

ТРА

ТЕХНОЛОГИЯ И КОНСТРУИРОВАНИЕ В ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЕ

СИЭТ
2002
ОДЕССА

Третья международная научно-практическая конференция
«СОВРЕМЕННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ЭЛЕКТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»



Сигналопреобразующие
телекоммуникационные технологии

Прогрессивные информационные технологии

Технологии создания электронной аппаратуры

Прогрессивные технологии
создания материалов и изделий электронной техники

2 2002

МАРТ — АПРЕЛЬ

ТЕХНОЛОГИЯ
И
КОНСТРУИРОВАНИЕ
В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

Учредитель АО "Нептун"

(Министерство промышленной политики Украины)

2002

Год издания 26-й

№ 2

Год регистрации 1992

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д. т. н. А. Л. Вайнер
К. т. н. П. П. Воробиевко
Д. т. н. Ю. А. Долгов
Д. ф.-м. н. В. А. Дроздов
К. т. н. И. Н. Еримичой,
зам. гл. редактора
К. т. н. А. А. Ефименко,
зам. гл. редактора
Д. ф.-м. н. А. Н. Золотко
К. т. н. В. В. Зубарев
Д. ф.-м. н. Ф. Д. Касимов
Л. М. Лейдерман,
отв. секретарь редакции
Д. т. н. С. В. Ленков, гл.
редактор
Д. т. н. С. Ю. Лузин
К. т. н. В. Г. Лукомский
Д. т. н. В. П. Малахов
В. А. Мингалев
К. т. н. В. Ф. Моисеев
К. т. н. Ю. Е. Николаенко
Д. ф.-м. н. В. В. Новиков
К. э. н. Е. А. Пархоменко
К. т. н. В. И. Попов
Д. т. н. Д. А. Сеченов
К. т. н. В. В. Сибирияков
Д. т. н. В. А. Сокол
К. т. н. В. Б. Ткаченко,
шеф-редактор
Д. ф.-м. н. О. И. Шпотюк

ПОДПИСКА НА ЖУРНАЛ
ОФОРМЛЯЕТСЯ
В ОТДЕЛЕНИЯХ СВЯЗИ
(ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 71141)
И ЧЕРЕЗ РЕДАКЦИЮ

АДРЕС РЕДАКЦИИ
Украина, 65005, Одесса-5,
ул. Прохоровская, 45
Тел. (+38-048) 733-67-91
Тел./факс (+38-048) 733-72-83
E-mail: tkea@odessa.net
Web-сайт: tkea.wallst.ru

Регистрационный номер
КВ 2092 от 07.06.96 г.

Регистрация в ВАК:
Бюллетень ВАК Украины,
1999, № 4

СОДЕРЖАНИЕ

Проектирование. Конструирование

- Статистическая оценка трудозатрат изготовления коммутационных плат радиоэлектронных средств. *А. А. Ефименко, А. В. Голубев, А. С. Кондрашов* 3
- Генераторы с электромеханическими преобразователями на аналогах негatronов. *О. Н. Негоденко, В. А. Воронин, Д. В. Заруба* 5
- Методика разработки и характеристики автогенератора класса *Е. В. Г. Крыжановский, А. Н. Рудякова, Д. В. Чернов* 9
- Расчет упругих механических напряжений в неоднородных полупроводниковых структурах. *Ф. Д. Касимов, А. Э. Лют-фалибекова* 13

Электронная аппаратура: исследования, разработки

- Особенности разработки цифровых волоконно-оптических модулей. *А. А. Мерзвинский, В. И. Осинский, А. В. Палагин, В. Г. Вербицкий, А. А. Воронько, П. А. Мерзвинский, П. В. Белаши, Ю. И. Сибрин, С. П. Остапчук* 15
- Акустооптическое управление потоком данных оптических запоминающих устройств с побитовым представлением информации *В. В. Данилов* 22
- Корреляционная пассивная звуковая локация. *В. А. Тарасов, Д. А. Кропачев* 29
- Исследование методов построения вычислительных устройств на основе FPGA. *В. И. Жабин, Н. А. Ковалев* 35

Технология производства

- Многokrистальные модули на анодированной алюминиевой подложке. *В. А. Сокол, А. И. Воробьева* 40
- Информационно-измерительный комплекс для оптоемкостной спектроскопии полупроводников. *В. А. Васильев* 46
- Технология изготовления лазерных красителей для диапазона 472—600 нм. *В. П. Кругленко, И. Е. Марончук, М. В. Повстаной* 50

Датчики

- Один из механизмов деградации микроэлектромеханических структур датчиков давления. *С. А. Адарчин, А. С. Кужненко, Л. В. Кожитов, В. Г. Косушкин* 55
- Особенности разработки датчиков давления на ПАВ для АЭС. *Я. И. Лепих, В. К. Лопушенко, Н. Г. Черняк, Ю. Е. Николаенко* 58

Материалы электроники

- Размерно-геометрические параметры моделей микроструктуры толстых резистивных пленок. *А. В. Стерхова* 63

Выставки. Конференции. Симпозиумы 8, 34, 4-я с. обл.

