 1. – С. 36–39.
4. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
5. Вентильные преобразователи переменной структуры. Тонкаль В.Е., Руденко В.С., Жуйков В.Я. и др. – К.: Наук. думка, 1989. – 336 с.
6. Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицкий Є.В. Використання метода функцій вільного режиму у системах упреждавального керування // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність – 2011. – Ч. 2. – С. 164–170.
7. Ромашко В.Я. Дискретно-лінійні електричні ланцюги. Теорія та розрахунок. – К.: Аверс, 2005. – 175 с.

Биомедицинские приборы и системы

УДК 615.471:616-07

В.В. Шевченко, канд. техн. наук, О.В. Осадчий, О.С. Єсипенко

Розробка способу виділення інформативних параметрів фотоплетизмосигнала для визначення системних реакцій на МЛТ

Предметом исследования данной статьи являются информативные параметры фотоплетизмосигнала. В процессе исследования были выбраны физиологические сигналы и сформировано пространство информативных признаков, с помощью которых можно контролировать изменение адапционных свойств организма человека под воздействием МЛТ.

В результате анализа фотоплетизмографического сигнала установлено, что при извлечении из него информативных признаков целесообразно использовать структурные методы анализа как во временной, так и в частотной областях. Для анализа фотоплетизмосигнала во временной области выбрано кодирование фотоплетизмограммы пятью точками. На основе такого кодирования введен информативный параметр S , определяемый площадью под кривой фотоплетизмограммы.

The subjects of study in this article are informative parameters fotopletizmosignal. In the course of the study were selected physiological signals, and the space formed by informative features that can be used to monitor changes in the properties of adaptation of the human body under the influence of MLT.

It is set as a result of analysis of fotopletizmograpgh signal, that at extraction from him of informing signs it is expedient to use the structural methods of analysis both in temporary and in frequency realms.

Ключові слова: *Фотоплетизмограмма, магнітолазерна терапія, аналіз Фур'є.*

Вступ

Попередні дослідження показали, що основною проблемою магнітолазерної терапії (МЛТ) є нерозуміння, яким чином можна перенести результати досліджень контрольних проб за межами живого організму. Це пов'язано з тим, що зворотний зв'язок з контролюючим середовищем відсутній [1]. Проведене вивчення окремих механізмів біологічної дії МЛТ, вирваних з контексту загальних регулюючих чинників ставить

більше питань, ніж відповідей. Відсутність єдиної теорії механізмів дії МЛТ на біооб'єкти, яка об'єднує всі відомі ефекти, не дозволяє здійснювати прогноз відносно найбільш значимих параметрів регулювання фізіологічних параметрів живих систем за допомогою МЛТ. Це обмежує розвиток методології МЛТ і вживання методу в клінічній практиці в цілому.

На підставі проведеного авторами статті аналітичного огляду можна зробити висновок, що контроль зміни адапційного статусу організму дозволяє визначити системні реакції на МЛТ, але відсутність надійних аналітичних критеріїв цих реакцій знижує ефективність управління нею [1-4]. Для здобуття таких критеріїв може бути використана методика пальцевої фотоплетизмографії [5]. В той же час, сучасні математичні методи і інформаційні технології, спираючись на ідеологію системного підходу, дозволяють розв'язувати досліджувані класи завдань з достатньою для практики якістю в умовах нечіткого і неповного опису вихідних даних і при структурі класів, що погано формалізується.

З урахуванням сказаного, ціллю даної роботи є підвищення ефективності МЛТ за допомогою нечіткого управління інтенсивністю лазерного випромінювання на основі аналізу динаміки структурних і спектральних характеристик фотоплетизмограми.

Для досягнення поставленої мети необхідно розробити спосіб управління магнітолазерною терапевтичною дією в процесі проведення фізіотерапевтичної процедури МЛТ, за допомогою якого можна понизити або повністю виключити негативні явища, пов'язані з МЛТ.

Для реалізації способу управління лазерною терапією необхідно вибрати фізіологічні сигнали і сформувані простір інформативних ознак, за допомогою якого можна контролювати зміну адапційних властивостей організму людини під впливом МЛТ.

Кодові точки фотоплетизмограми

Інформативні параметри фотоплетизмограми групуються за двома ознаками:

По вертикальній осі досліджуються амплітудні характеристики пульсової хвилі, які відповідають анакротичному і дикротичному періоду. Не дивлячись на те, що ці параметри є відносними, їх вивчення в динаміці надає цінну інформацію про силу судинної реакції. У цій групі ознак вивчаються амплітуда анакротичної і дикротичної хвилі, індекс дикротичної хвилі. Останній показник має абсолютне значення і власні нормативні показники.

По горизонтальній осі досліджуються часові характеристики пульсової хвилі, які надають інформацію про тривалість серцевого циклу, співвідношення і тривалість систоли і діастоли. Ці параметри мають абсолютні значення і можуть порівнюватися з існуючими нормативними показниками. У цій групі параметрів вивчаються тривалість анакротичної фази пульсової хвилі, тривалість дикротичної фази пульсової хвилі, тривалість фази вигнання, тривалість пульсової хвилі, індекс висхідної хвилі, час наповнення, тривалість фази систоли серцевого циклу, тривалість фази діастоли серцевого циклу, час віддзеркалення пульсової хвилі, частота серцевих скорочень [8].

На рис. 1. представлені основні кодуючі точки об'ємного пульсу.

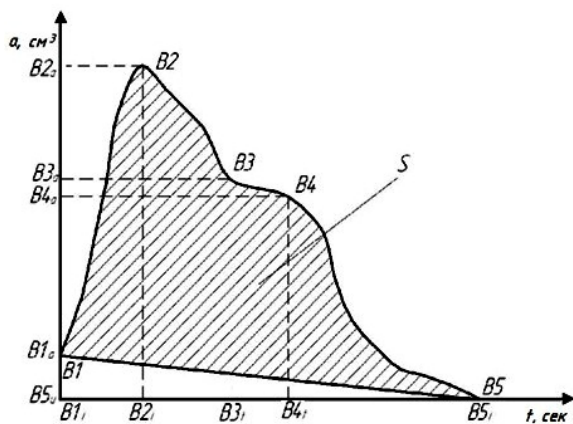


Рис. 1 Основні кодуючі точки об'ємного пульсу

Точка B1 відповідає початку періоду вигнання періоду систоли, точка B2 відповідає моменту максимального розширення судини у фазу форсованого вигнання, точка B3 відповідає протодіастолічному періоду, точка B4 відповідає початку діастоли, точка B5 відповідає початку кінця діастоли і вказує на завершення серцевого циклу.

На рис.1 можна виділити амплітудні параметри фотоплетизмограми (вісь ординат a) та її часові параметри (вісь абсцис t).

Інформативні параметри фотоплетизмограми

Як показав аналіз параметрів фотоплетизмограми, як носії інформації можуть бути

використані амплітудні, часові і частотні параметри фотоплетизмограми, тому для їх дослідження необхідно використовувати комбінацію амплітудних і часових методів аналізу.

В якості амплітудно-часового параметра фотоплетизмограми було запропоновано параметр, що описує площу фотоплетизмограми (тобто площа фігури, заштрихованої на рис.1). Розмірність цього параметра визначається таким чином :

Вимірюється у відносних одиницях.

Розмірність: (амплітуда) x (час).

Амплітудно-частотний параметр фотоплетизмограми обчислюється за формулою:

$$S = \sum_{i=1}^N (a_i - (\frac{B5_a - B1_a}{B5_t - 1} \cdot i + B5_a - B5_t \cdot \frac{B1_a - B5_a}{1 - B5_t}))$$

де a_i - величина i-го відліку фотоплетизмограми, N - число відліків в аналізованій фотоплетизмограмі в інтервалі [B1t, B5t].

Перед тим, як приступати до аналізу фотоплетизмограми, виберемо апертуру її аналізу. Виходячи з огляду літературних джерел [6,7], можна зробити висновок, що досліджувати необхідно хвилі першого, другого і третього порядку. Оскільки хвилі третього порядку спостерігати вельми проблематично, то обмежимося аналізом хвиль першого і другого порядку. Враховуючи, що середня частота коливань, яка відповідає хвилям другого порядку, складає 0,2 Гц, обмежимося апертурою спостереження фотоплетизмограми 30 с, на якій можуть розміститися, в середньому, шість дихальних циклів. На рис. 2 показаний амплітудний спектр Фур'є у вікні завдовжки 30000 відліків, а на рис. 3 показаний амплітудний спектр Фур'є того ж самого сигналу, але у вікні завдовжки 3000 відліків.

Представлені рисунки показують, що збільшення довжини вікна не має істотного впливу на структуру сигналу.

Вірність обрання діапазону аналізу фотоплетизмограм можна підтвердити ілюстративно.

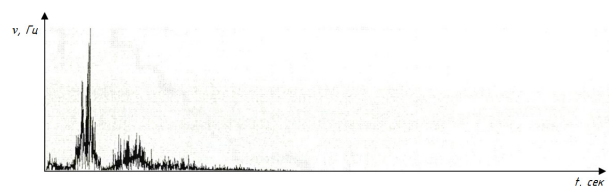


Рис. 2. Амплітудний спектр Фур'є фрагмента фотоплетизмограми (30000 відліків, частота дискретизації 100 Гц)

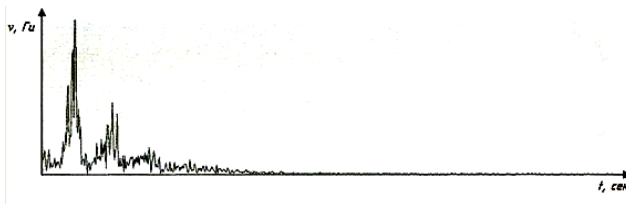


Рис.3. Амплітудний спектр Фур'є фрагмента фотоплетизмограми (3000 відліків, частота дискретизації 100 Гц)

Висновки

В результаті аналізу фотоплетизмографічного сигналу встановлено, що при видобуванні з нього інформативних ознак доцільно використовувати структурні методи аналізу як в часовій, так і в частотній областях.

Для аналізу фотоплетизмосигнала в часовій області вибрано кодування фотоплетизмограми п'ятьма точками. На основі такого кодування введений інформативний параметр S , який визначається площею під кривою фотоплетизмограми.

На основі статистичних досліджень фотоплетизмосигналів і їх спектрів вибрана апертура спостереження фотоплетизмосигналів і частота їх дискретизації.

Інформативні ознаки необхідно добувати як з часових параметрів, так і із спектральних параметрів фотоплетизмосигнала.

Література

1. *Гаркави Л.Х.* Антистрессорные реакции и активационная терапия [Текст] / Л. Х. Гаркави. - М.: Имедис, 1998. 556 с.
2. *Гаркави Л.Х.* Адаптационные реакции и резистентность организма [Текст] / Л.Х. Гаркави. - Ростов-на-Дону, 1990. 224 с.
3. *Загускин С.Л.* Лазерная и биоуправляемая квантовая терапия [Текст] / С.Л. Загускин, С.С. Загускина. - М.: «Квантовая медицина», 2005. 220с.
4. *Капустина Г.М.* Внутрисосудистое облучение крови, механизмы клинической эффективности, побочные действия, показания и противопоказания [Текст] / Г.М. Капустина, Г.Н. Максюшина, В.В. Малахов // Матер. Междунар. конфер. «Новые направления лазерной медицины». - М., 1996. С. 230-231.
5. *Капустина Г.М.* Пути индивидуального подбора доз внутривенной лазерной терапии [Текст] / Г.М. Капустина, Н.И. Сющ, В.Л. Наминов и др. // Совр. возм. лазерн. тер. - Матер. XIV научно-практич. конф. - Великий Новгород, Калуга, 2004. С. 52-62.
6. *Мошкевич В.С.* Фотоплетизмография [Текст] / В.С. Мошкевич. - М.: Медицина, 1970. 154 с.
7. *Баевский Р.М.* Оценка адаптационных возможностей организма и риск развития заболеваний [Текст] / Р.М. Баевский, А.П. Берсенева. - М.: Медицина, 1997. 235 с.
8. *Халед Абдул, Р.С.* Способ перехода от категориальных данных к порядковым в экспертных системах медико-биологического назначения [Текст] / Р.С. Халед Абдул, А.Е. Белозеров, С.А. Филист // Системные исследования в науке и образовании: Сборник научных трудов / Курск. гос. ун-т: МУ». Издательский центр «ЮМЭКС», 2007. С.7-10.

Акустические приборы и системы

УДК 534.8

К.А. Трапезон, канд. техн. наук

Обобщенный метод симметрий при изучении колебаний упругих элементов

Приведен метод расчета собственных колебаний акустических стержней переменной жесткости на основе реализации идей симметрий для дифференциального уравнения второго порядка с переменными коэффициентами. Построена схема практического применения метода для ряда прикладных задач физической акустики. Сформулированы основные положения, позволяющие распространить полученный метод на смежные прикладные задачи, где объектом исследования являются обыкновенные дифференциальные уравнения 2-го порядка.

The method of calculation of own vibrations of acoustic bars of variable rigidity on the basis of realization of ideas symmetries for the differential equation of the second order with variable factors is resulted. The scheme of application of the method for considerable number of applied problems of physical acoustics is constructed. The substantive provisions are formulated, allowing to extend the received method on adjacent applied problems where object of research are the ordinary differential equations of 2th order.

Ключевые слова: стержень, симметрия, уравнение, колебание, форма, резонанс, собственное число.

Введение

Силовые ультразвуковые электроакустические системы находят практическое применение в различных областях и отраслях народного хозяйства – в машиностроении для финишной обработки деталей при сварке [1,2], при создании ультразвуковых двигателей [3,4], при проведении исследований на усталость материалов, для ускорения различных химико-технологических процессов (очистка, окисление, коагуляция) [5], при создании конструкций новых ультразвуковых химических реакторов [6]. Основную роль в составе таких систем для обеспечения интенсивных продольных или крутильных резонансных колебаний играют стержни переменного сечения, называемые концентраторами, на которых возложена промежуточ-

ная или главная функция для обеспечения усиленных механических колебаний, передающихся на технологический объект. Эффективность эксплуатации таких стержней, связанная с обеспечением при этом минимально возможных эргономических показателей и допустимых физико-механических характеристик, является порой трудноразрешимой задачей для проектировщиков, что обусловлено ограниченным набором соответствующих конфигураций стержневых элементов. Возможный выход из сложившейся ситуации находят через использование разнообразных численных методов, где конфигурация-образующая стержня строится точечным способом на основе аппроксимации или линеаризации. Очевидно, что такой подход в силу своей “непрозрачности” и непредсказуемости получаемых результатов является трудоемким и неудобным при конструировании электроакустических систем. Актуальной представляется необходимость рассмотрения и решения вопроса о создании точного аналитического метода, который дал бы возможность не только решить соответствующую задачу на собственные значения, но и позволил бы определить реальные пути развития теории и поиска дальнейших возможностей по созданию новых эффективных экспериментальных образцов упругих элементов, профиль которых можно было бы изменять и рационализировать, не изменяя при этом общих результатов решения краевой задачи.

Состояние вопроса и постановка задачи

Различные подходы к определению собственных форм продольных колебаний стержней переменного сечения сводятся к решению дифференциального уравнения второго порядка с переменным коэффициентом $F(x)$

$$W'' + \frac{F'}{F} W' + k^2 W = 0, \quad (1)$$

Где F - площадь поперечного сечения;

$k = \frac{l\omega}{c}$ - частотное число; $\omega = 2\pi f$ - круговая собственная частота колебаний; f - циклическая

частота колебаний; $c = \sqrt{EI\rho}$ - скорость распространения продольной волны в стержне, E - модуль упругости, ρ - плотность материала;

l - длина стержня.

Штрихи обозначают производные по переменной x , отнесенной к длине l . При крутильных колебаниях форма уравнения (1) не изменяется, поэтому в дальнейшем все результаты, полученные для случая продольных колебаний, формально будут оставаться справедливыми и для крутильных при соответствующей замене физико-геометрических параметров.

Эффективность работы стержня переменного сечения в режиме резонансных продольных колебаний при соответствующих граничных условиях обусловлена выбором функции $F(x)$, которая описывает геометрическую конфигурацию стержня. Целью такого выбора в случае свободного стержня является обеспечение условий, при которых отношение амплитуд перемещений на свободных концах стержня было как можно большим, но при этом механические напряжения в своих пучностях были ниже предела выносливости материала, из которого изготовлен стержень. Как было отмечено ранее [7], проблема рационального проектирования упругих элементов и конструкций данного типа заключается в крайне ограниченном наборе функций $F = F(x)$ при которых можно получить точное решение уравнения (1). В свою очередь расширение случаев, при которых такое решение может быть получено в замкнутом виде возможно при использовании метода симметрий дифференциальных уравнений второго порядка, как нового метода математической физики.

Целью статьи является разработка с примером реализации обобщенного метода симметрий для уравнения (1), благодаря которому точные решения этого уравнения могут быть получены для целого ряда вновь построенных функций $F(x)$ и, следовательно, эти решения могут быть непосредственно использованы для расчета акустических трансформаторов энергии при профилях, соответствующих этим $F(x)$

Математическая модель метода симметрий

Рассмотрим систему уравнений

$$\begin{cases} W = LW_1; \\ W_1 = L_1W, \end{cases} \quad (2)$$

в которой дифференциальные операторы имеют вид

$$L = \alpha(x) \frac{d}{dx} + \beta(x);$$

$$L_1 = A(x) \frac{d}{dx} + B(x).$$

Система (2) может быть переписана в виде независимых уравнений для искомых функций $W(x)$ и $W_1(x)$, т.е. $W = L(L_1W)$; $W_1 = L_1(LW)$

После раскрытия этих выражений получим

$$W'' + W' \left(\frac{A'}{A} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{B}{A} \right) + W \left(\frac{B'}{A} + \frac{B\beta}{A\alpha} - \frac{1}{A\alpha} \right) = 0; \quad (3)$$

$$W_1'' + W_1' \left(\frac{\alpha'}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{B}{A} \right) + W_1 \left(\frac{\beta'}{\alpha} + \frac{B\beta}{A\alpha} - \frac{1}{A\alpha} \right) = 0. \quad (4)$$

Согласно идее метода симметрий [8-10] уравнения (3) и (4) необходимо привести к виду (1), т.е. соответственно

$$W'' + \frac{F'}{F} W' + k^2 W = 0; \quad (5)$$

$$W_1'' + \frac{F_1'}{F_1} W_1' + k_1^2 W_1 = 0. \quad (6)$$

Если полагать в данном случае уравнение (5) исходным, то уравнение (6) будет его симметрией. Если, далее, при заданном $F(x)$ известно (найден) решение W уравнения (5), то автоматически согласно (2) будет получено решение W_1 уравнения (6) при F_1 , построенном специальным образом согласно нижеследующим зависимостям. Полагаем

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{A\alpha} &= -k_1^2 = \text{const}; \\ \frac{B'}{A} + \frac{B\beta}{A\alpha} &= \lambda^2 = \text{const}; \\ \frac{\beta'}{\alpha} + \frac{B\beta}{A\alpha} &= 0 \\ \frac{F'}{F} &= \frac{A'}{A} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{B}{A}; \\ \frac{F_1'}{F_1} &= \frac{\alpha'}{\alpha} + \frac{\beta}{\alpha} + \frac{B}{A}; \\ k^2 &= \lambda^2 + k_1^2. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из системы соотношений (7) следует

$$F_1 = \frac{F}{A^2} = \alpha^2 F; \quad (8)$$

где $\alpha(x)$ будет определяться выражением

$$\alpha = \frac{\int F\beta^2 dx + C}{F\beta} \quad (9)$$

(C - произвольная постоянная), а входящая в (9) функция $\beta(x)$ является решением уравнения

$$\beta'' + \frac{F'}{F} \beta' + \lambda^2 \beta = 0. \quad (10)$$

Сравнивая (10) и исходное уравнение (5), общее решение которого $W(x)$ предполагается известным при заданном $F(x)$, заключаем, что при $\lambda^2 \neq 0$ искомая функция $\beta(x)$ с точностью до постоянных множителей при частных решениях уравнения (5) соответствует функции $W(x)$, в которой следует заменить частотный параметр k^2 произвольной постоянной λ^2 . В частном случае, когда $\lambda^2 = 0$ из (10) непосредственно следует

$$\beta = C_1 \int \frac{dx}{F} + C_2 \quad (11)$$

(C_1, C_2 - произвольные постоянные).

При найденных $\alpha(x), \beta(x), F_1(x)$ решение уравнения (6), заданное в виде $W_1 = AW' + BW$, можно переписать с учетом взаимосвязи (A, B) и (α, β) согласно (7) в виде

$$W_1 = \frac{\beta}{\alpha} \left(\frac{W}{\beta} \right)'. \quad (12)$$

Схема применения метода

Пусть известно решение исходного уравнения форм колебаний W для F . При этом функцию F можно взять из ряда функций, полученных методом факторизации.

2. Исходя из соотношения (8) строим функцию $F_1 = \alpha^2 F$ где коэффициент α определяют через параметр β из (9).

3. Находим параметр β , как решение уравнения (10), причем возможны 2 случая:

- $\lambda^2 = 0$ решение находят путем простого интегрирования согласно (11).
- $\lambda^2 \neq 0$ уравнение (10) по форме совпадает с уравнением для W , но с заменой соответственно W на β и k^2 на λ^2 . Произведя замену можно сразу же найти параметр β .

4. Находим решение W_1 для построенной функции F_1 согласно исходным условиям и уравнению из системы (2):

$$W_1 = LW = AW' + BW,$$

где $A = -\frac{1}{k_1^2 \alpha}; B = \frac{\beta'}{k_1^2 \alpha \beta}; k_1^2 = k^2 - \lambda^2$. Таким образом, после соответствующих подстановок с точностью до постоянного множителя получим

(12)

$$W_1 = \frac{W}{\alpha} \left[\frac{W'}{W} - \frac{\beta'}{\beta} \right] = \frac{W}{\alpha} \left[\frac{(W/\beta)'}{W/\beta} \right] = \frac{\beta}{\alpha} \left[\left(\frac{W}{\beta} \right)' \right].$$

Пример реализации метода

Реализацию метода покажем на одном из следующих примеров. Пусть задан стержень круглого переменного сечения, профиль которого описывается функцией вида $F(x) = D^2(x) = x^2$, где $D(x)$ - диаметр поперечного сечения. Решение уравнения (1) для данного типа стержня легко может быть получено на основе метода факторизации. Таким способом для стержня с профилем $D = x$ получим решение $W(x) = \frac{1}{x} [A \sin kx + B \cos kx]$.

Исходя из метода симметрий по выражению (8), строим функцию $F_1(x) = \alpha^2 F(x) = \alpha^2 x^2$, где согласно схеме применения метода коэффициент α находим путем соответствующего интегрирования по формуле (9). В эту формулу входит параметр β , который определяется из (10) в зависимости от значения λ^2 . В случае $\lambda^2 = 0$ из (11) следует

$$\beta = C_1 \int \frac{dx}{x^2} + C_2 = -\frac{C_1}{x} + C_2.$$

При найденном β из (9) находим

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{\int F \beta^2 dx + C}{F \beta} = \frac{\int (C_2 x - C_1)^2 dx + C}{x(C_2 x - C_1)} = \\ &= \frac{\left(\frac{1}{3C_2} \right) (C_2 x - C_1)^3 + C}{x(C_2 x - C_1)} = \\ &= \frac{1}{x} \left[\frac{1}{3C_2} (C_2 x - C_1)^2 + \frac{C}{C_2 x - C_1} \right]. \end{aligned}$$

Отношение β/α имеет вид

$$\frac{\beta}{\alpha} = \frac{(C_2 x - C_1)^2}{C + \frac{(C_2 x - C_1)^3}{3C_2}}$$

Новый профиль будет изменяться по закону

$$D_1 = \alpha x = \frac{1}{3C_2} (C_2 x - C_1)^2 + \frac{C}{C_2 x - C_1}.$$

Согласно схеме применения метода определяем решение уравнения для вновь получен-

ного профиля D_1 . В соответствии с (12) искомое решение уравнения (6) имеет вид

$$W_1 = \frac{3C_2(C_2x - C_1)^2}{3C_2C + (C_2x - C_1)^3} \left(\frac{A \sin kx + B \cos kx}{C_2x - C_1} \right),$$

где $k = k_1$ при $\lambda^2 = 0$.

Удовлетворив граничным условиям на концах стержня, например для свободного стержня они будут $W_1'(0) = W_1'(1) = 0$, можно легко получить соответствующее частотное уравнение, из которого будет определен спектр собственных частот, а при найденных частотных числах k построены собственные функции перемещений W_1 (формы собственных колебаний) и при необходимости функции напряжений.

Выводы

1. Приведена математическая модель и формулировка аналитического метода решения задач на собственные значения для дифференциальных уравнений второго порядка, который основан на практической реализации идеи симметрий обыкновенных дифференциальных уравнений.

2. Приведен алгоритм решения исходного уравнения форм колебаний для стержня переменного сечения как одного из характерных элементов электроакустических ультразвуковых систем технологического назначения. Получены основные соотношения, которые позволяют получить замкнутое решение приведенного дифференциального уравнения.

3. Сформулирована схема применения разработанного обобщенного метода симметрий для уравнений второго порядка и выявлены

основные особенности, которые необходимо учитывать при проектировании вновь создаваемых акустических элементов.

Литература

1. *Asami T.* Longitudinal and torsional vibration characteristics of hollow-type stepped horn required for hole machining by complex ultrasonic vibration / T. Asami, H. Miura // Proceedings of symposium on ultrasonic electronics. — 2010. — Vol. 31. — P. 533—534.
2. *Yan T.* Design of a smart ultrasonic transducer for interconnecting machine applications / T. Yan, W. Wang, Q. Li // Sensors. — 2009. — № 9. — P. 4986—5000.
3. *Chen W.* Actuating mechanism and design of a double driving feet linear ultrasonic motor using longitudinal vibration transducer / W. Chen, Y. Liu, S. Shi // Key engineering materials. — 2010. — Vols. 434-435. — P. 775—778.
4. *Ngaile G.* Influence of ultrasonic vibration on microforming / G. Ngaile, C. Bunget // Transactions of NAMRI/SME. — 2008. — Vol. 36. — P. 137—144.
5. *Khmelev V. N.* The device of ultrasonic cleaning of automobile injectors / V. N. Khmelev, R. V. Barsukov, S. N. Tsyganok // Electron Devices and Materials (4 th Annual 2003 Siberian workshop : 1-4 July 2003 y. : proceeding. — Biysk, 2003. — P. 196-198.
6. *Savin I. I.* Ultrasonic chemical reactors / I. I. Savin, S. N. Tsyganok, A. N. Lebedev // Electron Devices and Materials (EDM '07) : proceeding. — Biysk, 2007. — P. 289-292.
7. *Абакумов В. Г.* К анализу эффективности акустических концентраторов / В. Г. Абакумов, К. А. Трапезон // Микроэлектроника и информатика-2005 : межвузов. науч.-техн. конф., 19-21 апр. 2005 г. : тезисы докл. — М., 2005. — С. 153.
8. *Ибрагимов Н. Х.* Азбука группового анализа / Н. Х. Ибрагимов. — М. : Знание, 1989. — 48 с.
9. *Миллер У.* Симметрия и разделение переменных / У. Миллер ; пер. с англ. Г. П. Бабенка. — М. : Мир, 1981. — 344 с.
10. *Олвер П.* Приложения групп Ли к дифференциальным уравнениям / П. Олвер ; пер. с англ. И. Г. Щербака. — М. : Мир, 1989. — 639 с.

УДК 534.134

С.А. Найда, д-р техн. наук

Возбуждение коротких ультразвуковых импульсов недемпфированным пьезоэлектрическим преобразователем

Проведен сравнительный анализ влияния различных форм и параметров возбуждающих импульсов на форму ультразвуковых импульсов. Предложены практические рекомендации относительно выбора формы возбуждающих электрических импульсов для получения коротких ультразвуковых импульсов с помощью недемпфированного пьезоэлектрического преобразователя.

The comparative analysis of impact of various forms and parameters of the excitation pulses on the form of ultrasonic pulses is carried out. Practical recommendations regarding the selection of a form of exciting electric pulses to get short ultrasonic pulses with the help of undamped piezoelectric transducer are proposed.

Ключевые слова: пьезоэлектрический преобразователь, ультразвуковой импульс, переходная характеристика, передаточная функция.

Введение

С ультразвуковой эхоскопией человек встречается еще в утробе матери при ультразвуковом обследовании беременных женщин. Призыв Всемирной организации здравоохранения пересмотреть существующую политику их обычного ультразвукового обследования послужил дополнительным толчком к дальнейшему совершенствованию эхоскопов. Новой вехой в этом направлении стало появление широкополосных диагностических эхоскопов [1,2]. В отличие от традиционных одночастотных эхоскопов, в которых рабочий диапазон перекрывается с помощью набора сменных узкополосных пьезоэлектрических преобразователей (называемых также преобразователями, головками, датчиками), в них используются широкополосные преобразователи.

Задача анализа режима работы преобразователя в широкой полосе частот, как правило, сводится к поиску некоторых оптимальных соотношений между параметрами согласующих элементов, которые обеспечивают предельные значения полосы пропускания. Подобного рода задачи относятся к классу задач многопараметрической оптимизации, если считать функцией качества системы ее полосу пропускания.

Полоса пропускания, как функция параметров согласующих акустических и электрических элементов, является многоэкстремальной, поэтому сама задача анализа широкополосных систем сводится к отысканию глобального максимума функции качества. Эта задача рассматривалась в работах [3, 4] применительно к пьезоизлучателям. Для обеспечения расчетов была разработана библиотека программ, включающая в себя: подпрограмму расчета коэффициента передачи по мощности; подпрограмму расчета полосы пропускания и программу, реализующую алгоритм наискорейшего спуска, называемый обычно методом Гаусса (Гаусса-Зейделя) [5] и статистический метод моделирования параметров [5-8]. При этом численные расчеты даже простых систем оказались очень громоздкими. Были получены оптимальные АЧХ коэффициента преобразования мощности для частного случая преобразователя с заданным волновым сопротивлением Z_0 и разными значениями коэффициента электромеханической связи k_t . Воспользоваться этими результатами для реальных преобразователей с другими Z_0 и k_t не представляется возможным.

Следует заметить, что амплитудно - частотная характеристика (АЧХ) коэффициента передачи характеризуется не только полосой пропускания, но и величиной пульсации его в этой полосе. Неравномерность частотной характеристики учитывается в теории фильтров с частотно независимыми параметрами [6]. Как она учтена при расчете полосы в [3, 4], не указывается. Ясно, что функция качества в случае преобразователя со слоями, должна выражаться сложным образом. Кроме того, нахождение экстремума в задачах оптимизации [5-8] сводится к итерационному процессу, что требует громоздких расчетов.

Анализ применяемых в ультразвуковой дефектоскопии широкополосных разнотолщинных преобразователей, а также преобразователей с демпфированием показал [1], что для медицинских эхоскопов они не пригодны. Подходящими оказались два метода существенного расширения полосы пластинчатых преобразователей. Первый – с помощью акустических слоев и электрических звеньев простейшего типа. По-

следнее важно для преобразователей с линейным сканированием, в которых число элементов достигает сотни, и для выравнивания их характеристик в одночастотных преобразователях используют элементы подстройки (обычно включенные параллельно преобразователю индуктивности). Второй – путем возбуждения преобразователя ступенчатыми и трапецеидальными импульсами.

Целью данной работы и является исследование методов возбуждения коротких ультразвуковых импульсов недемпфированным пьезопреобразователем при подаче на него ступенчатых и трапецеидальных электрических импульсов.

1. Переходные характеристики линейных цепей

Под действием внешних процессов в линейной цепи возбуждаются как собственные, так и вынужденные колебания, наложение которых определяет собой нестационарный процесс в цепи.

Исследование нестационарных процессов проводят, опираясь на математическую модель цепи в форме дифференциального уравнения.

Простейшим сигналом, играющим при этом весьма важную роль в технических приложениях, является функция включения, называемая также функцией Хэвисайда, и представляющая собой единичный скачок:

$$\sigma(t) = \begin{cases} 0, & t < 0, \\ 1, & t \geq 0. \end{cases} \quad (1)$$

Нестационарный процесс, возникающий в линейной цепи под действием такого ступенчатого сигнала, подаваемого на вход, принято называть переходным процессом. Этот термин подчеркивает, что в системе наблюдается переход из одного стационарного состояния в другое [9].

Пьезоэлектрический преобразователь описывается дифференциальным уравнением второго порядка. Успешность анализа нестационарного процесса в цепи часто определяется удачным выбором той динамической переменной, относительно которой составляется дифференциальное уравнение. Для пьезопреобразователей в режиме излучения такой переменной обычно является сила на излучающей поверхности (акустическое давление), а в режиме приема – напряжение на электродах преобразователя. Также, в качестве переменной, используется ток, протекающий через преобразователь. Исходное состояние цепи задано, если заданы начальные условия, накладываемые на искомую функцию и на ее производную. Пере-

ходной процесс в пьезопреобразователе полностью описывает решение задачи Коши.

Электрические цепи любого порядка служат примерами динамических систем, обладающих известной инерционностью. В случае пьезопреобразователя характерным временным масштабом является период его механических колебаний: $T = 1/f_0$.

Представляет большой интерес воздействие на цепь (в данном случае на преобразователь) источника такой импульсной э.д.с. $e(t)$, длительность которой $\tau_u \ll T$.

Оказывается, что реакция инерционной цепи на короткое импульсное воздействие зависит не от формы импульса, а лишь от его площади:

$$\Pi_e = \int_0^{\tau_u} e(\xi) d(\xi). \quad (2)$$

При этом реакция цепи второго порядка на короткое импульсное воздействие:

$$x(t) = \Pi_e \sum_{k=1}^2 A_k \exp(\gamma_k t), \quad (3)$$

где $\gamma_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}$ корни характеристического уравнения $\gamma^2 + 2\alpha\gamma + \omega_0^2 = 0$, а

$$A_1 = \frac{1}{\gamma_1 - \gamma_2}; \quad A_2 = \frac{1}{\gamma_2 - \gamma_1}. \quad (4)$$

Физический смысл формулы (3) прост и нагляден – короткий импульс представляет собой толчок, возбуждающий все колебательные моды, свойственные рассматриваемой цепи. Амплитуды возбуждаемых мод пропорциональны площади входного сигнала и коэффициентам A_k . Математической моделью короткого импульса, возникающего в момент времени $t = 0$, равного нулю всюду за исключением этой точки, но тем не менее, имеющего единичную площадь, является так называемая δ – функция (функция Дирака):

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1, \quad (5)$$

или единичная функция. Реакция системы на входной сигнал в виде δ – функции называется импульсной характеристикой. Введя понятие импульсной характеристики цепи $h(t)$, можно получить очень полезную форму записи выходного сигнала при любой возбуждающей функции $f(t)$:

$$x(t) = \int_0^t f(\zeta) h(t - \zeta) d\zeta. \quad (6)$$

Реакция системы на функцию включения получила название переходной характеристики и особенно удобна для нахождения выходного сигнала для прямоугольных, трапецеидальных и многоступенчатых импульсов, длительность которых $\tau_u \sim T$.

Переходная характеристика находится по методу интеграла Фурье:

$$P_a(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(\omega) K(\omega) \cdot e^{i\omega t} d\omega, \quad (7)$$

где $P_a(t)$ – акустическое давление на выходе преобразователя, $K(\omega) = K_{u0} \Phi_u(\omega) \cdot e^{i\phi_u(\omega)}$ – комплексная передаточная функция,

$$\sigma(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \sigma(t) e^{-i\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-i\omega t} dt = \frac{1}{\omega} e^{i\frac{\pi}{2}} \quad (8)$$

– комплексный частотный спектр функции включения.

Подставляя (8) в (7), беря вещественную часть $\sigma(\omega)$ и учитывая то, что $\cos\left[\omega t + \phi_u(\omega) + \frac{\pi}{2}\right] = \sin[\omega t + \phi_u(\omega)]$, получим:

$$P_a(t) = \frac{K_{u0}}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\Phi_u(\omega)}{\omega} \sin[\omega t - \phi_u(\omega)] d\omega. \quad (9)$$

Подставляя в (9) нормированную частоту $x = \frac{f}{f_0}$, и нормированное время $y = \frac{t}{T_0} = t f_0$, получаем обобщенную нормированную переходную характеристику:

$$P(y) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\Phi_u(x)}{x} \sin(2\pi x y - \phi_u) dx, \quad (10)$$

тогда $P_a(t) = K_{u0} P(y)$, где $K_{u0} = 2e_{33}/l_0$; e_{33} – пьезоэлектрическая постоянная; l_0 – толщина пьезопластины.

Для приближенного расчета интеграл в выражении (10) заменяем суммой:

$$P(y_m) = \frac{1}{\pi} \sum_i \frac{\Phi_u(x_i)}{x_i} \sin(2\pi x_i y_m - \phi_{ui}) \Delta x, \quad (11)$$

где $x_i = \Delta x \cdot i$; $\Delta x = 0,02$; $i = 30 \dots 70$; $x_{30} = 0,6$; $x_{70} = 1,4$ для среднеполосного преобразователя; $y_m = 0,05m$; $m = 0 \dots 30$; $y_0 = 0$; $y_{30} = 1,5$ чтобы захватить полупериодный импульс.

Длительность импульса при расчете сразу выбирается равной половине периода собственных колебаний, т.е. $\tau = 0,5T$ или $y = 0,5$.