Науково-технічний журнал

ТЕХНОЛОГІЯ ТА КОНСТРУЮВАННЯ

В ЕЛЕКТРОННІЙ АПАРАТУРІ

(російською мовою)

ЗМІСТ

Проектування. Конструювання

Статистична оцінка трудовитрат виготовлення комутаційних плат радіоелектронних засобів. *А. А. Єфіменко, О. В. Голубев, А. С. Кондрашов* (3)

Генератори з електромеханічними перетворювачами на аналогах негатронів. *О. М. Негоденко, В. О. Воронін, Д. В. Заруба* (5)

Методика розробки та характеристики автогенератора класу Е. *В. Г. Крижанівський, Г. М. Рудякова, Д. В. Чернов* (9)

Розрахунок пружних механічних напружень в неоднорідних напівпровідникових структурах. *Ф. Д. Касімов, Г. Е. Лютфалібекова* (13)

Електронна апаратура: дослідження, розробки

Особливості розробки цифрових волоконно-оптичних модулів. *А. О. Мерджівський, В. І. Осинський, О. В. Палагін, В. Г. Вербицький, А. О. Воронько, П. А. Мерджівський, П. В. Белах, Ю. І. Сібрін, С. П. Остапчук* (15)

Акустооптичне керування потоком даних оптичних запам'ятовуючих пристроїв з побітовим представленням інформації. *В. В. Данилов* (22)

Кореляційна пасивна звукова локація. *В. О. Тарасов, Д. О. Кропачев* (29)

Дослідження методів побудови обчислювальних пристроїв на основі FPGA. *В. І. Жабін, Н. О. Ковальов* (35)

Технологія виробництва

Багатокристалінні модулі на анодованій алюмінієвій підкладці. *В. О. Сокол, А. І. Воробйова* (40)

Інформаційно-вимірювальний комплекс для оптоємнісної спектроскопії напівпровідників. *В. А. Васильєв* (46)

Технологія виготовлення лазерних барвників для діапазону 472—600 нм. *В. П. Кругленко, І. Є. Марончук, М. В. Повстятний* (50)

Датчики

Один з механізмів деградації мікроелектромеханічних структур датчиків тиску. *С. О. Адарчін, О. С. Кузнецов, Л. В. Кожитов, В. Г. Косушкін* (55)

Особливості розробки датчиків тиску на ПАХ для АЕС. *Я. І. Іленіх, В. К. Лопушенко, М. Г. Черняк, Ю. Є. Ніколаєнко* (58)

Матеріали електроніки

Розмірно-геометричні параметри моделей мікроструктури товстих резистивних плівок. *Стерхова Г. В.* (63)

CONTENT

Designing. Construction

Statistical estimate of labour-expenditure commutation plates production of radio-electronic means. *Efimenko A. A., Golubev A. V., Kondrashov A. S.* (3)

Generators with electromechanic converters on negatrons analogues. *Negodenko O. N., Voronin V. A., Zaruba D. V.* (5)

The procedure of calculation and characteristic of class-E oscillator. *Krizhanovskiy V. G., Rudikova A. N., Chernov D. V.* (9)

Calculation of elastically mechanical stresses in nonhomogeneous semiconductor structure. *Kasimov F. D., Lyutphalibekova A. E.* (13)

Electronic equipment: investigations, developments

Development feature of fiber-optic modules. *Mergvinsky A. A., Osynsky V. I., Palagin A. V., Verbitsky V. G., Voronko A. A., Mergvinsky P. A., Belash P. V., Sybrin J. I., Ostapchuk S. P.* (15)

Acoustooptical data stream driving for optical storage devices with bit-by-bit information's representation. *Danilov V. V.* (22)

The correlation passive sound location. *Tarasov V. A., Kropachev D. A.* (29)

The investigation of construction methods of computing devices, based on FPGA. *Zhabin V. I., Kovaljov N. O.* (35)

Production technology

Multichip modules on the aluminium substrate. *Sokol V. A., Vorob'jova A. I.* (40)

Information-measurement complex for optocapacity spectroscopy semiconductors. *Vasil'ev V. A.* (46)

Technology of manufacturing of laser dyes for 472—600 nm range. *Kruglenko V. P., Maronchuk I. E., Povstyanoi M. V.* (50)

Sensors

One of the mechanisms of pressure sensors microelectromechanical structures degradation. *Adarchin S. A., Kuzhnenkov A. S., Kozhitov L. V., Kosushkin V. G.* (55)

Specific features of development of pressure sensors on SAW for AES. *Lepikh Ya. I., Lopushenko V. K., Chernyak N. G., Nikolajenko Yu. E.* (58)

Materials of electronics

Size-geometrical parameters of microstructure models of thick-film resistors. *Sterkhova A. V.* (63)

В мае этого года в Одессе пройдет третья по счету научно-практическая конференция "Современные информационные и электронные технологии" — "СИЭТ-2002". Инициированная в 2000 году редакцией журнала "Технология и конструирование в электронной аппаратуре", конференция призвана внести свой вклад в расширение информационного обмена в области теоретической и практической радиоэлектроники, т. е. способствовать решению той же задачи, какую ставит перед собой и журнал.

В этом году работа конференции будет проходить в четырех секциях — "Сигналопреобразующие телекоммуникационные технологии", "Прогрессивные информационные технологии", "Технологии создания электронной аппаратуры", "Прогрессивные технологии создания материалов и изделий электронной техники". Наряду с актуальными проблемами телекоммуникационных и информационных технологий, на конференции будут обсуждаться прикладные задачи механики и термодинамики в радиоэлектронике, технологии монтажа, в том числе SMT-технология, проблемы БНК, материаловедение и приборные разработки электронной техники, а также прикладные разработки экологической и биомедицинской направленности.

В программу конференции вошли доклады ученых и специалистов не только Украины, но и Азербайджана, Белоруссии, Грузии, Литвы, Молдовы, России, Узбекистана, а также Польши, Турции, Югославии.

Интерес, проявленный к молодой конференции, позволяет надеяться, что она сохранит ежегодный характер и получит дальнейшее развитие, определив свое место в ряду набирающих силу полезных и интересных международных встреч научно-технической общественности.



К. т. н. А. А. ЕФИМЕНКО, А. В. ГОЛУБЕВ,
к. т. н. А. С. КОНДРАШОВ

Украина, Одесский национальный политехнический университет
Россия, г. С.-Петербург, Центр прикладной математики и механики СПб. отд. РАН
E-mail: kpra@rtf.ospu.odessa.ua

Дата поступления в редакцию
16.01 2002 г.

Оппоненты д. т. н. Л. С. ЛУТЧЕНКОВ
(Межотрасл. центр по БНК, г. С.-Петербург),
д. ф.-м. н. Ю. М. ШИРШОВ
(ИФПП НАНУ, г. Киев)

СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ТРУДОЗАТРАТ ИЗГОТОВЛЕНИЯ КОММУТАЦИОННЫХ ПЛАТ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Полученные статистические зависимости трудоемкости изготовления коммутационных плат могут найти применение в алгоритмах автоматизированного синтеза их типоразмерных рядов.

Среди параметров, влияющих на показатели качества базовых несущих конструкций (БНК), одним из наиболее весомых является величина трудозатрат на производство коммутационных плат (КП) печатного монтажа. В наиболее распространенной схеме построения БНК коммутационные платы одновременно служат как для электрического соединения изделий электронной техники (ИЭТ), электросоединителей, так и в качестве несущей конструкции для них. Трудоемкость изготовления КП составляет значительную часть общей трудоемкости изготовления модулей первого уровня и БНК в целом. Поэтому задача нахождения зависимости трудоемкости изготовления КП от ее конструктивных параметров является важной с точки зрения синтеза таких перспективных БНК, которые обеспечивали бы рациональный компромисс между требованиями максимальной функциональной емкости, выполнения требований полной трассировки электрических цепей, нормального теплового режима, электромагнитной совместимости, механической прочности и минимизации себестоимости изготовления. Учет последнего требования весьма актуален с точки зрения практической реализации БНК, т. к. чаще всего следует стремиться разработать БНК не просто с максимально возможной функциональной емкостью, но и при экономически целесообразном уровне затрат на изготовление с учетом возможностей производства. В противном случае полученное решение по синтезу перспективных БНК может оказаться нереализуемым на практике.