Переходная характеристика преобразователя находится по формулам:

$$\begin{cases} P(y) = P(y_m), & m = 0 \dots 10, \\ P(y) = P(y_m) + P(y_n) \cdot \left(\frac{P(y_2)}{P(y_6)}\right)^{-1}, & \\ m = 11 \dots 30; & n = m - 10. \end{cases} \quad (12)$$

2. Возбуждение коротких ультразвуковых импульсов узкополосным недемпфированным преобразователем без согласующих слоев

Вопрос получения одиночных ультразвуковых импульсов с целью увеличения точности измерения и повышения разрешающей способности импульсных ультразвуковых приборов уже рассматривался в [10]. Анализировались методы, основанные на использовании возбуждающих электрических импульсов специальной формы и применении электрических корректирующих цепей. Оба метода позволяют формировать одиночные импульсы с узкополосными преобразователями без применения механического демпфера. Основное требование, предъявляемое к таким пьезопреобразователям, по мнению авторов, заключается в том, чтобы на их амплитудно-частотных характеристиках был только один ярко выраженный максимум. Математическое выражение этого требования, необходимое для расчета акустической нагрузки, не приводится. Указывается лишь, что такому требованию отвечают преобразователи без электрических согласующих цепей и переходного слоя (или с тонким переходным слоем). Короткий звуковой импульс получается за счет возбуждения в преобразователях нескольких переходных процессов, частично компенсирующих друг друга. Это достигается подбором формы и длительности электрического возбуждающего импульса.

Отметим следующее:

Рассматривался преобразователь, работающий только на излучение, тогда как в медицинском эхоскопе после излучения он сразу переключается на прием.

Рассматривались генераторы импульсов для возбуждения преобразователей с частотой механического резонанса $f_0 = 700 \text{ кГц} \ll 2,5 \text{ МГц}$ – нижней частоты рабочего диапазона эхоскопов.

Генератор возбуждающих импульсов включал в себя и преобразователь, что для пьезопреобразователей эхоскопов, включающих в себя до 100 отдельных пьезоэлементов, не подходит.

Пьезопреобразователь работает без параллельной индуктивности.

Основное внимание при рассмотрении уделялось схеме формирования возбуждающего импульса. Мы же остановимся только на влиянии формы и параметров возбуждающих импульсов на форму УЗ импульса.

2.1. Ступенчатый импульс

Формы рассматриваемых импульсов представлены на рис.1. Форма возбуждающего импульса характеризуется тем, что знак перепада напряжения в моменты времени t_1 и t_2 одинаков. Это позволяет возбуждать акустический импульс с длительностью, равной или кратной половине периода свободных колебаний преобразователя. На это обстоятельство авторы [10] не обращают внимания, когда указывают, что недостатком генератора, формирующего такой импульс, является то, что в нем используется только половина напряжения.

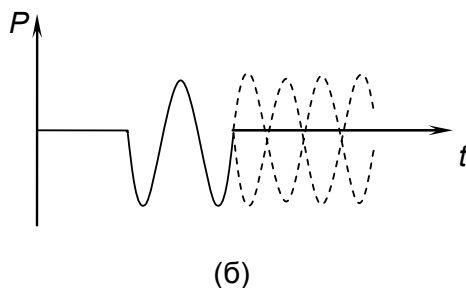
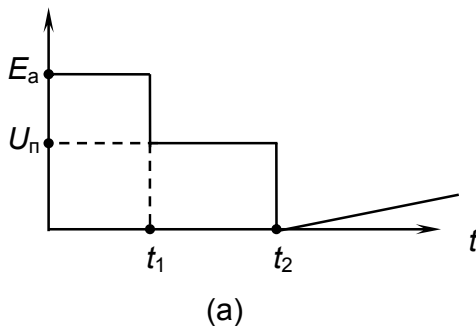


Рис. 1. Формы импульсов:

(а) электрического; (б) акустического

Изменением параметров элементов схемы можно было изменять в широких пределах как высоту U_n , так и ширину ступеньки $t_2 - t_1$. Этим можно добиться того, чтобы пьезоизлучатель излучал акустический импульс с длительностью, равной длительности ступеньки: в момент времени t_1 перепад напряжения $E_a - U_n$ возбуждает ультразвуковую волну с амплитудой A_1 . Если после интервала времени

$\tau = t_2 - t_1 = (2m + 1)T/2$, где $m=0,1,2,\dots$, возбуждать волну с амплитудой первого полупериода A_n , равной по величине амплитуде $(2m+1)$ -го полупериода первой волны, то из-за противофазности колебаний переходный процесс прекращается. При этом полагается, что

$$A_n = A_1 e^{-\alpha T \frac{2m+1}{2}}, \quad (13)$$

где α - коэффициент затухания, т.е. переходная характеристика является колебаниями, затухающими с первого полупериода. Осциллограмм никаких не приводится.

Следует заметить, что акустический импульс определяется первой волной.

2.2. Двухступенчатый импульс

При воздействии первой ступени электрического напряжения преобразователь излучает первый акустический импульс с длительностью, равной половине периода собственных колебаний преобразователя, а при воздействии второй ступени — второй акустический импульс такой же длительности и полярности, как у первого акустического импульса. Следует обратить внимание на то, что первая ступенька формируется перепадом напряжения ΔU_1 и части перепада ΔU_2 , а вторая — оставшейся частью ΔU_2 и перепадом ΔU_3 .

В механически недемпфированном пьезоприемнике такой сложный акустический сигнал возбуждают два экспоненциально-затухающих синусоидальных колебания, сдвинутые относительно друг друга на половину периода собственных колебаний преобразователя (рис.2). Из-за взаимной компенсации этих колебаний на выходе пьезоприемника получается электрический импульс с длительностью, равной половине периода собственных колебаний преобразователя. Этот интересный случай исследовался экспериментально с парой идентичных пьезопреобразователей из керамики ЦТС-19 с антирезонансной частотой $f_0 = 700$ кГц, работающих в воде. Осциллограмма выходных импульсов пьезоприемника приведена на рис.3 [10].

Этот вариант представляет интерес для преобразователя эхоскопа с кольцевыми элементами, число которых небольшое и электрический импульс подается от одного генератора через линии задержки.

2.3. Трапецеидальный импульс

В нем перепады напряжений имеют противоположный знак, поэтому минимальная дли-

тельность ультразвукового импульса, которую можно получить в результате компенсации волн, равна периоду колебаний $T = 1/f_0$. Однако, граница полосы частот такого импульса равна f_0 , т.е. в 2 раза меньше, чем у однополупериодного.

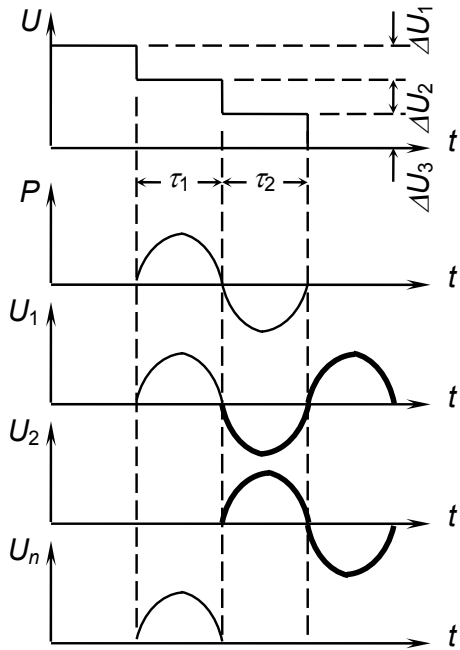


Рис.2. Получение электрического импульса с длительностью, равной половине периода собственных колебаний преобразователя



Рис.3. Осциллограмма выходного импульса пьезоприемника

Представляет интерес привести интерпретацию рассмотренного метода получения коротких ультразвуковых импульсов в работе [11], где анализировали широкополосные преобразователи следующих типов:

НТП – неравномерно поляризованный толстый преобразователь;

ПВТП – поверхностно возбуждаемый толстый преобразователь;

НПВТП – неравномерно поляризованный поверхностно возбуждаемый толстый пьезопреобразователь.

По мнению авторов [11], «широкополосность НТП, ПВТП и НПВТП позволяет излучать и принимать с их помощью короткие УЗ импульсы.

Однако, это свойство является следствием широкополосности лишь в том случае, если эти преобразователи – минимально-фазовые системы, т.е. такие, передаточная функция которых не имеет нулей или полюсов в правой полуплоскости (т.е. $|K(i\omega)| \neq 0$ или $|K(i\omega)| \neq \infty$ при $\text{Re}[K(i\omega)] > 0$). Передаточные функции НТП, ПВТП и НПВТП обладают этим свойством, так как их модули не равны ни нулю, ни бесконечности в правой полуплоскости».

Известно, что для минимально-фазовой системы существует связь между АЧХ и ФЧХ. Согласно работе [7], она имеет вид:

$$\arg K(i\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\ln|K(i\xi)|}{\xi - \omega} d\xi. \quad (14)$$

Если же четырехполюсник принадлежит к классу неминимально-фазовой цепи, то АЧХ и ФЧХ можно выбирать независимо друг от друга.

Согласно работе [9], если в интересующем диапазоне частот АЧХ имеет вид горизонтальной прямой, т.е. $K(\omega) = \text{const}$ (а именно этот случай фактически наблюдается у НТП, ПВТП и НПВТП), то $\phi(\omega_0) = 0$.

Если $K(\omega) = \text{const}$ и $\phi(\omega_0) = 0$, то спектр выходного сигнала совпадает со спектром входного воздействия. Поэтому при возбуждении указанных преобразователей коротким импульсом со стороны входа на выходе преобразователя будет наблюдаться такой же короткий импульс.

Существуют различные типы пьезопреобразователей, не являющимися минимально-фазовыми системами. Например, преобразователи с электрической компенсацией, при которой недемпфированный пьезоэлемент возбуждается двухступенчатым (или двойным колокообразным) электрическим импульсом, и преобразователь излучает короткий акустический импульс. Разработаны различные варианты этого метода, в частности, возможна электрическая компенсация свободных колебаний пьезоэлемента в режимах излучения и приема одновременно.

Выводы

Установлено, что недемпфированный пьезоэлектрический преобразователь, который является принципиально резонансной системой, при возбуждении с помощью электрических импульсов специальной формы, позволяет формировать короткие ультразвуковые импульсы. В медицинских диагностических эхоскопах, не использующих режим Допплера, такой преобразователь может быть использован как универ-

сальный. Широкодиапазонность его в режиме приема обеспечивается перестройкой индуктивности, компенсирующей стационарную емкость преобразователя.

Литература

1. *Найда С.А.* Принципы построения широкополосных ультразвуковых терапевтических излучателей // *Электроника и связь.* -2002. - №14. -С.35-38.
2. *Дидковский В.С., Найда С.А.* Новые широкополосные электроакустические приборы для медицины// *Электроника и связь.*-2010.- № 2.-С.211-216.
3. *Касаткин Б. Я., Павин Н. Я.* Сравнительный анализ и энергетические оценки широкополосных пьезопреобразователей// *Дефектоскопия.* -1979. -№1.- С. 61-66.
4. *Касаткин Б. Я., Павин Н. Я.* Многопараметровая оптимизация и энергетические оценки широкополосных преобразователей// *Акуст. журн.* -1980. - Т.26, №5. -С.721-726.
5. *Гилл Ф., Мюррей У., Райт М.* Практическая оптимизация. -М.: Мир, 1985.-509с.
6. *Евтушенко Ю. Г.* Методы решения экстремальных задач и их применение в системах оптимизации. -М.: Наука, 1982. — 432с.
7. *Растринин Л. А.* Статистические методы поиска. -М.:Наука, 1968.-376 с.
8. *Жилинскас А., Шалтянис В.* Поиск оптимума: компьютер расширяет возможности. — М.: Наука, 1989. — 128с.
9. *Баскаков С.И.* Лекции по теории цепей. – М.: Изд-во МЭИ, 1991. – 224с.
10. *Домаркас В.И., Кажис Р.-И.Ю.* Контрольно-измерительные пьезоэлектрические преобразователи. – Вильнюс: Минтис, 1975. – 258с.
11. *Ультразвуковые преобразователи для неразрушающего контроля./* Под ред. И.Н. Ермолова. – М.: Машиностроение, 1986. – 280с.

*Национальный технический университет Украины
«Киевский политехнический институт»*

Поступила в редакцию 4 сентября 2012 г.

УДК 681.2.082

О.Ф. Закревський

Вимірювання амплітуди механічних коливань ультразвукового частотного діапазону

Класифікація методів вимірювання амплітуди механічних коливань ультразвукового частотного діапазону, їх характеристики. Основний акцент зроблено на безконтактні методи вимірювань за допомогою активних первинних перетворювачів. Розглянуто їх позитивні та негативні сторони. Уточнено різницю між вихрострумовим та індуктивним методами.

Classification of ultrasonic mechanical amplitude oscillation measurement methods and its characteristics are considered. Noncontact methods of measurement with the help of active sensors were given consideration. Its positive and negative features were considered. The difference between Eddy-Current and Inductive methods is given.

Ключові слова: амплітуда механічних коливань, методи вимірювань.

Вступ

У зв'язку з широким розповсюдженням ультразвукових технологій та актуальності проблеми вимірювання амплітуди механічних коливань (АМК) ультразвукового частотного діапазону (УЗЧД) та відсутність універсальної методики, яка б дозволила проводити вимірювання та контроль АМК не тільки в лабораторних умовах, але й під час технологічного процесу, як зазначають автори робіт [1, 2], постає необхідність вдосконалення існуючих методів вимірювання АМК УЗЧД та розробки універсальної методики, щодо вимірювання АМК УЗЧД. Вибір напрямку вдосконалення вимагає знання передісторії розвитку та поточний стан проблеми.

Постановка проблеми

Віброметрія – наука про вимірювання параметрів вібрації, охоплює широкий спектр методів вимірювання не тільки АМК, але й швидкості вібрації та її прискорення, охоплюючи в основному низькочастотний діапазон вібрацій [3]. Ультразвукові коливання характеризуються високочастотним діапазоном механічних коливань. Оскільки ультразвук набув особливо бурного розвитку в останні десятиліття минулого століття, на сьогодні відсутня єдина методологія вимірювання та контролю АМК УЗЧД, можна лише вказати на фрагментарний характер цієї

проблеми, тобто зустрічаються в літературі опис окремих методів [1, 2], навіть спроби провести певну класифікацію. Якогось конкретного огляду методів вимірювання АМК УЗЧД немає.

Постановка завдання

Метою цієї роботи є вибір раціонального методу вимірювання АМК УЗЧД з огляду на характерні особливості ОК на базі проведення огляду методів та їх загальної класифікації, що відповідають певним вимогам, а саме, вимірювання АМК УЗЧД в діапазоні (0.1 – 100) мкм та частотному діапазоні (20 – 100) кГц.

Основна частина

Перед розглядом конкретних методів вимірювання, доцільно було би визначити об'єкти контролю (ОК), які можуть бути одномірні, двомірні та тримірні. Це важливо з огляду на те, що саме ОК визначають вибір методу вимірювання.

Характеризуючи ОК слід зазначити, що до одномірних об'єктів переміщення відносяться вироби з плоскою поверхнею, до двомірних – з циліндричною, до тримірних – із сферичною, з формою у вигляді багатокутників (піраміди, призми, паралелепіпеди і т.п.) та ряд інших [3].

Конфігурація виробу повністю визначена, якщо задані допустимі елементи на розміри та форму поверхні. Реальна форма виробу відрізняється від заданої. Спостерігаються відхилення форми реальної поверхні або реального профілю від форми номінальної поверхні чи номінального профілю. Відхилення можуть бути мікрогеометричними, які коротко називають відхиленням форми.

Плaskі поверхні характеризуються відхиленням від площинності та прямолінійності, а також випуклістю та ввігнутістю. Циліндричні поверхні, в свою чергу, характеризуються відхиленням від циліндричності, а саме, відхилення від круглості (овальність, огранка) та відхилення профілю по здовжнього перерізу циліндричної поверхні (конусоподібність, бочкоподібність, сідлоподібність). Аналогічні характеристики мають і тримірні вироби [3].

ОК може бути діелектричним, напівпровідниковим або електропровідним [3].

Більшість ОК виготовлена з електропровідного матеріалу, який на поверхні містить тонкий шар діелектрику з наперед невідомою товщиною. При цьому електропровідний матеріал може бути як немагнітним, так і магнітним, що характеризується петлею гістерезису, тобто залежністю магнітної проникності від амплітуди магнітного поля, та залежності магнітної проникності від його частоти [4, 5]. Електропровідність у свою чергу, як і магнітна проникність, може бути функцією просторових координат. Поверхня ОК може містити неоднорідності у вигляді різних мікродфектів.

Проведення класифікації методів вимірювання АМК УЗЧД потребує виділення класифікаційних ознак. Однією з ознак можна зазначити наявність механічного контакту, тобто розрізняють контактні та безконтактні методи.

Контактні методи полягають у безпосередньому механічному контакті первинного перетворювача (ПП) з ОК. Безконтактні методи характеризуються відсутністю механічного контакту ПП з ОК. Контакт ПП з ОК, у випадку безконтактних методів, полягає у взаємодії поля (електричного, магнітного, електромагнітного або ультразвукового), створюваного ПП з ОК – активні ПП, та взаємодії ультразвукового поля ОК з ПП – пасивні ПП [6 – 9], тобто ще однією класифікаційною ознакою є форма взаємодії ПП з ОК, згідно чого розрізняють активні та пасивні ПП, ПП ближньої та дальньої локації.

На рис. 2 зображено торець робочої накладки ультразвукового молотка, який наглядно відображає суть поставленої проблеми, АМК якого потрібно виміряти.



Рис. 2. Торець робочої накладки ультразвукового молотка

Найбільш прості серед контактних методів – ті, що реєструють АМК за допомогою п'єзоелектричних сенсорів [7, 8]. Вони дозволяють проводити вимірювання з високою точністю в діапазоні низьких частот та відносно великих АМК, але внаслідок своєї великої інерційності, яка призводить до спотворення форми сигналу, ускладнюючи вимірювання АМК високої частоти та малої амплітуди. Крім того, якщо маса ОК невелика, то такий сенсор може суттєво впливати

на характер АМК, що також вносить додаткову похибку у вимірювання.

Вимірювальній схемі без підсилювача сигналу з п'єзоперетворювача характерний нижній поріг вимірювання АМК 10 мкм. Застосування підсилювача дозволяє розширити нижній діапазон АМК до 1 мкм. Більш точне вимірювання вимагає контролю сигналу з п'єзоперетворювача в смузі робочих частот АМК ОК [8].

До переваг контактних методів слід віднести простоту реалізації, точність положення на ОК, невисоку вартість. Проте необхідність встановлення контактного ПП безпосередньо на динамічний ОК різко звужує сферу його застосування.