Трудоемкость изготовления КП зависит от множества параметров: площади КП, числа монтажных и переходных отверстий, класса точности, числа слоев элементов печатного рисунка, материала КП, особенностей элементной базы, технологического уровня производства и других. Комплексное исследование и учет воздействия всех этих факторов осуществить довольно трудно вследствие ряда причин, в т. ч. из-за необходимости получения большого объема статистического материала. Анализ работы [1],

а также выводов, полученных путем априорного ранжирования факторов, позволяет считать наиболее значимыми плотность размещения отверстий, класс точности и число слоев КП. Поскольку трудоемкость изготовления КП существенно зависит от уровня технологии, в исследованиях предполагалось применение наиболее перспективных и широко распространенных методов подготовки производства и изготовления КП, в т. ч. с широким применением ЭВМ на этапах изготовления фотошаблонов и управляющих носителей информации (перфолент, магнитных лент, дискет), станков-автоматов для сверления отверстий, автоматических линий для травления и металлизации отверстий.

С целью получения статистических зависимостей между параметрами КП и трудоемкостью их изготовления были исследованы КП функциональных модулей различных видов современной электронной аппаратуры с использованием широко применяемых микросхем в корпусах 2102, 2103, 4105, 4112 и др. [2]. В результате были получены таблицы значений трудоемкости изготовления КП в зависимости от плотности размещения отверстий на поверхности КП, класса точности и числа коммутационных слоев КП.

При этом из 150 подвергнутых анализу функциональных модулей с применением методов наименьших квадратов и факторного планирования эксперимента исследовано 80 функционально и конструктивно законченных модулей различных видов, которые были отобраны из общего количества по следующим характерным признакам: максимальному заполнению КП интегральными схемами; высокой плотности трассировки электрических цепей; однотипности корпусов размещаемых на КП микросхем; различным типоразмерам и классам точности КП.

Сопоставительный анализ полученных данных позволяет установить, что в целом трудоемкость изготовления единицы площади КП увеличивается достаточно плавно при возрастании общего числа монтажных и переходных отверстий на КП ($N_{\text{отв}}$) и класса точности ($N_{\text{точ}}$). Резкое увеличение трудоемкости изготовления единицы площади КП возникает при переходе от односторонних печатных плат к двухсторонним и от двухсторонних к многослойным печатным платам, т. е., когда число коммутационных слоев ($N_{\text{сл}}$) соответственно равно 1, 2 и 3 и происходит переход от одной технологии изготовления к другой.

В дальнейшем, когда $N_{\text{сл}} > 3$, с ростом количества слоев плавность роста трудоемкости в зависимости от параметров КП сохраняется.

Ввиду того, что с ростом количества слоев КП усложняется технология их производства и, как следствие, резко возрастают затраты на изготовление, следует строить отдельные математические модели зависимости трудоемкости производства КП для случаев, когда $N_{\text{сл}}=1$, $N_{\text{сл}}=2$ и $N_{\text{сл}} \geq 3$. Это позволит использовать относительно простые линейные математические модели для обозначенных интервалов изменения параметра $N_{\text{сл}}$ без необходимости аппроксимации упомянутого скачка трудоемкости изготовления КП моделями высоких порядков.

С целью получения выражений, устанавливающих аналитические зависимости между трудоемкостью изготовления единицы площади КП, взятой из вышеупомянутых статистических таблиц, и плотностью размещения отверстий по поверхности КП, классом точности, числом коммутационных слоев, исследовались полиномиальные модели вида

$$\bar{T} = a_1 + a_2 N_{\text{точ}} + a_3 N_{\text{отв}}, \quad (1)$$

$$\bar{T} = a'_1 + a'_2 N_{\text{точ}} + a'_3 N_{\text{отв}} + a'_4 N_{\text{отв}} N_{\text{точ}}, \quad (2)$$

для случая, когда $N_{\text{сл}}=1$;

$$\bar{T} = b_1 + b_2 N_{\text{точ}} + b_3 N_{\text{отв}}, \quad (3)$$

$$\bar{T} = b'_1 + b'_2 N_{\text{точ}} + b'_3 N_{\text{отв}} + b'_4 N_{\text{отв}} N_{\text{точ}}, \quad (4)$$

для случая, когда $N_{\text{сл}}=2$;

$$\bar{T} = c_1 + c_2 N_{\text{точ}} + c_3 N_{\text{сл}} + c_4 N_{\text{отв}} N_{\text{сл}}, \quad (5)$$

$$\bar{T} = c'_1 + c'_2 N_{\text{точ}} + c'_3 N_{\text{сл}} + c'_4 N_{\text{отв}} N_{\text{сл}} + c'_5 N_{\text{отв}} N_{\text{сл}} N_{\text{точ}}, \quad (6)$$

для случая, когда $N_{\text{сл}} \geq 3$.

Здесь $\bar{T}$ — среднестатистическая трудоемкость изготовления единицы площади КП, н-ч/дм²; $N_{\text{точ}}$ — класс точности КП; $N_{\text{отв}}$ — плотность отверстий на КП, дм⁻²; $a_1, a_2, \dots, a'_4, b_1, b_2, \dots, b'_4, c_1, c_2, \dots, c'_5$ — коэффициенты полиномов.

Вычисление коэффициентов по методу наименьших квадратов и оценка выборочного среднеквадратического отклонения (σ_T) для аппроксимирующих опытные данные полиномов (1)–(6) позволяют установить следующее.

1. Коэффициенты $a_1, a_2, a_3, b_1, b_2, b_3, c_1, c_2, c_3, c_4$ и, соответственно, $a'_1, a'_2, \dots, a'_4, b'_1, b'_2, \dots, b'_4, c'_1, c'_2, \dots, c'_5$ — практически равные значения (максимальное относительное расхождение составляет не более 10%) для различных типоразмеров КП и значений $N_{\text{сл}}, N_{\text{отв}}, N_{\text{точ}}$.

2. Коэффициенты a'_4, b'_4, c'_5 имеют значения более низкого порядка, что при возможных значениях $N_{\text{сл}}, N_{\text{отв}}, N_{\text{точ}}$ для существующей и, вероятно, перспективной электронной аппаратуры практически приближает обе зависимости. Так, максимальное расхождение между $\bar{T}$, вычисленными по (5) и (6) при $N_{\text{сл}} < 5$, составляет не более 5%.

3. Значение оценки среднеквадратического отклонения, определенного для полиномов (2), (4) и (6), незначительно меньше (разность не более 3%) среднеквадратического отклонения, вычисленного для полиномов (1), (3) и (5).

4. Среднеквадратические отклонения, определенные для различных типоразмеров КП, $N_{\text{сл}}, N_{\text{точ}}, N_{\text{отв}}$ примерно равны (разность не более 10%).

5. Статистическая проверка гипотезы о равенстве дисперсии по критерию Кохрена для различных отклонений ($T - \bar{T}$) при заданных $N_{\text{сл}}, N_{\text{точ}}, N_{\text{отв}}$ показала, что результаты опыта можно считать однородными и воспроизводимыми с доверительной вероятностью не менее 0,9.

Комплексный учет всех этих факторов позволяет считать полиномиальные модели вида (1), (3) и (5) практически приемлемыми для исследуемой выборки КП при установлении аналитических зависимостей между трудоемкостью производства КП и $N_{\text{отв}}, N_{\text{точ}}, N_{\text{сл}}, S_{\text{КП}}$ (площадь КП, дм²). При этом выражения для вычисления трудоемкости изготовления КП имеют вид:

$$\text{при } N_{\text{сл}}=1 \quad \bar{T} = (a_1 + a_2 N_{\text{точ}}) S_{\text{КП}} + a_3 N_{\text{отв}}; \quad (7)$$

$$\text{при } N_{\text{сл}}=2 \quad \bar{T} = (b_1 + b_2 N_{\text{точ}}) S_{\text{КП}} + b_3 N_{\text{отв}}; \quad (8)$$

$$\text{при } N_{\text{сл}} \geq 3 \quad \bar{T} = (c_1 + c_2 N_{\text{точ}} + c_3 N_{\text{сл}}) S_{\text{КП}} + c_4 N_{\text{отв}} N_{\text{сл}}; \quad (9)$$

а статистические оценки коэффициентов принимают следующие значения:

$$\begin{aligned} a_1 &= 1,01 \text{ н-ч/дм}^2; a_2 = 1,18 \text{ н-ч/дм}^2; a_3 = 1,21 \cdot 10^{-3} \text{ н-ч}; \\ b_1 &= 1,44 \text{ н-ч/дм}^2; b_2 = 0,42 \text{ н-ч/дм}^2; b_3 = 3,56 \cdot 10^{-3} \text{ н-ч}; \\ c_1 &= 1,2 \text{ н-ч/дм}^2; c_2 = 0,51 \text{ н-ч/дм}^2; c_3 = 0,29 \text{ н-ч/дм}^2; \\ c_4 &= 3,37 \cdot 10^{-3} \text{ н-ч}. \end{aligned}$$