Серед недоліків контактних ПП слід зазначити неможливість контролю АМК безпосередньо в ході технологічного процесу, за виключенням випадків безпосередньої вбудови ПП в ультразвуковий випромінювач (УЗВ), залежність показів вимірювального пристрою від сили притискання ПП [8], схильність ПП та лінії зв'язку до шкідливих, з точки зору надійності, механічних впливів, що призводять до частих та дорогих збоїв та відмов у системах контролю, застосування тільки тоді, коли маса їх принципово менша маси ОК, відносно слабкий рівень електричного сигналу в порівнянні з мікрофонним ефектом підвідних провідників, власними шумами та іншими завадами, зміна чутливості з часом, що вимагає періодичного калібрування, суттєвий розкид характеристик від зразка до зразка, мала механічна міцність [1, 2].

Тепер розглянемо безконтактний оптичний метод. Слід зазначити, що лазерні оптично-інтерферометричні методи широко використовують при калібруванні апаратури вимірювання АМК. Висока чутливість та точність цих методів [10] забезпечує можливість вимірювання малих високочастотних АМК, а тому є важливими при розробці та калібруванні УЗВ. Розглянемо конкретний метод, що полягає у застосуванні оптичного інтерферометра зі зворотнім зв'язком.

Відбивач інтерферометра складається з активної поверхні УЗВ. Оптична довжина шляху інтерферометра рівномірно змінюється від механічного зміщення лазера відносно ПП, або зміни індексу заломлення середовища на шляху лазерного променя. АМК поверхні ОК оцінюється за амплітудою електричного сигналу спектральної складової вихідного сигналу фотоприймача, що перетворює випромінювання лазера. Якщо одночасно з рівномірною зміною оптичної довжини шляху інтерферометра збуджено напругою УЗВ за законом косинуса з час-

тотою f , вихідний сигнал інтенсивності випромінювання лазера $I(x,t)$ зі зворотнім зв'язком можна представити так:

$$I(x,t) = a_0 + A \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_0}(x + \Delta x \cos(2\pi ft))\right) \quad (1)$$

де a_0 – постійна складова вихідного сигналу випромінювання; A – масштабний коефіцієнт пропорційний величині зворотного зв'язку (у випадку слабкого зворотного зв'язку $A \ll a_0$); λ_0 – довжина хвилі лазерного випромінювання; x – довжина оптичного шляху між лазером та УЗВ; $\Delta x = \xi \eta_0$ – амплітуда зміни оптичного шляху, ξ – АМК поверхні УЗВ, η_0 – оптичний коефіцієнт заломлення середовища.

Спектр сигналу (1) на виході фотопомножувача показано на рис. 3. Амплітуди різних спектральних складових змінюються згідно закону функції Беселя першого роду $J_n(4\pi\Delta x / \lambda_0)$ порядком якої рівний номеру частоти гармоніки збудження ($n=1,2,3,\dots$). Щоб визначити АМК спостережуваної точки на поверхні, можна використати будь-яку спектральну складову $(nf + F)$ або $(nf - F)$ виділеної вузько смуговим $(nf \pm F)$ фільтром, або використанням обох складових, виділених фільтром зі смугою $2F$. У вище наведених виразах $F = 2v / \lambda_0$, $v = dx / dt = \text{const}$ – рівень зміни оптичного шляху інтерферометра. У першому випадку на виході фільтра з'явиться синусоїдальна напруга, а в другому – сигнал, що характеризується биттям двох синусоїдальних коливань. Амплітуда вихідного сигналу залежатиме від Δx , тобто від АМК, представлених також функціями Беселя [3].

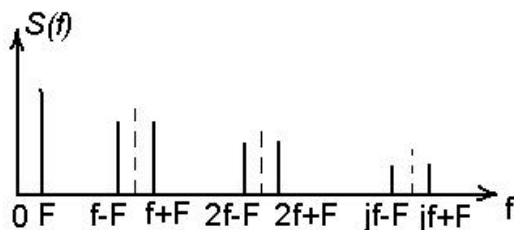


Рис. 3. Частотний спектр вихідного сигналу фотопомножувача

У зв'язку з розвитком цифрових технологій обробки зображення, з'являються методи вимірювання АМК, які полягають у цифровій обробці 2D зображення із субпіксельною роздільною здатністю [11], що дозволяє не тільки покращити точність вимірювання АМК, але й автоматизувати такий процес.

Незважаючи на такі переваги, як висока точність та велика роздільна здатність, можливість точкових вимірювань, оптичним методам характерні такі недоліки, як складність, висока вартість апаратури, великі енергозатрати та високі вимоги до поверхні ОК та оптичного середовища. На практиці такий метод доцільно використовувати для калібрування, градуювання та перевірки УЗВ [12].

Найбільшого поширення серед оптичних методів отримали стробоскопічні оптичні методи. Ці методи полягають у застосуванні мікроскопу, оснащеного окулярною шкалою або сіткою [13 – 15].

Темпи розвитку оптичних технологій показують, що, в перспективі, існують передумови розробки оптичних методів, які не висувають жорстких умов до якості обробки поверхні та необхідності застосування дзеркал, а також жорстких умов до джерела світла, тобто когерентності та стабільності частоти випромінювання, являються компактними та малогабаритними [16]. Однак, вимоги до якості оптичного середовища, яке слугує каналом зв'язку між ОК та ПП залишаються високими.

Тепер розглянемо ємнісний метод. Ємнісний вимірювач мікропереміщень включає в себе ємнісний ПП (ЄПП), що перетворює мікропереміщення поверхні в ємність, та вимірювач ємності, шкала котрого градуйована в одиницях вимірювальної величини. Якість та особливості роботи ємнісних вимірювачів мікропереміщень в першу чергу визначаються параметрами ЄПП. Це пов'язано з тим, що ЄПП, на відміну від іншої частини засобу вимірювання, працює при підвищеній вібрації, в агресивних умовах, при великих коливаннях температури та вологості. Тому близько 80% відмов засобів вимірювання відбувається, в основному, через вихід з класу точності ПП [2, 3, 7, 9].

За принципом дії ЄПП відносяться до параметричної групи, яка характеризується тим, що вимірювальна або контрольована фізична величина – переміщення, перетворюється в параметр електричної ланки – ємність [7, 9].

Раніше ЄПП використовувались у вигляді двоелектродного конденсатору. При цьому основна ємність ЄПП залежала не тільки від конструктивних параметрів конденсатору, але й від близькості розміщення окремих предметів, їх відносного переміщення та ємності з'єднувальних кабелів та проводів, які вносять нестабільність при проведенні вимірювань.

Від цього недоліку в значній мірі вільні триелектродні ЄПП, в яких вимірюється частко-

ваємність між високо потенційним та низько потенційним електродами, що розміщені в екрані. До недоліків триелектродних ЄПП слід віднести те, що часткові ємності між потенціальними електродами та екраном при увімкненні ЄПП в трансформаторний міст шунтують генератор або індикатор рівноваги [17].

За способом увімкнення ЄПП поділяються на одноємнісні, напівдиференційні та диференційні [7].

В одноємнісних ЄПП переміщення діє на один робочий конденсатор, а зразковий конденсатор постійної ємності знаходиться у вимірювальному пристрої; для напівдиференційних – зразковий конденсатор розміщено в одному корпусі з робочим, і вони виконуються за можливістю ідентичними; в диференційних – обидва конденсатори є робочими та розміщені в одному корпусі.

Переміщення змінює ємність ЄПП шляхом дії на будь-який його параметр: ефективна площа електродів або відстань між електродами, діелектричну проникність ізолятора між електродами конденсатору, як видно з такої формули: $C = \varepsilon_0 \varepsilon_r (n-1) S / d$, де n – число пластин, S – площа однієї сторони пластини, d – товщина діелектрику, ε_r – відносна діелектрична проникність та $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м.

Аналіз суттєвих ознак, що визначають конструкцію ЄПП та принцип їх функціонування, показав, що для вимірювання малих та надмалих переміщень доцільно використовувати ЄПП зі змінним зазором [7].

На рис. 4 показано декілька ЄПП, а на рис. 5 зображена залежність ємності від а) відстані між пластинами, б) часткового перекриття, в) діелектричної проникності.

Як видно з рис. 5 лише залежність ємності від відстані (рис. 5, а) нелінійна, проте її можна зробити лінійною за допомогою електронних ланок.

Як правило для отримання вихідного сигналу змінний ЄПП підключають до ланки постійного струму зі зміщенням або до мосту змінного струму. Оскільки зміна ємності невелика, порядку декількох пікофарад, ЄПП можна включити з підсилювачем зі зворотним зв'язком або забезпечувати частотну модуляцію високо-частотного генератора.

Тепер розглянемо переваги та недоліки ЄПП. До переваг ємнісних сенсорів доцільно віднести такі: висока чутливість, простота пристрою, малі габарити та вага, мала інерційність, незначні зусилля електричної взаємодії між обкладинками сенсора.

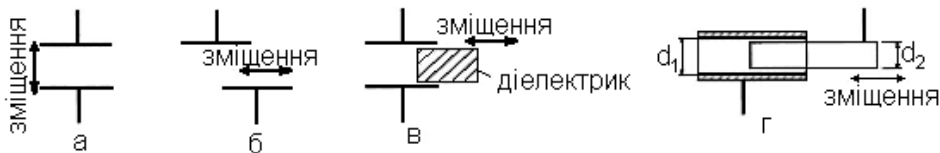


Рис. 4. Ємнісні перетворювачі: а – ЄПП за зміною відстані; б – ЄПП за зміною площі перекриття плоских пластин конденсатору; в – ЄПП зі зміною діелектричної проникності зазору конденсатору; г – ЄПП за зміною площі перекриття циліндричних пластин конденсатору

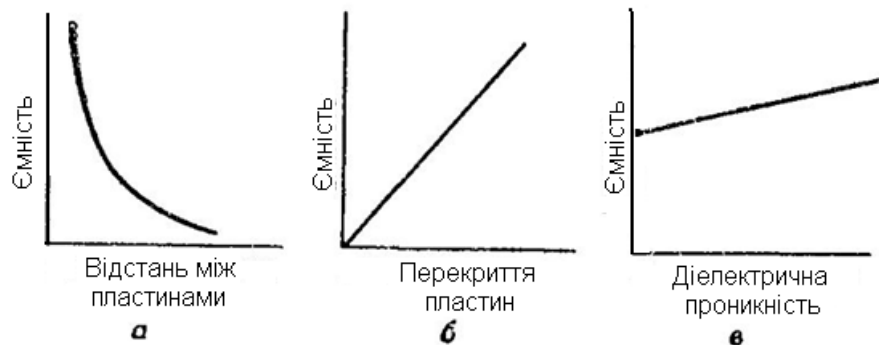


Рис. 5. Залежність ємності від параметрів перетворювача: а – функціональна залежність ємності ЄПП від відстані між пластинами конденсатору; б – від площі перекриття; в – від діелектричної проникності зазору між обкладинками конденсатору

Що ж до недоліків таких сенсорів, що обмежують їх застосування, то доцільно виділити

наступні: непостійність характеристики при значних змінах умов їх роботи (температури та

вологості зовнішнього середовища і ін.), необхідність використання для включення сенсорів відносно складних вимірювальних схем, а також вимоги до точного виготовлення, в деяких випадках, окремих деталей сенсорів [17].

Тепер розглянемо наступну групу ПП – електромагнітні. Електромагнітні ПП можуть вимірювати практично будь-яку механічну величину, в тому числі й лінійні переміщення [7, 9].

Практично для вимірювання АМК застосовують лише параметричні електромагнітні ПП, тому розглядатимемо лише їх. Параметричні електромагнітні ПП реалізують такі дві основні різновидності функцій перетворення:

$$L = w^2 \frac{\operatorname{Re}(Z_m)}{Z_m^2}$$

$$M = w_1 w_2 \frac{\operatorname{Re}(Z_m)}{Z_m^2}$$

де L – індуктивність обмотки одноконтурного ПП, який має w витків; M – взаємна індуктивність обмоток двоконтурного ПП з кількістю витків первинної w_1 та вторинної w_2 обмоток; $\operatorname{Re}(Z_m)$ – дійсна частина магнітного опору Z_m :

$$Z_m = \oint \frac{dl}{\mu S}$$

де інтегрування ведеться за замкненим контуром магнітної ланки, який має площу поперечно-го перерізу S та магнітну проникність μ .

Прийнято виділяти в групі параметричних електромагнітних ПП індуктивні, трансформаторні та вихроструміві.

Принцип дії індуктивних ПП базується на перетворенні зміни магнітного опору, що обумовлений дією вимірювальної величини, в електричний сигнал. Зміна магнітного опору ланки ПП обумовлена зміною геометричних розмірів повітряних зазорів магнітопроводу. На рис. 6 показано типові конструкції індуктивних ПП.

Розглянемо принцип дії індуктивних ПП на прикладі ПП, який зображено на рис. 6, а, і представляє собою дросель зі змінним повітряним зазором δ . У випадку невеликого зазору, індуктивність L ПП можна оцінити за формулою:

$$L = \frac{w^2}{\frac{l_M}{\mu_r \mu_0 S_M} + \frac{2\delta}{\mu_0 S_0}} \quad (2)$$

де l_M – середня лінія магнітної силової лінії в ярмі якоря; S_M та S_0 – середні площі перерізів осердя та повітряного зазору.

У випадку, коли магнітний опір осердя багато менший магнітного опору повітряного проміжку формула (2) записується так:

$$L = \frac{w^2 \mu_0 S_0}{2\delta}$$

Чутливість ПП до переміщення γ визначається відношенням ΔL до $\Delta \delta$ та визначається так:

$$\gamma = -\frac{w^2 \mu_0 S_0}{2\delta^2}$$

Отже, чутливість ПП обернено пропорційна квадрату величини повітряного зазору δ , тому індуктивні ПП особливо чутливі при малих зазорах та здатні вимірювати зміни зазорів близько 0.1...0.5 мкм. При збільшенні зазору залежність $L = f(\delta)$ стає нелінійною. Підвищити лінійність функції перетворення ПП та точність вимірювання можна, використавши диференційну схему ввімкнення ПП (рис. 6, в).

До переваг індуктивних ПП потрібно віднести велику вихідну потужність сигналу, достатню в багатьох випадках для вимірювання параметрів без підсилювальних пристроїв, високу чутливість, порівняну простоту конструкції.

Недоліком є складність регулювання нуля, тобто компенсації вихідної напруги при відсутності зовнішньої дії. Крім того для зниження завад вони, як правило, потребують екранування, що збільшує їх габарити та масу. Точність вимірювання невисока, особливо це відноситься до пристроїв, що не використовують диференційну схему ввімкнення, або якісь інші схеми, які компенсують негативний вплив зовнішніх факторів [18].

До недоліків індуктивних ПП можна віднести також обмежену зону контролю. Наприклад, прилади типу УБВ-2, що випускались раніше, та в яких використовувались саме індуктивні ПП, не придатні для вимірювання АМК під час технологічного процесу, оскільки потребують наявності вільної площини мінімум 6 мм [8]. Отже, площа вільної площини слугує ще одним обмежувальним фактором.

Наступним типом електромагнітних ПП є трансформаторні ПП. Принцип дії

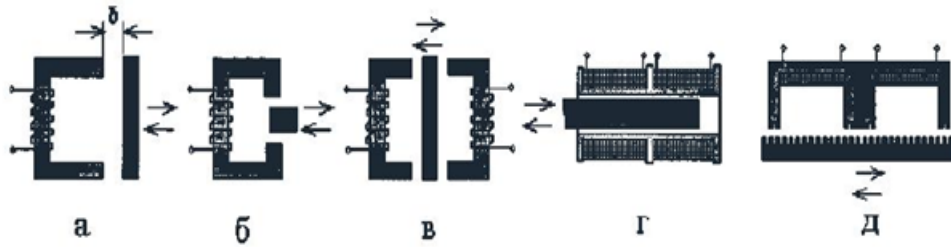


Рис. 6. Конструкції індуктивних ПП: а – ПП за зміною зазору; б – ПП за зміною площі перекриття; в – диференційний ПП; г – диференційний ПП за зміною магнітної проникності; диференційний ПП за зміною площі перекриття

трансформаторних ПП базується на зміні коефіцієнта взаємодуції M між збуджуючою та вимірювальною обмотками.

Трансформаторним ПП з однією вимірювальною обмоткою притаманна невисока точність та нелінійність залежності $e = f(I)$, тому, як правило, використовують диференційну схему ввімкнення, в якій є одна обмотка збудження та дві вимірювальні обмотки, які ввімкнені зустрічно. При нейтральному (симетричному) положенні якоря відносно вимірювальних обмоток напруга на виході рівна нулю. Зміщення якоря відносно нейтрального положення призводить до появи вихідної напруги, причому його фаза при переході через нейтральне положення повинна змінюватись на 180° . Реально вихідна напруга в нейтральному положенні не досягає нуля по-перше, через нелінійність кривої намагніченості магнітопроводу проявляють себе вищі гармонійні складові, по-друге, через наявність ємнісного зв'язку між первинною та вторинною обмотками [18].

Оскільки ОК переважно виготовляється із електропровідних матеріалів доцільно окремо та більш детально розглянути саме вихрострумний метод для вимірювання АМК УЗЧД.

Вихрострумний метод полягає у взаємодії змінного магнітного поля з електропровідним середовищем ОК. При цьому в ОК наводиться електричний струм, згідно закону Фарадея, який ще називають вихровим струмом. Вихровий струм в свою чергу створює магнітне поле, що направлене в протилежному напрямку первинному полю. Параметри вихрового струму визначаються параметрами електропровідного середовища ОК та параметрами первинного магнітного поля на поверхні ОК, а саме його частотою та амплітудою. Слід також зазначити, що у випадку, коли матеріал ОК магнітний, ВСП притаманні властивості індуктивних ПП, які домінуватимуть залежно від магнітних властивостей матеріалу ОК та величини вихрових струмів. З огляду на це доцільно, аналогічно числам подібності (числа Рейнольдса, Харта і

ін.), які визначають межу домінування тих чи інших явищ, ввести число, яке розмежуватиме індуктивні та вихрострумні ПП. У випадку ВСП виконується така умова:

$$2p \left[\frac{2R\mu_1 a_n}{\mu_2 \pi} \sqrt{(c_n^2 + d_n^2)} - 1 \right] \gg 1 \quad (3)$$

$$a_n = \sqrt{\left(\frac{(1+2p)\pi}{4pR} \right)^4 + k^2};$$

$$\tilde{n}_n = \sqrt{0.5 \left(1 + \left(\frac{(1+2p)\pi}{4pR a_n} \right)^2 \right)};$$

$$d_n = \sqrt{0.5 \left(1 - \left(\frac{(1+2p)\pi}{4pR a_n} \right)^2 \right)};$$

де μ_1, μ_2 – відносні магнітні проникності середовища та матеріалу ОК відповідно; R – радіус витка ВСП; p – параметр дискретизації простору за координатою r в циліндричній системі координат; $k = \omega \mu_2 \mu_0 \sigma_2$; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м; ω – кругова частота струму збудження ВСП; σ_2 – питома електропровідність матеріалу ОК.