Для установления общего характера зависимостей (7), (8) и (9) для различных КП была проверена гипотеза о нормальном законе распределения отклонений трудоемкости изготовления единицы площади КП от своих среднестатистических значений, вычисленных по (7), (8) и (9) при известных $N_{\text{отв}}, N_{\text{точ}}, N_{\text{сл}}$. С этой целью по заданной выборке построены экспериментальные (гистограмма) и теоретические плотности распределения отклонений и проведено их сравнение по критерию Пирсона (χ^2). Сравнением теоретических и экспериментальных зависимостей установлено, что наименьшая вероятность истинности выдвинутой гипотезы составляет 0,88. На этом основа-

Коэффициенты полиномов	Доверительные интервалы		
	P=0,9	P=0,95	P=0,99
$a_1=1,01 \text{ н-ч/дм}^2$	$\pm 0,04$	$\pm 0,05$	$\pm 0,08$
$b_1=1,44 \text{ н-ч/дм}^2$	$\pm 0,059$	$\pm 0,069$	$\pm 0,091$
$c_1=1,2 \text{ н-ч/дм}^2$	$\pm 0,05$	$\pm 0,06$	$\pm 0,08$
$a_2=0,18 \text{ н-ч/дм}^2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,03$	$\pm 0,05$
$b_2=0,42 \text{ н-ч/дм}^2$	$\pm 0,022$	$\pm 0,034$	$\pm 0,054$
$c_2=0,51 \text{ н-ч/дм}^2$	$\pm 0,02$	$\pm 0,03$	$\pm 0,05$
$c_3=0,29 \text{ н-ч/дм}^2$	$\pm 0,06$	$\pm 0,03$	$\pm 0,07$
$a_3=1,21 \cdot 10^{-3} \text{ н-ч}$	$\pm 5,9 \cdot 10^{-5}$	$\pm 7,7 \cdot 10^{-5}$	$\pm 9,8 \cdot 10^{-5}$
$b_3=3,56 \cdot 10^{-3} \text{ н-ч}$	$\pm 6,5 \cdot 10^{-5}$	$\pm 8,4 \cdot 10^{-5}$	$\pm 1,15 \cdot 10^{-4}$
$c_4=3,37 \cdot 10^{-3} \text{ н-ч}$	$\pm 6,2 \cdot 10^{-5}$	$\pm 8,1 \cdot 10^{-5}$	$\pm 1,1 \cdot 10^{-4}$

нии можно принять гипотезу о нормальном законе распределения отклонений ($T-\bar{T}$).

Исходя из принятой гипотезы проведены вероятностные расчеты, которые показали равенство нулю математических ожиданий отклонений трудоемкости — $M(T-\bar{T})=0$, что подтверждает среднестатистический характер трудоемкости производства единицы площади КП, определяемой при заданных $N_{\text{отв}}, N_{\text{точ}}, N_{\text{сл}}$ по (7), (8) и (9). Доверительные интервалы для коэффициентов полиномов при различной доверительной вероятности P приведены в **таблице**.

Установленная количественная связь между параметрами T и $N_{\text{отв}}, N_{\text{сл}}, N_{\text{точ}}$, выраженная в формулах (7), (8) и (9), может быть положена в основу методики расчета оптимального типоразмерного ряда КП для электронной аппаратуры.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ненашев А. П. Конструирование радиоэлектронных средств.— М.: Высш. школа, 1990.
2. ГОСТ 17467—88. Микросхемы интегральные. Основные размеры.

К. т. н. О. Н. НЕГОДЕНКО, д. т. н. В. А. ВОРОНИН, Д. В. ЗАРУБА

Россия, Таганрогский гос. радиотехнический университет
E-mail: metbis@fep.tsure.ru

Дата поступления в редакцию
01.06 2001 г.

Оппонент к. т. н. В. С. ГОЛУБ
(НПФ "VD MAIS", г. Киев)

ГЕНЕРАТОРЫ С ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ НА АНАЛОГАХ НЕГАТРОНОВ

Показана возможность компенсации паразитных параметров преобразователей в автогенераторах, определены условия устойчивости колебаний при воздействии механических нагрузок.

Генераторы с электромеханическими преобразователями являются источниками ультразвука, который широко используется в диагностических и технологических установках. Они могут использоваться как датчики физических величин. Известны пьезоэлектрические, магнитострикционные и электромагнитные преобразователи [1], которые могут быть как миниатюрными (источники ультразвука для исследования кровеносных сосудов, сенсоры для датчиков), так и больших габаритов (для преобразователей напряжения [2], стиральных машин, ультразвуковых паяльников, гидроакустических станций). Соответственно потребляемая генераторами мощность колеблется от единиц мВт до сотен Вт.

Максимальное излучение ультразвука наблюдается, если преобразователи работают на своей резонансной частоте. В некоторых устройствах (пьезодвигатели, датчики силы, давления, массы, паяльники) механическая нагрузка на преобразователь изменяется, что влияет на его резонансную частоту. В гидроакустических станциях, ультразвуковых паяльниках генераторы, с выхода которых сигнал подается на преобразователь, содержат цепи слежения за ходом резонансной частоты и цепи подстройки частоты генератора. Известны генераторы с кварцевыми пьезопреобразователями на мощных транзисторах, построенные по схемам емкостной или индуктивной трехточки и развивающие мощность в нагрузке в единицы Вт [3]. В таких генераторах при изменении механической нагрузки на преобразователь могут нарушаться условия генерации, поэтому они также нуждаются в цепях подстройки.

Избежать использования цепей слежения и подстройки при определенных условиях удастся при построении автогенераторов на аналогах негатронов с S- или N-образными вольтамперными характеристиками (ВАХ), т. к. они обладают широкополосностью, в них проще создается запас по возбуждению. В этом случае при изменении механической нагрузки на преобразователь меняется частота генерируемых и излучаемых колебаний, но срыва колебаний можно избежать. Пьезопреобразователи обычно работают на частоте последовательного резонанса, магнитострикционные и электромагнитные преобразователи — на частоте параллельного резонанса, если скомпенсировать влияние статической емкости в первом случае и индуктивности обмотки — во втором [1, с. 119]. Маломощные высокочастотные генераторы с кварцевым пьезопреобразователем (резонатором) на аналогах негатронов с S-образной ВАХ описаны в [4]. Величина статической емкости у них невелика и может быть скомпенсирована собственной индуктивностью аналога негатрона (или не компенсироваться вообще). Маломощные высокочастотные генераторы с кварцевыми пьезопреобразователями на туннельных диодах, имеющих N-образную ВАХ, описаны в [5]. Здесь для развязки импедансов туннельного диода и источника питания по переменному току используется LC-фильтр, а статическая емкость не компенсируется. Мощные преобразователи из пьезокерамики имеют большую статическую емкость, которую нужно скомпенсировать, потому что она шунтирует активное сопротивление нагрузки. Генераторы с электромагнитными или магнитострикционными преобразователями [6] на аналогах негатронов пока не исследованы.

Целью работы является подбор таких аналогов негатронов для генераторов с электромеханическими преобразователями, которые позволяли бы работать на резонансных частотах преобразователей за счет компенсации их паразитных параметров, а также выявления условий, при которых не требуется подстрой-

ка частоты генераторов при изменении механической нагрузки на преобразователь.

Известно, что статическую емкость пьезопреобразователя можно скомпенсировать индуктивностью, а индуктивность обмотки электромагнитного или магнитострикционного преобразователя — емкостью [1]. Однако не все схемы генераторов допускают параллельное подключение к пьезопреобразователю катушки индуктивности, т. к. последняя закорачивает по постоянному току клеммы, к которым подключается пьезопреобразователь. Не всегда можно последовательно с обмоткой электромагнитного или магнитострикционного преобразователя включать компенсирующий конденсатор, т. к. последний препятствует протеканию постоянного тока. Эти обстоятельства подсказывают, какой аналог негatrona нужно использовать.

Перебор всех возможных вариантов показывает, что для преобразователя с компенсацией статической емкости разумно применять аналог негatrona с N-образной ВАХ, например, аналог N-транзистора [4]. У него формирование N-образной ВАХ основано на уменьшении тока базы транзистора с увеличением напряжения питания за счет использования полевого эффекта или за счет ответвления части тока базы в дополнительную цепь.