Нерівність (3) справедлива якщо радіальні розміри котушки ВСП мінімум в 4 рази менші радіальних розмірів ОК та товщина ОК мінімум в 3 рази більша за товщину скін-шару ОК.

Отже ВСП, згідно [4], – пристрій, що складається з однієї або декількох котушок індуктивності, призначених для збудження в ОК вихрових струмів та перетворення електромагнітного поля в сигнал ПП та задовольняє нерівності (3).

Існує багато різноманітних ВСП, які розрізняються за різними класифікаційними ознаками, серед яких можна виділити такі [19]:

- параметричний – трансформаторний;
- абсолютний – диференційний – мультидиференційний;
- прохідний – накладний – комбінований;

Накладні ВСП розміщують поблизу поверхні ОК. Вони мають одну або декілька обмоток. Їх вісі розміщують нормально до поверхні ОК. Проте можливе і поздовжнє розміщення накладних ВСП, коли вісі котушок направлені вздовж поверхні ОК (поздовжні накладні ВСП).

Накладні ВСП дозволяють контролювати геометричні та електромагнітні параметри ОК складної форми. Котушки накладних ВСП можуть бути круглими коаксіальними, прямокутними, прямокутними хрестоподібними, зі взаємно-перпендикулярними вісями та інші [19].

Накладні ВСП виконують з феромагнітними осердями та без них. Завдяки феромагнітному осердю (часто феритовому) підвищується абсолютна чутливість до зміни контрольованих параметрів та формується електромагнітне поле заданої топології. При цьому осердя може бути спільним для обох обмоток, або роздільним, для кожної з обмоток, як збуджуючої так і вимірювальної. Дуже часто осердя використовують для локалізації магнітного поля з метою зменшення зони контролю та, відповідно, підвищення роздільної здатності.

Підвищити роздільну здатність згідно [21] можна також із застосуванням соленоїдних багатосекційних джерел магнітного поля із заданим розподіленням поля в об'ємі простору, проектування яких можна провести із застосуванням структурного синтезу, як наведено в [22], що реалізується за допомогою генетичного алгоритму.

У накладних ВСП локалізація магнітного поля реалізується також за допомогою концентратора у вигляді мідної пластини в якій концентруються вихрові струми, які витісняють магнітне поле в зону контролю. Застосовують також магнітопроводи спеціальної форми, отвори в не феромагнітному електропровідному екрані або коротко замкнутий виток на магнітопроводі [23].

Електромагнітне поле, яке взаємодіє з ОК, створюється за допомогою збуджуючої обмотки. Збуджуюча обмотка в параметричних ВСП одночасно використовується і як чутливий елемент. При цьому про параметри ОК судять з комплексного опору обмотки [4, 19].

В трансформаторних ВСП, крім збуджуючої обмотки є один або декілька чутливих елементів, що реєструють параметри електромагнітного поля. Зазвичай в якості чутливого елемента використовують вимірювальні обмотки. Як збуджуючі так і вимірювальні обмотки виконуються у вигляді котушок індуктивності або намотаних ізольованим про-

водом, або виконаних технологією друкованих плат [4, 23].

Останнім часом все ширше застосовують багатоелементні ВСП з котушками індуктивності, що виконані технологією друкованих плат. На базі таких ВСП можна побудувати багатоелементні ВСП у вигляді лінійок або матриць, забезпечуючи збільшення зони контролю [23], що дозволить виміряти розподіл АМК на випромінюючій поверхні УЗВ.

За способом зчитування інформації із зони контролю ВСП ділять на абсолютні та диференційні (мультидиференційні) [19]. В абсолютних ВСП вихідний сигнал визначається реакцією вихрових струмів з контрольованої ділянки та відповідає абсолютним параметрам ОК в зоні контролю. В диференційних (мультидиференційних) ВСП вихідний сигнал визначається різницею реакції вихрових струмів з сусідніх зон контрольованої ділянки. В простому випадку диференційний ВСП складається з двох ідентичних абсолютних ВСП в яких обмотки збудження ввімкнені послідовно узгоджено, а вимірювальні обмотки – зустрічно. Вихідний сигнал такого ВСП визначається різницею значень параметрів ОК, що вимірюються в зонах розміщення вимірювальних обмоток.

Параметричні ВСП знаходять застосування за рахунок своєї простоти та малих габаритів. Функціональні можливості трансформаторних ВСП перед параметричними полягають в їх більш високій температурній стабільності. Проте слід відзначити, що зміна сигналу, яка пов'язана зі зміною температури, носить плавний характер та легко придушується при виділенні імпульсів вихідної напруги.

Значно суттєвим є можливість використовувати в трансформаторних ВСП не співвісність збуджуючих та вимірювальних котушок (анаксіальні) [19]. При зміщенні вісі збуджуючої та вимірювальної обмоток досягають таких переваг, як підвищення чутливості, за рахунок підвищення густини вихрового струму на контролюючій ділянці; зниження неінформативних складових у вихідному сигналі ВСП за рахунок ослаблення магнітного зв'язку між збуджуючою та вимірювальною обмотками, а також між вимірювальною обмоткою та вихровими струмами в ОК; збільшення глибини контролю за рахунок зменшення затухання густини вихрових струмів від поверхні в зоні віддаленій від збуджуючої обмотки, що особливо важливо в дефектоскопії.

Слід відзначити, що затухання вихрових струмів визначається параметрами η та β , а

само, зі збільшенням цих параметрів затування вихрових струмів зменшується, та наближається до затування в плоскій хвилі. Узагальнений параметр β – безрозмірна величина, що характеризує властивості ВСП, ОК або умови контролю [4] і визначається так:

$$\beta = R\sqrt{\omega\sigma\mu_r\mu_0}$$

Параметр η визначається так [4]:

$$\eta = P/R$$

де P – значення відстані від витка до ОК.

Крім достоїнств зазначених для ЄПП, слід відзначити широку можливість, вибором частоти струму живлення, збільшувати чутливість ВСП до певної контрольованої величини та зменшувати її по відношенню до інших величин, що діють на ВСП. Наприклад, підвищенням частоти живлення струму ВСП можна підвищити чутливість до АМК відносно електропровідної пластини та зменшити її до електропровідності матеріалу цієї пластини.

Серед недоліків слід відзначити, що в деяких випадках характеристики розглядуваних ВСП в незначно більшому ступені, ніж ємнісні, залежать від температури зовнішнього середовища [4, 23 – 25].

Вимірювання АМК можливо із застосуванням методів радіолокації. Такий метод полягає в опроміненні ОК високочастотними полями (електромагнітні, ультразвукові), в розглядуваному випадку ультразвуковими випромінюваннями в частотному діапазоні 115 кГц ... 2МГц і вище. Порівняння прямих та відбитих хвиль дозволяє встановити всю послідовність положення ОК в просторі та, таким чином, дослідити АМК ОК. Такий підхід, теоретично, дозволяє дослідити АМК в широкому частотному діапазоні. Верхній частотний діапазон АМК визначатиметься частотою випромінювання УЗВ ПП. Довжина хвилі ультразвукових полів зменшується з підвищенням частоти УЗВ ПП. В розглядуваному діапазоні довжин ультразвукової хвилі, режим роботи УЗВ ПП представляє собою область геометричної оптики. Отже, недоліки та переваги, які характерні для оптичного інтерференційного методу і описані вище, будуть характерними і для ультразвукового методу. А саме, підвищені вимоги до якості поверхні ОК, вимоги до стабільності параметрів навколишнього середовища (температура), оскільки вони визначають параметри ультразвукової хвилі. Застосування різних схем термокомпенсації дозволяє суттєво покращити якість вимірювання, проте призводить до ускладнення вимірювального пристрою.

Такі дестабілізуючі фактори як зміна базової відстані, зміна довжини ультразвукової хвилі, що обумовлені вібрацією кріплення УЗВ ПП, рухом повітря в акустичному тракту, зміною температури та іншими факторами призводять до дестабілізації робочої точки вимірювального тракту. Вплив зазначених факторів лежить в низькочастотному діапазоні ~20 Гц, тому їх легко усунути, наприклад застосуванням системи ФАПЧ.

Реалізований пристрій для вимірювання вібрації в частотному діапазоні до 20 кГц, діапазоні АМК 0.01 мкм..10 мм та робочою частотою випромінювання УЗВ ПП 250 кГц описано в роботі [26].

Відомостей щодо вимірювання АМК в частотному діапазоні до 100 кГц у автора не має, проте, як видно з вище наведеного, такий метод вимірювання АМК має перспективи.

Ще однією класифікаційною ознакою є спосіб отримання вимірювальної інформації, тобто прямий і непрямий метод вимірювання АМК УЗЧД. Вище розглянуто прямі методи вимірювання, коли вимірювальна інформація отримується безпосередньою взаємодією з вимірювальним параметром ОК. Непрямий метод полягає в залежності АМК УЗВ від будь-якого іншого параметру УЗВ, який певним чином пов'язаний з вимірювальним параметром УЗВ, наприклад, струму його живлення [27]. Такий метод можна математично описати так:

$$\xi = k_M(I_{\mathcal{E}} - I_0)$$

де k_M – коефіцієнт пропорційності, $I_{\mathcal{E}}$ – струм живлення, I_0 – струм зміщення.

Переваги цього методу очевидні, а саме, відсутність зовнішніх пристроїв, простота реалізації.

До недоліків слід віднести необхідність індивідуального налаштування, тобто визначення параметру k_M , зміну цього параметру під час технологічного процесу, що пов'язано зі зміною параметрів робочого середовища та параметрів матеріалу УЗВ під впливом температури.

Такий метод було реалізовано у Бійському технологічному інституті (Російська Федерація). Як показують проведені експерименти точність складає $\approx 10\%$.

На основі проведеного вище огляду методів вимірювання АМК УЗЧД було розроблено класифікаційну схему, яка зображена на рис. 7.

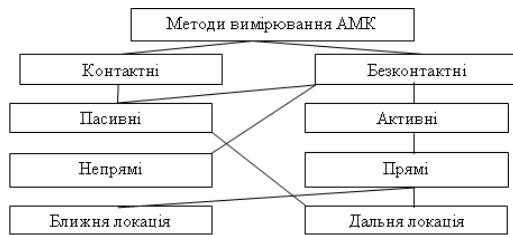


Рис. 7. Класифікація методів вимірювання АМК УЗЧД

Отже, проведено загальну класифікацію та огляд методів вимірювання АМК УЗЧД, яка спрощує вибір методу вимірювання АМК для конкретного ОК, виходячи з його геометричних та електрофізичних параметрів, умов проведення вимірювання.

Висновки

Запропоновано класифікацію та наведено короткий огляд методів вимірювання АМК УЗЧД, що дозволило провести узагальнення та вибрати вихрострумний метод для вимірювання АМК з метою його подальшого удосконалення та розробки універсальної методики вимірювання АМК УЗЧД. Конкретизовано визначення вихрострумного методу та наведено вираз, який дозволяє розмежувати індуктивні та вихрострумні ПП.

Вихрострумному методу, незважаючи на простоту реалізації як ПП так і вимірювального пристрою, характерні недоліки, які не дозволяють широко застосовувати його в практиці вимірювання АМК УЗЧД. Вирішення їх дозволить суттєво розширити діапазон застосування методу та розробити універсальну методику вимірювання АМК УЗЧД що і планується в подальшому зробити.

Література

- Leonov G. V., Khmelev V. N., Savin I. I. Automation of the amplitude measurement process of ultrasonic oscillatory systems irradiating surface. Biysk, // 6th International Siberian workshop and tutorial EDM'2005, session II, July 1-5, ERLAGOL, p.64-67
- Волковец А. И., Руденко Д. Ф., Гусинский А. В, Кострикин А. М. Радиоволновой бесконтактный метод измерения параметров движения вибрации. // Доклады БГУИР Октябрь-Декабрь 2007 №4(20), 58-64 с.
- Иорш Ю. И. Виброметрия. Измерение вибрации и ударов. Общая теория, методы и приборы. Москва 1963 – 773с.
- Дякин В. В., Сандовский В. А. Теория и расчет накладных вихретоковых преобразователей. – М.: Наука, 1981. – 137 с.
- Сандовский В. А., Дякин В. В., Дударев М. С. О частотной зависимости магнитной проницаемости при контроле накладными преобразователями. // Дефектоскопия 1997, №1, 63-66 с.
- Макаров Л. О. Акустические измерения в процессах ультразвуковой технологии, - М., Машиностроение, 1983
- Ж. Аш, П. Андре, Ж. Бофрон, П. Дегут. Датчики измерительных систем: // В 2-х книгах. Кн. 2 Перевод с франц. – М.: Мир, 1992. – 424 с., ил.
- Ланин В. Л., Дежкунов Н. В., Томаль В. С. Приборное обеспечение измерения параметров ультразвуковых воздействий в технологических процессах. // Технология и конструирование в электронной аппаратуре, 2008, №2, стр. 51 – 56.
- Поліщук Є. С., Дорожовець М. М., Івахів О. В. та ін. Засоби та методи вимірювань неелектричних величин: Підручник / За ред. проф. Є.С. Поліщука – Львів: Видавництво «Бескид Біт», 2008. – 618 с.
- Шмальгаузен В. И. Новые приборы и методы измерений. Интерферометры для изучения малых колебаний. // Успехи физических наук. т.132, вып.4 декабрь 1980г. стр. 679-684.
- P. Santoz, E. Carry, J.-M. Friedt, S. Ballandras Digital image processing for measuring 2D vibration amplitudes with subpixel resolution: application to the quartz tuning fork. Frequency Control Symposium, 2007 Joint with the 21st European Frequency and Time Forum. IEEE International. May 29 2007 – June 1 2007. p. 1225-1228.
- Барсуков Р. В., Савин А. Н., Цыганок С. Н., Хмелев В. Н. Исследование механических колебаний в системах с высокой добротностью методом оптического стробоскопического наблюдения. // Межвузовский сборник «Измерения, автоматизация и моделирования в промышленности и научных исследованиях», Бийск, 2001 г., стр. 224-229.
- Макаров Л. О. Акустические измерения в процессах ультразвуковой технологии. – М.: Машиностроение 1983.
- Патент Российской Федерации №2004132109, Способ измерения амплитуды колебаний излучающей поверхности ультразвуковой колебательной системы. В. Н. Хмелев, И. И. Савин, Р. В. Борсуков, С. Н. Цыганок, 2004

15. The patent of the Russian Federation №2292530, 2006. An expedient of measuring of a vibration amplitude // G. V. Leonov, V. N. Khmelev, I. I. Savin, D. S. Abramenko.
16. Соколов А. Н., Яцеев В. А. Волоконно-оптические датчики и системы: принципы построения, возможности и перспективы. // Измерительная техника №4, 2006, стр. 42-44.
17. Горбовой Г. М. Приборы контроля линейных перемещений на основе бесконтактных электроемкостных трехэлектродных первичных измерительных преобразователей. Дисс. д.т.н. 2006, стр.
18. В. И. Смирнов Методы и средства функциональной диагностики и контроля технологических процессов на основе электромагнитных датчиков / Ульяновский государственный технический университет. - Ульяновск: УлГТУ, 2001, - с. 190.
19. В. Н. Учанин Вихретоковые накладные преобразователи: расширенная классификация, сравнительный анализ и характерные примеры реализации (Обзор). // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2010, №4, с. 24 – 30.
20. В. А. Викторов, Б. В. Лункин, А. С. Совлуков. Высокочастотный метод измерения неэлектрических величин. – М. 1973.
21. М. А. Воробьев Интеллектуальная система компьютерного проектирования соленоидальных многосекционных источников магнитных полей с заданным распределением поля в объеме пространства. // Искусственный интеллект. 2004, №1, стр. 144 – 151.
22. А. К. Павлов, В. Я. Гальченко Информационные модели для проектирования источников магнитных полей. // Информационные технологии. 2002, №7, стр. 47 – 53.
23. Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник/ В. В. Ключев, Ф. Р. Соснин, А. В. Ковалев и др.; Под ред. В. В. Ключева. 3-е изд., испр. и доп. – М.: Машиностроение, 2005. – 656 с.
24. В. Г. Герасимов, Ю. А. Останин, А. Д. Покровский. и др. Неразрушающий контроль качества изделий электромагнитными методами – М.: Энергия, 1978. – 216 с., ил.
25. Б. А. Агранат, В. И. Башкиров, Ю. И. Китайгородский, Н. Н. Хавский Ультразвуковая технология. // под ред. докт. техн. наук проф. Б. А. Аграната – Москва «Металлургия» 1974. – стр. 504.
26. В. В. Казаков Ультразвуковой фазовый измеритель вибраций для задач вибрационной диагностики. // Датчики и системы. 2009, №11 (126), стр. 39 – 42.
27. Ультразвук. Маленькая энциклопедия. // И. П. Голямина. – М.: Издат. «Советская энциклопедия», 1979, – 400 с.

Информационные системы и технологии

УДК 621.372

А.А. Власенко, А.А. Трубин, д-р техн. наук

Анализ изменения формы импульсов при их передаче через полосовые фильтры оптических систем связи

Обсуждается проблема искажения формы импульсов при их передаче через мультиплексеры оптических систем связи. Рассматриваются импульсы с прямоугольными и нормальными, а также солитоноподобными и супергауссовскими огибающими. Сформулированы требования, предъявляемые как к самим импульсам, так и фильтрам, а также источникам излучения волоконно-оптических систем связи.

Pulse shape influence at it passing through multiplexers of the optical communication systems is studied. Investigation results of most widespread optical pulse envelope in dependence of it duration, frequency, modulation and so on were studied. Rectangular and normal pulses as well as soliton-like and super-Gaussian pulses were analyzed. It's formulated requirements both to the pulse parameters, filters and to sources of fiber-optic communication systems.

Ключевые слова: гауссовский оптический импульс, супергауссовский импульс, прямоугольный и солитоноподобный импульс, частотная модуляция, полосовой фильтр, микрорезонатор.

Введение

На сегодняшний день волоконно-оптические линии связи позволяют обеспечить наибольшую скорость передачи информации. Для увеличения скорости битового потока в магистральных оптических линиях широко используется метод частотного мультиплексирования, когда каждому каналу выделяется заданная часть полосы частот кабельной линии. В оптических системах связи частотное мультиплексирование каналов называется мультиплексированием по длинам волн (WDM – wavelength-division multiplexing). Для объединения или разделения сигналов по длинам волн применяются различные виды мультиплексеров или демультиплексеров, чаще всего выполняемых на основе дифракционных решеток. Их основным недостатком является невозможность обеспечения нужной избирательности спектральных характеристик, поэто-

му в последнее время все шире начинают использоваться традиционные для более длинноволновых диапазонов (сантиметрового и миллиметрового) мультиплексеры, построенные на основе полосовых фильтров (ПФ), с применением высокодобротных диэлектрических микрорезонаторов с волнами шепчущей галереи [1 – 4].

Постановка задачи

Традиционно, при постановке задачи выбора полос пропускания фильтров, обеспечивающих корректную обработку сигналов, обращают внимание только на отдельные числовые значения параметров их АЧХ. В большинстве случаев, когда речь идет о многоканальной системе передачи, то как правило учитывается только возможность обеспечения необходимого уровня подавления от соседних каналов. При этом проблема влияния фильтров на свойства передаваемых через них импульсов не рассматривается вовсе. Между тем, данный вопрос требует тщательного изучения, т. к. не смотря на то, что по ширине полосы пропускания ПФ и может удовлетворять требованиям передачи с заданной скоростью, сигналы на его выходе могут оказаться неприемлемыми для корректного приема по таким параметрам, как форма, длительность, или задержка во времени.

Поэтому целью настоящей статьи является исследование влияния параметров фильтров, на форму огибающих наиболее часто используемых оптических сигналов.

Для решения поставленной задачи в данной работе предполагается рассчитать характеристики типичного ПФ, найти аналитические соотношения для формы огибающих рассеянных импульсов, исследовать влияние основных параметров системы, обосновать и сформулировать требования, предъявляемые к оптическим импульсам и ПФ.

Пусть на вход ПФ, выполненного на основе N кольцевых микрорезонаторов (рис. 1, а), по волоконно-оптической линии падает импульс с огибающей электрического поля $E_{in}(t)$. При этом на выходе ПФ регистрируется импульс с

огибающей $E_{out}(t)$. Необходимо исследовать форму выходного импульса в зависимости от параметров входного импульса при известных характеристиках ПФ.

Расчетные соотношения

Обратимся вначале к проблеме изменения формы одиночных импульсов при их прохождении через ПФ мультиплексера оптической системы связи.

С этой целью рассмотрим модель оптического фильтра, реализованного, например, на

семи микрорезонаторах ($N = 7$) с волнами шепчущей галереи. Частотные зависимости коэффициентов передачи $20\lg|T(f)|$ и отражения $20\lg|R(f)|$ фильтра, рассчитанные электродинамическим методом, приведенным в работе [5], показаны на рис. 1, б. Основные параметры фильтра таковы: полоса пропускания по уровню затухания минус 3 дБ - 433,8 ГГц; центральная частота - 192,5 ТГц; минимальное затухание - 0,187 дБ; полоса пропускания по уровню минус 30 дБ - 684 ГГц

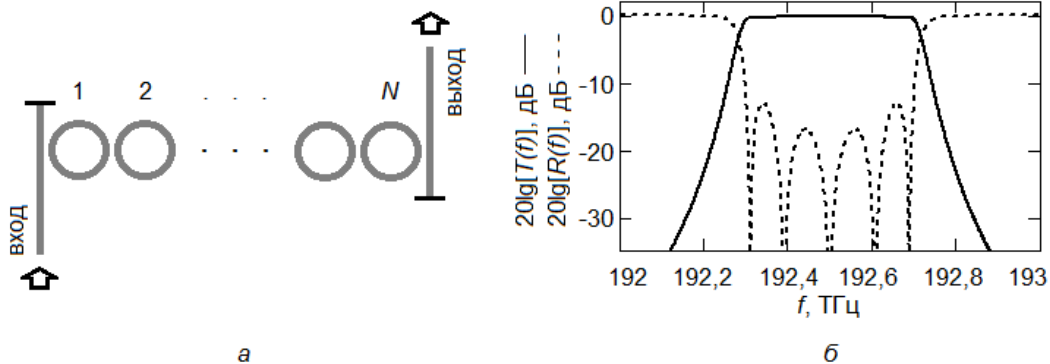


Рис. 1. А – схема полосового оптического фильтра на кольцевых микрорезонаторах; б – амплитудно-частотная характеристика семизвенного фильтра

Исходя из предположения о том, что полоса пропускания с некоторым запасом должна быть несколько большей, чем полоса, занимаемая сигналом, можно сделать вывод о том, что данный фильтр может быть использован для передачи сигналов со скоростью до 400 Гбит/с. Например для синхронного модуля STM-1024 иерархии SDH. При этом можно применить сетку с разносом несущих частот не менее 342 ГГц, например с шагом 400, 500, 600, 1000 ГГц для технологии WDM, или 1250 и 2500 ГГц в случае грубого волнового мультиплексирования CWDM.

Воспользовавшись результатами работы [6], найдем аналитические выражения для формы импульсов на выходе ПФ:

1) с прямоугольной огибающей:

$$E_{in}(t) = \theta(t - t_1) - \theta(t - t_2);$$

$$E_{out}(t) = E_{out}(t, t_1) \cdot \theta(t - t_1) - E_{out}(t, t_2) \cdot \theta(t - t_2); \quad (1)$$

$$E_{out}(t, t_1) = \frac{\omega_0}{1 + 2iQ_D} \sum_{s=1}^N A_s \frac{e^{i(\omega_s - \Omega)(t - t_1)} - 1}{\omega_s - \Omega}, \quad t \in [t_1, \infty);$$

2) с гауссовской огибающей:

$$E_{in}(t) = \frac{1}{\sigma} e^{-\frac{1+iC}{2} \left(\frac{t}{\sigma}\right)^2}; \quad (2)$$

$$E_{out}(t) = \frac{E_{in}(t)}{\sqrt{1+iC}} \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{i\omega_0\sigma}{1+2iQ_D} \sum_{s=1}^N A_s e^{\frac{z_s^2}{2}} \operatorname{erfc} \left[\frac{z_s(t)}{\sqrt{2}} \right]$$

где $z_s(t) = -\frac{t}{\sigma_c} + i(\Omega - \omega_s)\sigma_c$, $\sigma_c = \frac{\sigma}{\sqrt{1+iC}}$; постоянная C определяет величину частотной модуляции несущей [7]; σ – полуширина импульса;

3) а также солитонно-подобных импульсов с огибающей, изменяющейся по закону гиперболического секанса:

$$E_{in}(t) = \operatorname{sech} \left(\frac{t}{\sigma} \right);$$

$$E_{out}(t) = \frac{i\omega_0\sigma}{1+2iQ_D} \sum_{s=1}^N A_s e^{i(\omega_s - \Omega)t} \int_{-\infty}^t e^{i\sigma(\Omega - \omega_s)\xi} \operatorname{sech}(\xi) d\xi; \quad (3)$$

4) с супергауссовской огибающей:

$$E_{in}(t) = e^{-1/2(t/\sigma)^{2m}};$$

$$E_{out}(t) = \frac{i\omega_0\sigma}{1+2iQ_D} \sum_{s=1}^N A_s e^{i(\omega_s-\Omega)t} \times \int_{-\infty}^t e^{i\sigma(\Omega-\omega_s)\xi} \exp\left[-\frac{1}{2}(\xi^{2m})\right] d\xi \quad (4)$$

Здесь $E_{in} = E_{in}(t)$ определяет временную зависимость электрической компоненты поля огибающей падающего импульса, а $E_{out} = E_{out}(t)$ – зависимость от времени электрической компоненты поля огибающей импульса, прошедшего через полосовой фильтр; параметр m определяет крутизну фронта импульса, а также степень его прямоугольности [7]; $\theta(t)$ – функция Хевисайта; ω_0 – центральная круговая частота фильтра; $Q_D = 1/\text{tg}\delta$, $\text{tg}\delta$ – тангенс угла потерь материала диэлектрических микрорезонаторов, из которых изготовлен фильтр; а A_s – амплитуды их вынужденных колебаний [5]; ω_s – комплексные частоты связанных колебаний системы микрорезонаторов фильтра; Ω – круговая частота несущей оптического импульса; $\text{erfc}(z)$ – функция Гаусса [8]; $i = \sqrt{-1}$.

Результаты вычислений

На рис. 2 приведены результаты расчета по формулам (1) огибающих оптических импульсов прямоугольной формы разной длительности, прошедших через 7-резонаторный полосовой фильтр (рис. 1) с частотой несущей равной центральной частоте полосы пропускания фильтра: $\Omega = \omega_0$.

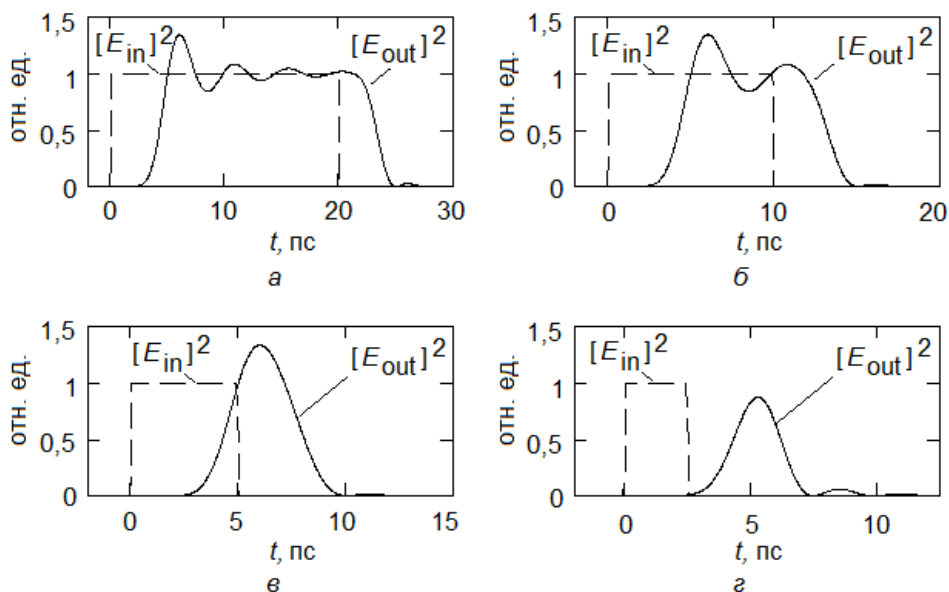


Рис. 2. Изменение формы прямоугольных оптических импульсов после прохождения полосно-пропускающего фильтра, длительностью: а – 20 пс; б – 10 пс; в – 5 пс; г – 2,5 пс

Из приведенных данных следует, что на выходе фильтра наблюдаются импульсы заметно изменившейся формы, которые при уменьшении длительности (а значит, расширении спектра) стремятся к огибающей близкой к гауссовской. Имеются побочные всплески, число и интенсивность которых возрастает с уменьшением длительности импульса (рис. 2, г). И если для одиночного импульса их влияние еще не оказывается таким заметным, то при моделировании последовательности, особенно при увеличении скорости передачи, появление подобных всплесков может существенно изменить интерференционную картину на выходе фильтра, что в этом случае ставит под вопрос возможность их правильного детектирования.

Проведенные расчеты также показывают, что в случае коротких прямоугольных импульсов, временной интервал между ними должен превышать по крайней мере их удвоенную длительность (рис. 3).

Кроме того, за счет перераспределения интенсивности, длительность импульса может уменьшаться, причем тем сильнее, чем выше скорость потока. Так для модуля STM-64 импульс сужается в 1,04 раза. Следует также отметить существенную разницу между амплитудами импульсов, наблюдаемую на выходе фильтра: для скоростей 40 и 160 Гбит/с она уменьшается почти в два раза, а значит, сокращается эквивалентная протяженность оптического тракта, который можно реализовать без применения оптических усилителей.

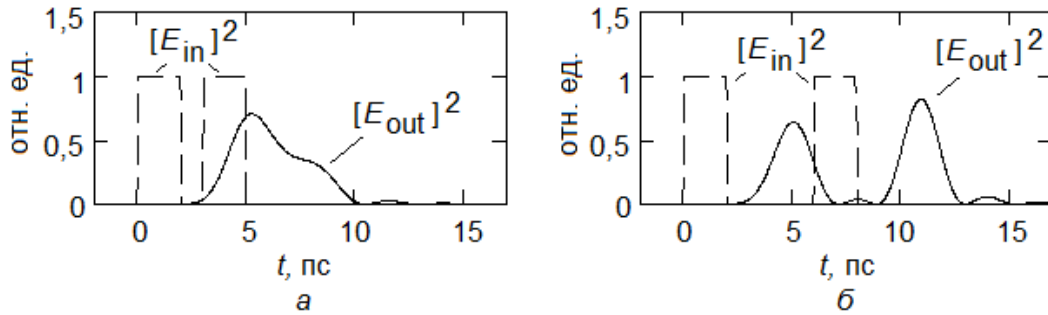


Рис. 3. Взаимное влияние соседних импульсов. Длительность импульсов $\delta t_{\min} = 2$ пс; временной интервал между соседними импульсами: а - $\delta t = 3$ пс; б - $\delta t = 6$ пс

Еще одним важным параметром, требующим подробного рассмотрения, является временная задержка импульса. Сравнивая между собой импульсы потоков STM-256 и STM-1024, наблюдается существенное увеличение задержки. Для передачи обычных данных указанная задержка, вероятно, не будет иметь существенного значения, но в случае, если в потоке присутствует чувствительный к этому параметру трафик, появление ее может существенно сказаться на качестве обслуживания.

На рис. 4 показаны результаты моделирования по формулам (2) оптических импульсов с гауссовскими огибающими при различных значениях частотной модуляции. Как следует из приведенных данных, указанный параметр заметно уменьшает амплитуду импульса в области $|C| > 1$.

Результаты моделирования изменения формы огибающих солитоноподобного и супергауссовского импульсов, полученные по формулам (3), (4), показаны на рис. 5. Обращает на

себя внимание малая величина побочных всплесков солитоноподобных импульсов, а также импульсов с гауссовской огибающей при отсутствии частотной модуляции.

В заключение рассмотрим влияние отклонения средней частоты несущей Ω оптического импульса от центральной частоты ω_0 полосы пропускания фильтра, которая может быть обусловлена нестабильностью генерации источника. Как следует из расчетов, представленных на рис. 6, указанное отклонение несущей сказывается в большей степени на импульсах прямоугольной формы, в то время как импульсы с гауссовской огибающей демонстрируют заметно большую устойчивость по отношению к этому виду возмущений. Вместе с тем, по проведенным вычислениям можно сделать вывод о заметном влиянии нестабильности оптических источников излучения на форму и амплитуду импульсов после прохождения их через каналные фильтры.

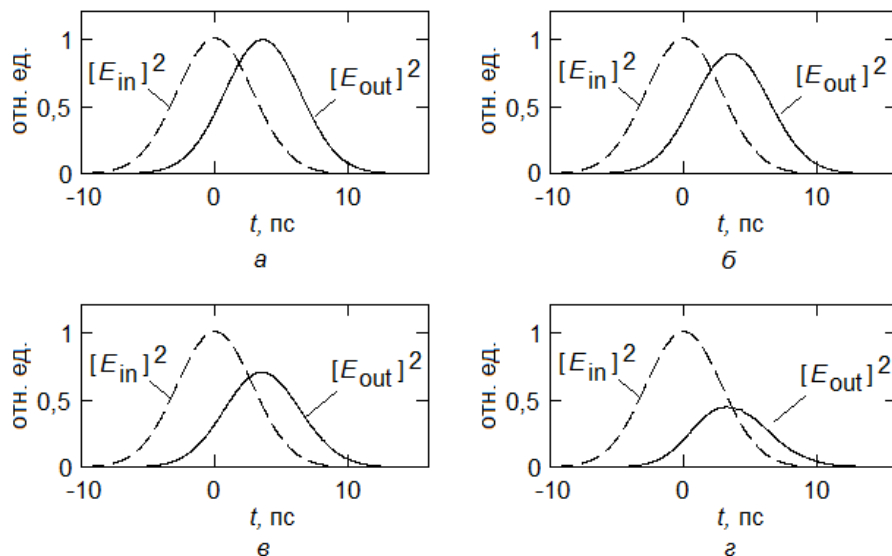


Рис. 4. Изменение формы гауссовских оптических импульсов с $\sigma = 4$ после прохождения полосно-пропускающего фильтра с АЧХ, показанной на рис. 1, б: а - $C = 0$; б - $C = 0,5$; в - $C = 1$; г - $C = 2$

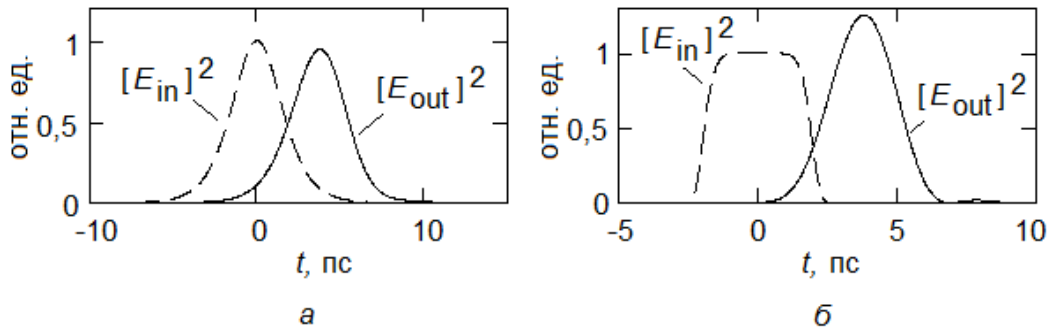


Рис. 5. Изменение формы: а – солитоподобного импульса ($\sigma = 2$); б – супергауссовского импульса ($\sigma = 2; m = 4$) при прохождении через ПФ

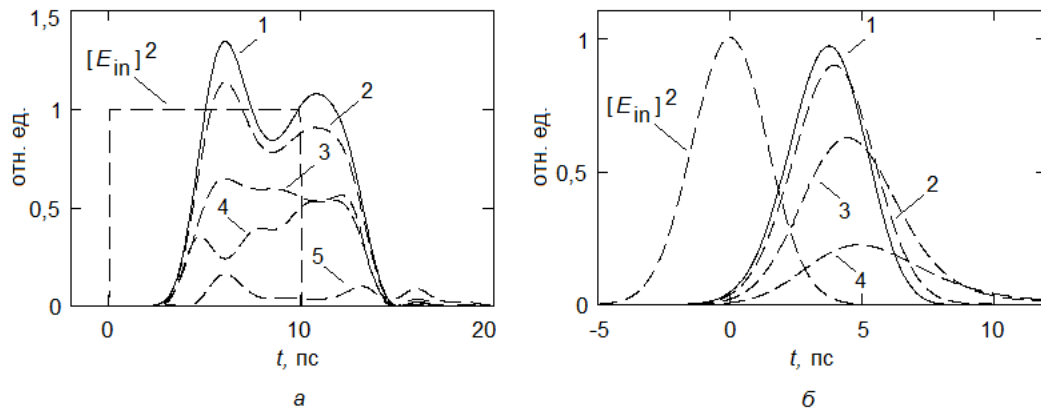


Рис. 6. Влияние отклонения центральной частоты несущей на импульсы: а – прямоугольной формы: 1 – $\Omega = \omega_0$ ТГц; 2 – $\Omega = \omega_0 + 0,1$ ТГц; 3 – $\Omega = \omega_0 + 0,2$ ТГц; 4 – $\Omega = \omega_0 + 0,5$ ТГц; 5 – $\Omega = \omega_0 + 1$ ТГц; б – с гауссовской огибающей ($\sigma = 4; C = 0$): 1 – $\Omega = \omega_0$ ТГц; 2 – $\Omega = \omega_0 + 0,5$ ТГц; 3 – $\Omega = \omega_0 + 1$ ТГц; 4 – $\Omega = \omega_0 + 1,5$ ТГц

Выводы

В результате проведенных исследований можно сформулировать следующий перечень требований к параметрам оптических импульсов, применяемых в системах связи, использующих волновое мультиплексирование на основе использования полосовых фильтров.

1. Ширина полосы пропускания канального фильтра должна как минимум в 5 – 6 раз превышать обратную величину минимальной длительности передаваемых оптических импульсов δt_{\min} .

2. Отсутствие заметной задержки импульсов на выходе канального фильтра требует по меньшей мере дополнительного удвоения полосы фильтра.

3. Временной интервал между соседними импульсами передаваемого потока не может быть меньшим двух значений минимально допустимой длительности импульсов δt_{\min} .

4. Частотная модуляция импульсов при использовании ПФ в качестве элементов мульти-

плексеров является крайне нежелательной, т. к. ее появление приводит только к уменьшению амплитуды передаваемых сигналов.

5. Величина относительной нестабильности несущей частоты оптического источника сигналов не должна превышать по крайней мере значений 0,01 %.

Соблюдение перечисленных выше условий позволяет обеспечить допустимый уровень искажений и, следовательно, необходимое качество передачи и приема оптических сигналов при использовании мультиплексеров, выполненных на основе системы полосовых фильтров в линейном режиме распространения. Приведенные в работе соотношения для формы огибающих импульсов могут быть использованы в дальнейшем для оптимизации оптических канальных трактов с конкретными параметрами передачи.

Литература

1. *Little B.E., Chu S.T., Haus H. A., Foresi J., Laine J. P. Microring Resonator Channel Dropping Filters // IEEE Journal of Lightwave Technology. – 1997. – №16 (6) – P. 998–1005.*
2. *Schweib O., Frigyes I. Vernier operation of series coupled optical microring resonator filters // Microwave and optical technology letters. – 2003. – Vol. 39, №4. – P. 257–261.*
3. *Hermann A.H., Milos A.P., Michael R.W., Manolatos C. Optical Resonators and Filters. – Cambridge: Massachusetts Institute of Technology. 2004. – 36 p.*
4. *Xiao S., Khan M.H., Shen H., Qi M. A highly compact third-order silicon microring add-drop filter with a very large free spectral range, a flat passband dispersion and a low delay // Optics Express. – 2007. – Vol. 15. №22. – P. 14765–14771.*
5. *Трубин А.А. Рассеяние электромагнитных волн на системах связанных диэлектрических резонаторов // Радиоэлектроника. – 1997. – №2. – С. 35–42.*
6. *Трубин А.А. Розсіювання мікрохвильових пакетів на системах зв'язаних діелектричних резонаторів // Наукові вісті Національного Технічного Університету України – 2006. – №2 (46). – С. 18–21.*
7. *Агравал Г. Нелинейная волоконная оптика. – М.: Мир, 1996. – 323 с.*
8. *Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. – М.: Наука, 1979. – 830 с.*

*Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»*

Поступила в редакцію 8 декабря 2011 г.

Системы телекоммуникации, связи и защиты информации

УДК 621.391

В.Г. Вербицкий¹, П.В. Овчаренко², О.І. Радкевич¹, канд. техн. наук, В.І. Тихонов³, канд. техн. наук

Мережевий usb-адаптер для технології комутації потоків

Описано загальну архітектуру і принцип дії мережевого USB-адаптера для технології комутації потоків. Мережевий адаптер забезпечує автоматичний обмін командами і даними між буферами пам'яті двох суміжних вузлів мережі, що будується за принципом комутації потоків.

The general architecture and operational principles of USB-network adaptor introduced for the flow switching technology. The network adaptor provides automated control and data exchange between the two edged network nodes based on the flow-switching technique.

Ключові слова: комутація потоків, мережевий адаптер.

Вступ

Конкуренція на ринку телекомунікацій, з одного боку, і зростання вимог користувачів до якості телекомунікаційних послуг, з іншого боку, стимулюють індустрію телекомунікацій до пошуку нових стратегій розвитку галузі і створення більш ефективних технологій. Намагання зменшити операційні витрати призвели до зміщення акцентів від комутації каналів, характерних для телефонії, в сторону послуг на базі комутації пакетів.

Відома сучасна концепція поступового переходу до мереж наступних поколінь (мереж NGN) орієнтована на розробку і втілення стандартів для побудови опорної транспортної мережі, орієнтованої на з'єднання (проект MPLS-TP), а також на передбачувану конвергенцію різних типів мереж і послуг на основі IP-технології [1]. Використання протоколу IP є певним компромісом між існуючою інфраструктурою мереж і новими викликами, оскільки IP від початку не був створений для передачі трафіка реального часу, і тому має певні завади відносно забезпечення якості сервісу у застосуваннях реального часу. Протокол IPv4 майже використав свої ресурси (головним чином, ресурс адресного простору), а розгортання мереж на базі IPv6 потребує довгострокового перехідного періоду часу і значних інвестицій [2].

У зв'язку з цим, є актуальними науково-технічні дослідження в напрямку створення нових альтернативних методів інтеграції

телекомунікаційних мереж і послуг, які враховують і об'єднують можливість забезпечення високої якості сервісу в режимі комутації каналів і економічні переваги методу комутації пакетів. В роботі [3] запропоновано принцип динамічної комутації потоків, який передбачає можливість швидкого і багатоступінчастого переходу між двома крайніми режимами (від комутації пакетів до комутації каналів) з відповідною поступовою зміною якості сервісу від економічного до високоякісного. Принцип динамічної комутації потоків надає клієнту можливість самому оперативно у поточний момент часу обирати бажаний для нього компроміс між вартістю і якістю послуги.

Основна частина

Принцип динамічної комутації потоків потребує розробки спеціальних мережевих адаптерів, які забезпечують автоматичний обмін між буферами пам'яті для кожної суміжної пари вузлів мережі на рівні фізичного з'єднання (Physical Link Layer – PLL). Протоколною одиницею рівня PLL є октети двох типів: службові октети (що утворюють сегменти команд) і октети корисних даних (що утворюють сегменти корисних даних). Однак на даний час в літературі не описані мережеві адаптери такого типу. Авторами розроблено і реалізовано мережевий адаптер для рівня PLL з використанням порту USB і з'єднанням двох вузлів за допомогою кабеля типу UTP-5е. Аналогічний адаптер може бути реалізований для з'єднання вузлів за допомогою волоконно-оптичного кабеля.

Метою даної роботи є опис загальної архітектури і принципу дії мережевого USB-адаптера для технології комутації потоків.

Переважна більшість сучасних термінальних мережевих пристроїв має USB-порти для підключення різноманітного периферійного обладнання. Тому стандартний інтерфейс USB було обрано для першої реалізації спеціалізованого мережевого адаптера, який підтримує рівень фізичного з'єднання (PLL) у технології комутації потоків [3]. На рис.1. зображено функціональну схему з'єднання двох персональних комп'ютерів за допомогою двох PLL-адаптерів через USB-інтерфейс.

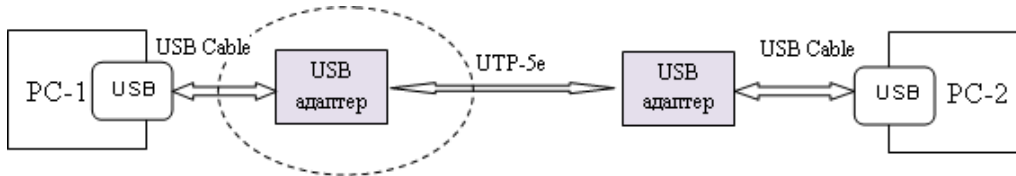


Рис. 1. Функціональна схема з'єднання комп'ютерів через USB-адаптер

Кожен USB-адаптер має два типи інтерфейсів: USB-інтерфейс (для підключення адаптера до USB-порту вузла мережі) і PLL-інтерфейс (для з'єднання між собою двох адаптерів за допомогою кабеля UTP-5e). Для підключення USB-адаптера до USB-порту було обрано інтерфейс USB 2.0 HighSpeed (USB 2.0 HS), що забезпечує максимальну швидкість обміну до 480 Мбіт/с [4]. Відомим способом підключення пристрою, побудованого на основі FPGA, до порту USB є застосування UTMI-трансиверу (наприклад, CY7C68000). Однак на поточний момент часу поставки в Україну окремих екземплярів даної мікросхеми економічно недоцільні. Тому було використано контролер шини USB типу FX2LP з серії Cypress Semiconductor USB microcontroller (а саме, мікросхему CY7C68013A-56PVXC). Контролер FX2LP є високоінтегрованою і слабо потужною мікросхемою що вміщує в одному чипі такі складові функціональні компоненти як: USB-2 трансивер, послідовний інтерфейс SIE, мікроконтролер 8051, а також периферійний інтерфейс що програмується. На рис.2 зображено блок-схему інтегральної мікросхеми FX2LP.

Максимальна швидкість обміну для FX2LP становить близько 420 Мбіт/с, що приблизно співвідноситься із максимальною швидкістю обміну по інтерфейсу USB-2. З урахуванням того, що мікросхема FX2LP містить вбудований USB-2 трансивер, ця мікросхема є більш економічною у порівнянні з використанням окремого зовнішнього трансивера чи послідовного інтерфейсу USB 2.0 SIE.

Архітектура черги slave FIFO (First-In-First-Out) для FX2LP має вісім блоків пам'яті по 512 байт кожний, які розташовані у кінці загальної оперативної пам'яті. Вони керуються сигналами FIFO, такими як IFCLK, SLCS#, SLRD, SLWR, SLOE, PKTEND, а також прапорами (flags). У процесі функціонування деякі з восьми блоків FIFO заповнюються чи звільнюються через послідовний інтерфейс SIE. Інші блоки FIFO підключаються до логіки вводу/виводу трансивера. Логіка трансферу має дві форми:

- GPIF (General Programmable Interface) для керуючих сигналів що генеруються всередині;
- slave FIFO інтерфейс для керування зовнішнім трансфером.

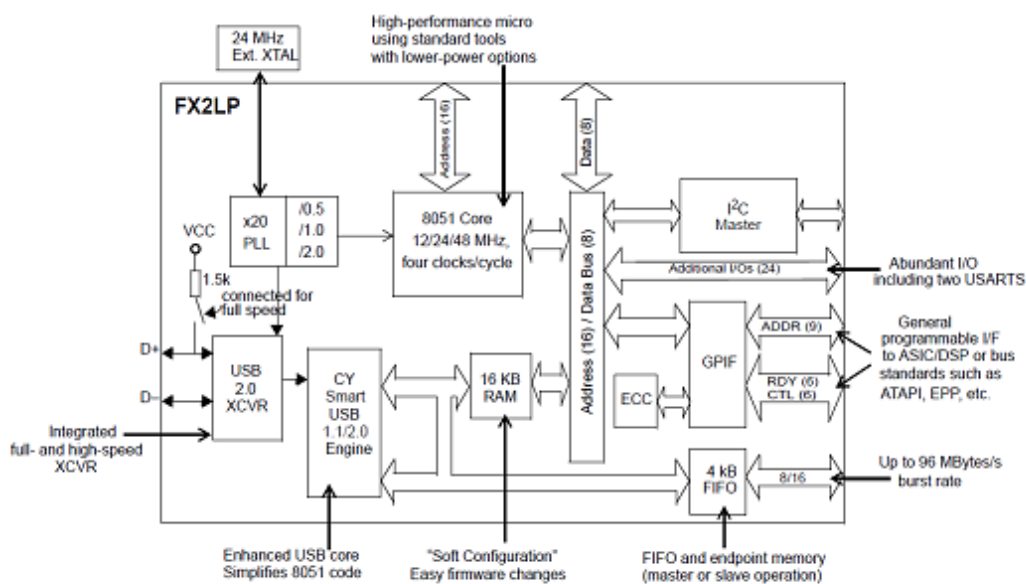


Рис. 2. Блок-схема контролера FX2LP

Така логіка використовує опцію slave FIFO для управління передачею даних з боку пристрою програмованої логіки PLD (programmable logic device), з підтримкою синхронізації від FX2LP для спрощення синхронізації між PLD і FX2LP.

Кінцеві блоки FIFO мікросхеми FX2LP фізично організовані у вигляді окремих блоків пам'яті розміром 256x16 біт. Послідовний інтерфейс SIE вбудованого контролера 8051 здатен переключати кожен з блоків пам'яті між двома доменами: USB (SIE) доменом і 8051-I/O Unit доменом. Ця комутація виконується віртуально миттєво, тобто інтервал між передачею "USB FIFOS" і "Slave FIFOS" практично дорівнює нулю. Оскільки фізично обидва домени є однією пам'яттю, жоден байт не передається між буферами. Це уможливує початок зчитування пристроєм PLD пакету даних USB як тільки цей пакет прийнято у FX2LP.

Наявність на борту материнської плати PCB (Printed Circuit Board) другого пристрою що програмується (окрім PLD) дає змогу зменшити вартість адаптера в цілому. Прошивка мікросхеми FX2LP може бути завантажена з персонального комп'ютера, завдяки чому відсутня необхідність окремої пам'яті для підтримки прошивки. Після того, як конфігурується мікросхема FX2LP, комп'ютер може конфігурувати програмовану користувачем вентиляну матрицю FPGA (Field-Programmable Gate Array) за допомогою USB-запитів до FX2LP. Інша перевага описаного підходу полягає в тому, що є можливість повного перепрограмування усього проекту адаптера безпосередньо з персонального комп'ютера (без застосування спеціального обладнання, наприклад JTAG чи програматорів EEPROM). Перепрограмування адаптера не потребує відключення адаптера від хосту. Гнучкість архітектури USB-адаптера на базі FX2LP спрощує можливість тиражування таких адаптерів.

Швидкодія мікросхеми FX2LP є достатньою для етапу розробки і тестування логіки роботи мережевого USB-адаптера за технологією комутації потоків. Для комерційного використання адаптерів такого типу треба значно підвищити його швидкодію. Усі необхідні для цього можливості вже існують на ринку телекомунікацій. Одним з таких рішень є використання мікросхеми Cypress Semiconductor's EZ-USB FX3, яка взаємодіє з надшвидким інтерфейсом USB 3.0. Архітектура цієї

мікросхеми подібна до архітектури FX2LP, однак в ній використовується процесор з ядром ARM9 замість 8051. Окрім того, FX3 має значно більший обсяг пам'яті та інтегрованої периферії.

Окрім описаної вище мікросхеми EZ-USB FX2LP CY7C68013, до складу мережевого PLL-адаптера також входить згадувана раніше вентиляна матриця FPGA, реалізована на мікросхемі Altera EP2C5T144C8N. Ця матриця має 4608 логічних елементів і 119 Кбайт вбудованої пам'яті типу SRAM (Static random-access memory). Контролер USB мікросхеми FX2LP перетворює трафік шини USB у дві черги FIFO (окремо для байтів команд і байтів корисних даних). Ці дві черги підключені до мікросхеми FPGA, яка реалізує основну логіку обробки даних в PLL-адаптері.

На рис.3 зображено схему взаємодії функціональних елементів USB-адаптера. В момент включення живлення адаптер не має прошивки, тому він здатен лише підключитися до хосту (персонального комп'ютеру) і чекати на завантаження прошивки і конфігурування. В якості додаткової опції, адаптер може мати окрему пам'ять I2C EEPROM, з якої мікроконтролер завантажує прошивку, однак при цьому логіка FPGA залишається не конфігурованою (оскільки обсяг даних конфігурації FPGA складає близько 140–150 Кбайт, в той час як EEPROM має лише 32 Кбайт).

Розглянемо процес прийому даних, що поступають на вхід FPGA з лінії зв'язку через вбудований у FPGA приймач LVDS (low-voltage differential signaling). Послідовність даних є асинхронною відносно тактової частоти пристрою і потребує нормалізації. Нормалізація даних послідовного потоку здійснюється за допомогою техніки пере-дискретизації (oversampling). Він забезпечує відновлення даних і часових міток (Clock and Data Recovery – CDR) цілком в межах цифрової логіки. Це зручно з точки зору модифікації і тиражування адаптерів. Для передискретизації використовується 6-кратне збільшення частоти дискретизації у порівнянні з заданою штатною швидкістю передачі даних. Послідовність часових міток утворюється опорними сигналами, що отримано шляхом зміщення фази сигналу базового тактового генератора на 30, 60 і 120 градусів. Імпульси даних сприймаються на позитивних і негативних перепадах рівнів отриманих сигналів. Таким чином формуються 6 вимірювань вхідного сигналу за час передачі одного біта інформації.

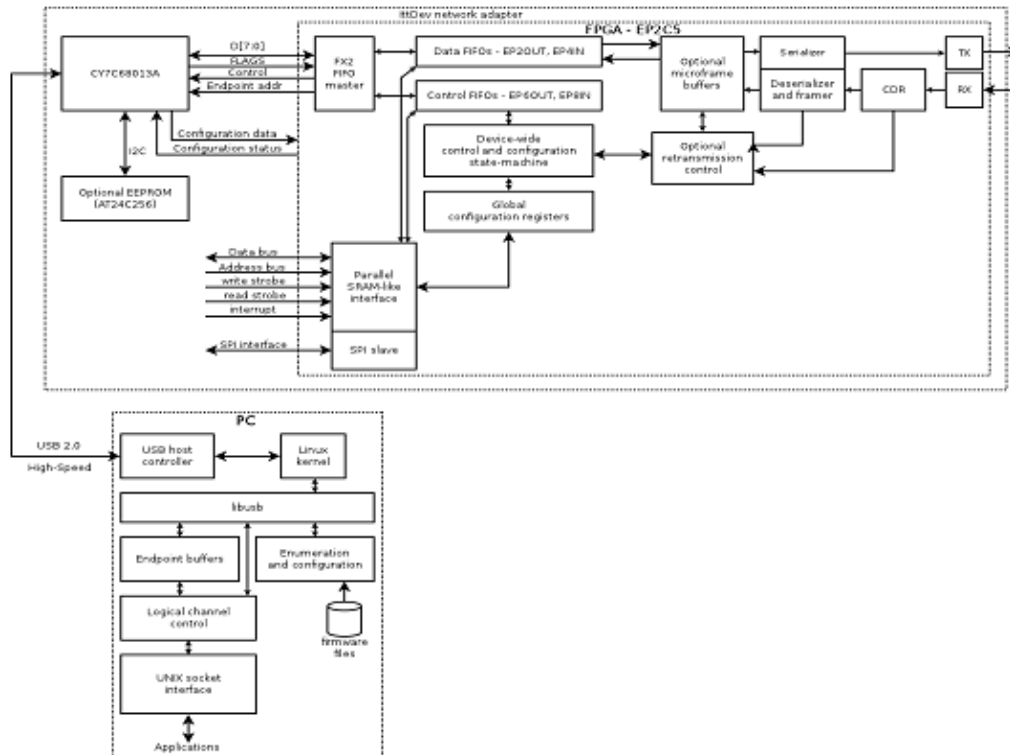


Рис.3 Схема взаємодії функціональних елементів PLL-адаптера.

Порівняння результатів передискретизації для різних зміщень фаз дозволяє обрати кращий за співпадінням результат, і водночас дає змогу скорегувати відхилення частоти та фази тактових генераторів суміжних мережевих пристроїв. Відновлені дані переміщуються у однакову часову зону за допомогою триступеневої схеми синхронізації.

Відновлений послідовний потік бітових даних поступає на вхід схеми перетворення з послідовного в паралельний вид (deserializer). Дані кодується лінійним кодом типу 8b/10b, який підтримує баланс постійної складової напруги в каналі зв'язку (DC balance), а також дозволяє передачу спеціальних символів. Ці спеціальні символи використовуються для логічної синхронізації окремих сегментів команд і сегментів корисних даних у загальному цифровому потоку, а також для динамічного управління потоком. Спеціальні символи вставляються в цифровий потік для визначення початку байтів команд або байтів даних.

Схема deserializer перетворює послідовність біт у паралельний 10-бітовий код, а також здійснює розділення окремих сегментів за допомогою спеціального символу «COMMA» і видає на виході 8-біт даних або символ «COMMA». Окрім того, схема виявляє помилки

передачі 10-бітових комбінацій і виставляє прапор помилки. Якщо дві помилки трапляються одне за одним, схема очікує появи наступного символу «COMMA» і починає логічну синхронізацію 10-бітових комбінацій спочатку.

Паралельний потік байт поступає у вхідну чергу FIFO. Коли ця черга заповнюється до певної міри, FIFO генерує прапор, який ініціює передачу даних з черги до USB-контролера. Дані вхідної черги передаються у внутрішню чергу контролера, з якої вони зчитуються по команді хоста, підключеного до адаптера. Ці дані обробляються драйвером ittdrv. Якщо вся вхідна черга FIFO майже заповнена, виставляється прапор gxfull, який генерує символ XOFF (припинити трансляцію). Цей символ передається на сторону передавача і блокує передачу цифрового потоку в канал зв'язку. У разі часткового очищення вхідної черги, прапор gxfull опускається. Відповідно на сторону передавача генерується і направляється символ XON (продовжити трансляцію).

Процес передачі даних в напрямку від хосту до каналу зв'язку ініціюється FX2 опусканням прапору «FIFO empty» (тобто сигналом того, що черга у FX2 на передачу вже не пуста). У наступний такт FPGA ініціює запит на зчитування даних, які переміщуються у чергу FPGA до тих

пір, поки прапор «FIFO empty» не буде піднято знову (або поки не заповниться черга FPGA). З черги FPGA дані у вигляді 10-бітових блоків передаються на 8b/10b кодер, який перетворює паралельний код у послідовний бітовий потік в каналі зв'язку в напрямку трансляції. Якщо вихідна черга є пустою, кодер послідовно видає символ «COMMA». Це дозволяє іншій стороні мати впевненість про наявність зв'язку, а також підтримувати в гарячому стані поточну синхронізацію на обох кінцях лінії.

На рис.4 зображено розташування інтегральних мікросхем та інших конструктивних елементів на платі мережевого PLL-адаптера. Плата адаптера має два фізичних з'єднувача: один USB для підключення до хосту (персонального комп'ютера) через стандартний інтерфейсний кабель USB Type B; інший – RJ-45 для підключення до лінії зв'язку (кабель UTP-5e).

На рис.5 зображено розводку друкованої плати USB-адаптера. Комплект з двох USB-адаптерів пройшов попередні випробування, які підтвердили функціональну коректність розробки і відповідність основним проектним параметрам на швидкості з'єднання 100 Мбіт/с з кабелем UTP-5e довжиною до 100 м.

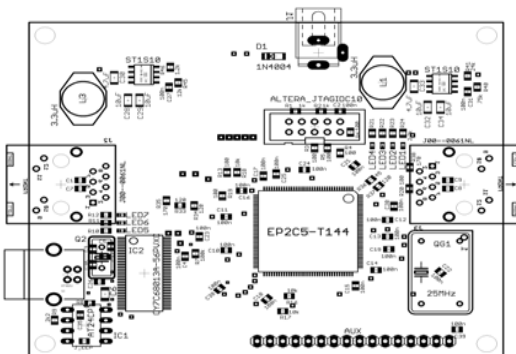


Рис. 4. Схема розташування елементів USB-адаптера.

Висновок

В роботі описано загальну архітектуру і принцип дії мережевого USB-адаптера для технології динамічної комутації потоків, яка опублікована в літературі і розглядається як одна з можливих альтернатив протоколу IPv6 для конвергенції мереж наступних поколінь з підтримкою високих стандартів якості сервісу. USB-адаптер реалізує у спрощеній формі

рівень фізичного з'єднання PLL у технології динамічної комутації потоків. Комплект з двох USB-адаптерів, описаних в роботі, розроблено, виготовлено і апробовано авторами в лабораторних умовах з метою перевірки основних алгоритмів динамічного керування потоками на рівні фізичного з'єднання. Результати тестування підтвердили функціональну коректність і дієздатність адаптера на швидкості 100Мбіт/с і довжиною кабелю до 100 м. Напрямоком подальших досліджень є реалізація USB адаптера на волоконно-оптичній лінії зв'язку з підвищеною швидкістю обміну і довжиною кабелю.

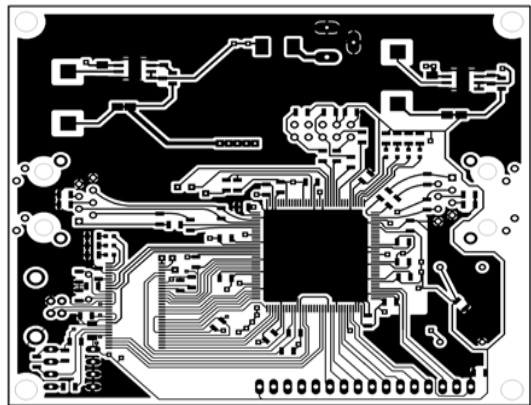


Рис. 5. Друкована плата USB-адаптера.

Література

1. Understanding MPLS-TP and Its Benefits. http://www.cisco.com/en/US/technologies/tk436/tk428/white_paper_c11-562013.pdf.
2. Yong Zheng. The Next Generation Network: Issues and Trends. <http://aut.researchgateway.ac.nz/bitstream/handle/10292/680/ZhengY.pdf>.
3. Пат. 56395 Україна; МПК H04L 12/28. /Спосіб динамічної комутації потоків в телекомунікаційних мережах. – Воробієнко П.П., Тіхонов В.І.; заявники та власники патенту Воробієнко П.П., Тіхонов В.І. – у 2010 08597; заявл. 09.07.2010; опубл. 10.01.2011. Бюл. № 1.
4. USB Implementers Forum, Inc., "USB 2.0 Specification" // web: http://www.usb.org/developers/docs/usb_20_101111.zip

¹ Інститут мікроприладів НАН України

² Egispol Ltd., м. Львів

³ Одеської національної академії зв'язку ім. О.С. Попова

Информация

Правила оформления статей

1. Общие требования

Статья оформляется в соответствии с действующими стандартами. В статье необходимо придерживаться принятой терминологии; используя новый термин или аббревиатуру, автор должен расшифровать и объяснить их.

Текст должен быть набран в текстовом редакторе Microsoft Word версии 97 и выше в одну колонку, выровнен по ширине и не содержать переносов.

Шрифт: кегль 12, начертание **Arial**.

Интервал: полуторный.

Параметры страницы:

- поля: левое – 30 мм, правое – 30 мм, верхнее – 25 мм, нижнее – 25 мм;
- ориентация: книжная;
- размер страницы: А4 (210x297 мм).

2. Структура статьи

Статья состоит из следующих структурных элементов:

- шапка статьи;
- аннотация;
- перечень ключевых слов;
- введение;
- основная часть;
- выводы;
- литература;
- реферат.

Шапка статьи содержит: шифр УДК; инициалы и фамилии авторов (в алфавитном порядке) с указанием ученой степени; название статьи (без переносов). Название статьи должно, по возможности, быть кратким, соответствовать сути решаемой научной проблемы (задачи), указывать на цель исследования, его законченность.

В аннотации необходимо кратко (до 100 слов) отобразить предмет статьи, использованные методы исследований и основные результаты, полученные авторами. Аннотация предоставляется на русском и английском языках.

Введение должно содержать постановку проблемы в целом, отображать историю предмета исследования, актуальность, современное состояние проблемы и формулировку целей статьи.

Основная часть содержит изложение материала исследований с полным обоснованием полученных результатов. Текст желательно разбить на разделы, которые должны иметь заголовки, допускается разбивка разделов на подразделы.

В выводах кратко и четко формулируются основные результаты, полученные в работе.

Литература составляется в порядке ссылок на источники и оформляется в соответствии с требованиями ВАК. В тексте статьи ссылки на литературу указываются в квадратных скобках. Запрещается автоматически формировать список литературы путем сносок.

Перечень ключевых слов содержит 5–15 ключевых слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи.

Названия статьи, структурных элементов и разделов выделяются полужирным шрифтом.

3. Оформление формул

Все формулы должны быть набраны в формульном редакторе Microsoft Equation 3.0 или Math Type 4.0 Equation. Это также касается формул и обозначений физических величин, находящихся в тексте.

Ширина формулы не должна превышать 7 см.

При наборе формул необходимо установить следующие параметры в редакторе формул:

Шрифт:

- текст, функции и числа набираются шрифтом **Arial**;
- переменные – курсивом *Arial*;
- матрица-вектор – полужирным **Arial**;
- греческие буквы и символы – шрифтом **Symbol**.

Размер (кегель):

- обычный символ – 10 pt;
- крупный индекс – 8 pt;
- мелкий индекс – 7 pt;
- крупный символ – 15 pt;
- мелкий символ – 10 pt.

Цифры, буквы греческого и готического алфавитов, которые входят в математические формулы и уравнения, набираются прямым шрифтом. Буквы латинского алфавита набираются курсивом.

Прямым шрифтом латинского алфавита набирают стандартные обозначения математических функций и сокращений, физических величин, *например*, $\cos, \max, \text{const}, \det, \exp$.

Общее количество знаков в индексе должно быть минимальным. Отдают предпочтение индексам, которые состоят из одной буквы, одной цифры, одного условного знака.

Не рекомендуется:

употреблять одновременно подстрочный и надстрочный индексы (за исключением химических формул); использовать как индексы более трех букв и цифр.

Латинские буквы, используемые в индексах, набираются курсивом, если они являются буквами обозначений величин или порядковым номером, в иных случаях – прямым шрифтом.

Например: c_p – удельная теплоемкость при условии постоянного давления p ; a_n – коэффициент, где $n = 1, 2, 3, \dots$; N_A – постоянная Авогадро; m_e – масса покоя электрона.

Буквы *украинского, русского и греческого алфавитов*, а также цифры, используемые в *индексах*, набираются прямым шрифтом.

Скобки в формулах и уравнениях следует, в первую очередь, использовать круглые (), потом – квадратные [] и фигурные { }. Разрешается в одной и той же формуле несколько раз пользоваться круглыми скобками.

Обозначение единиц физических величин следует выполнять прямым шрифтом и размещать в одну строку с их численными значениями.

Между последней цифрой и обозначением единицы измерения следует оставлять пробел (за исключением обозначений единиц плоского угла – угловых градуса, минуты, секунды).

В числах с десятичными дробями целая часть числа от дробной отделяется запятой, а не точкой.

Объяснения значений символов и числовых коэффициентов, которые входят в формулу или уравнения, следует приводить непосредственно под формулой в той последовательности, в которой они представлены в формуле или уравнении.

Формулы, на которые существуют ссылки по тексту, необходимо нумеровать. Номер пишется не в формуле, а за ее пределами и отделяется одним знаком табуляции.

Все химические формулы пишутся буквами латинского алфавита и подаются в тексте прямым шрифтом. Формулы химических величин размещаются в тексте после их наименований, не отделяя их запятыми или скобками.

4. Оформление иллюстраций и таблиц

Иллюстрации (чертежи, рисунки, графики, схемы, диаграммы и фотоснимки) и таблицы следует **располагать в статье** непосредственно после текста, где они упоминаются впервые, или на следующей странице. Кроме этого, иллюстрации **подаются отдельным файлом**. Толщина линий на иллюстрациях и таблицах не должна быть меньше, чем 1 пункт (1 pt).

На все иллюстрации и таблицы должны быть ссылки в статье. Иллюстрации и таблицы нумеруются арабскими цифрами порядковой нумерацией, например, рис. 1, таблица 1. **Номер иллюстрации и ее название в саму иллюстрацию не вносятся**, а подаются ниже в отдельной строке.

Размер иллюстрации по горизонтали должен лежать в пределах 5,5...7,5 см (иллюстрация, помещающаяся в колонку) либо 14...16,5 см (иллюстрация на всю страницу). Иллюстрации, имеющие позиции а, б, ... должны быть одинакового размера.

Подпись к иллюстрациям должна соответствовать основному тексту, дополнять его, но не повторять. Цифровые и (или) буквенные обозначения, приведенные на иллюстрации, следует объяснять либо все в подписи, либо все в тексте.

Надписи к элементам на иллюстрациях, обозначение физических величин должны соответствовать основному тексту и оформляться согласно правилам набора текста (размер обычного шрифта должен быть 10 pt, начертание Arial) и формул. На графиках единицы измерения указываются через запятую, а не в скобках. Прежде чем наносить надписи, следует сделать размер рисунка таким, как указано выше.

Рисунки, графики и фотографии принимаются в форматах .tif, .jpg, .bmp, .eps (растровые на 300 dpi) и .cdr, .ai, .eps (векторные). Все иллюстрации должны быть записаны отдельными файлами, первая часть названия которых повторяет названия файла статьи + номер рисунка (например, *ivanov_12-01-2004_ris-1.tif* или *petrov_07-10-2003_ris-4.bmp*).

Недопустимо использование заложенной графики Microsoft Word.

Редакция иллюстрации не редактирует.

Информация для авторов

1. Научно-технический журнал «Электроника и связь» выходит 6 раз в год и освещает следующие разделы:

- твердотельная электроника;
- вакуумная, плазменная и квантовая электроника;
- силовая электроника;
- теория сигналов и систем;
- методы и средства обработки сигналов и изображений;
- электронные системы;
- биомедицинские приборы и системы;
- акустические приборы и системы;
- информационные системы и технологии;
- системы телекоммуникации, связи и защиты информации;
- системы автоматизированного проектирования;
- молодым ученым;
- проблемы подготовки специалистов;
- гипотезы;
- новости науки и техники.

2. Содержание направляемых в редакцию статей должно соответствовать профилю и научно-техническому уровню журнала и содержать элементы, определенные в постановлении Президиума ВАК Украины от 15.01.2003 №7–05/1 (Бюллетень ВАК Украины, №1, 2003, с.2):

- постановка проблемы в целом и ее связь с важными научными и практическими задачами;
- анализ последних исследований и публикаций, в которых положено начало решения данной проблемы и на которых основывается автор; выделение нерешенных ранее частей общей проблемы, которым посвящена данная статья;
- формулировка целей статьи (постановка задачи);
- изложение основного материала исследований с полным обоснованием полученных научных результатов;
- выводы исследования и перспективы дальнейшего развития в этом направлении.

3. Статья может быть представлена на украинском, русском или английском языках.

Объем рукописей статей составляет:

- обзорная статья – 1 печ. лист;
 - краткое сообщение – 0,25 печ. листа;
 - оригинальная статья – 0,5 печ. листа;
 - письмо в редакцию – 0,1 печ. листа.
- (1 печатный лист = 20 страницам текста 12 пт. с полуторным интервалом).

4. В редакцию журнала предоставляются в одном экземпляре:

- распечатка рукописи статьи, оформленной по правилам журнала и подписанной на последней странице всеми авторами;
- сведения об авторах (фамилия, имя, отчество, ученая степень, звание, место работы, должность, адреса обычной и электронной почты для переписки, контактные телефоны);
- оригинал экспертного заключения (для авторов из Украины);
- электронный носитель с рукописью статьи и сведениями об авторах.

5. Все поступившие статьи направляются редакцией на рецензирование. Решение о публикации статьи принимается после получения положительной рецензии и предоставления квитанции о приобретении 3-х экземпляров журнала "Электроника и связь".

Более детальную информацию можно получить непосредственно в редакции журнала:

НТУУ "КПИ", корп. № 12, к. 116 или по тел.: (044) 454-94-39.

Адрес в Интернете: <http://elc.kpi.ua>

E-mail: journal_el_com@fel.ntu-kpi.kiev.ua

Information for authors

1. Scientific and technical journal «Electronics and communication» comes out 6 times a year and covers following sections:

- Solid-state electronics;
- Vacuum, plasma and quantum electronics;
- Power electronics;
- Theory of signals and systems;
- Methods and means of processing signals and images;
- Electronic systems;
- Biomedical devices and systems;
- Acoustical devices and systems;
- Informational systems and technologies;
- Systems of telecommunication, communication and information protection;
- Systems of computer-aided design;
- Young scientist;
- Problems of preparation of specialists;
- Hypotheses;
- News of science and technics.

2. Content of the articles, sent to the edition, should match the journal's profile and it's scientific and technical level.

3. An article may be presented in Ukrainian, Russian or English language.

The size of an article is:

- Review – 1 quire;
- Original article – 0,5 quire;
- A brief message – 0,25 quire;
- A letter to the edition – 0,1 quire.

(1 quire = 20 text pages, 12 points with an one-and-a-half interval)

4. The edition should be supplied with one example of:

- A printed copy of the article, signed on the last page by all authors;
- Authors' profiles(full names, scientific degrees, ranks, places of work, postal and e-mail addresses, telephone numbers);
- A disk, containing the article and authors' profiles.

5. The edition directs all received articles to reviewing. A decision on the article's publication is made after receiving a positive review and a receipt, confirming a purchase of 3 copies of the journal "Electronics and communication".

More detailed information can be gained directly at the edition of the journal:

Редакция журнала "Электроника и связь"
НТУУ "КПИ", факультет электроники,
ул. Политехническая, 16, корп. 12, комн. 116,
г. Киев, Украина, UKRAINE
or by tel.: (044) 454-94-39.
E-mail: journal_el_com@fel.ntu-kpi.kiev.ua

Електроніка та зв'язок

Науково-технічний журнал

№ 2, 2012

В авторській редакції
Віддруковано з оригінал-макета замовника

Комп'ютерна верстка, дизайн

О.Г. Кравченко

Журнал видається за підтримки громадської організації
«Об'єднання студентів та спеціалістів електроніки та зв'язку»