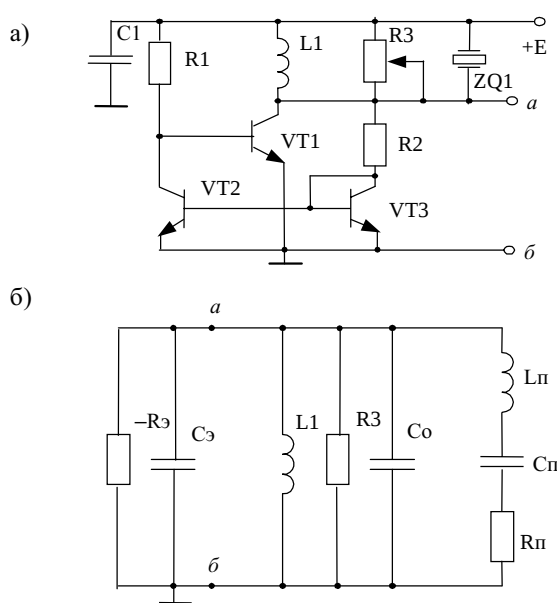


Рис. 1

На рис. 1, а показана схема аналога N-транзистора со вторым механизмом образования N-образной ВАХ между клеммами а и б при постоянном напряжении Е. Дополнительная цепь выполнена в виде токового отражателя на транзисторах VT2 и VT3. Для получения автогенератора между клеммой а и источником питания включается катушка индуктивности L1, резистор переменного сопротивления R3 и пьезопреобразователь ZQ1. Катушка L1 облегчает питание аналога негatrona по постоянному току и влияет на частоту генератора вместе с параметрами преобразователя ZQ1, резистор R3 обеспечивает формирование синусоидальной формы колебаний.

Эквивалентная схема генератора показана на рис. 1, б. Здесь R3 и C3 — эквивалентные активное отрицательное сопротивление и емкость аналога негatrona (формулы для них приведены в [4, с. 165]), Co — статическая емкость пьезопреобразователя, Lп, Cп, Rп — соответственно динамическая индуктивность, емкость и активное сопротивление пьезопреобразователя. Потери в катушке индуктивности L1 не учитываются вследствие их малости.

Из рис. 1, б видно, что генератор будет работать на частоте последовательного резонанса пьезопреобразователя $f_{\pi} = 1/(2\pi\sqrt{L_{\pi} \cdot C_{\pi}})$, если параллельный контур, составленный C3, Co, L1, настроен на эту же

частоту. Колебания возникают при $\left| \frac{-R_3 \cdot R_3}{R_3 - R_3} \right| > R_{\pi}$.

Когда резонансная частота параллельного контура ниже f_{π} , то возможна генерация на частоте параллельного контура $f_{\pi} = 1/2\pi\sqrt{L_1(C_3 + C_0)}$, если $|-R_3| < R_3$,

но $\left| \frac{-R_3 \cdot R_3}{R_3 - R_3} \right| < R_{\pi}$. В этом случае пьезопреобразователь работает как простой конденсатор. Если

$|-R_3| < R_3$ и, в то же время, $\left| \frac{-R_3 \cdot R_3}{R_3 - R_3} \right| > R_{\pi}$, то на ко-

лебания параллельного контура накладываются колебания последовательного контура с частотой f_{π} . Если $f_{\pi} > f_{\pi}$, то на колебания последовательного контура должны накладываться колебания параллельного контура, но этот вариант на практике не удавалось наблюдать.

В эксперименте использовались транзисторы КТ315, C1=100 нФ, R1=22 кОм, R2=75 кОм, E=6 В. Шарообразный тонкостенный преобразователь имел наружный диаметр 72 мм, внутренний — 64 мм, обкладки нанесены с наружной и внутренней стороны, вывод от внутренней обкладки сделан через отверстие в шаре диаметром 20 мм (их два с диаметрально противоположных сторон), частота последовательного резонанса $f_{\pi} = 21$ кГц, сопротивление Rп=20 Ом, статическая емкость Co=38 нФ, максимальное сопротивление резистора R3=1 кОм, индуктивность катушки L1=1—2 мГн (необходимо 1,6 мГн). Выходное напряжение снималось с клеммы а. При изменении индуктивности L1 и сопротивления R3 удавалось наблюдать работу генератора на частоте последовательного резонанса пьезопреобразователя при синусоидальной форме колебания. При использовании катушки с L1=40 мГн на колебания параллельного резонанса накладывались колебания с частотой последовательного резонанса. Резистором R3 можно "сорвать" колебания с частотой последовательного резонанса.

Исследованная схема N-транзистора может быть привлекательна для реализации мощных генераторов, т. к. ток через основной транзистор VT1 много больше токов через транзисторы VT2 и VT3. Это сулит получение высоких коэффициентов полезного действия генераторов.

При использовании магнитострикционного или электромагнитного преобразователя (Рм) предлагается генератор строить на аналоге негatrona с S-образной ВАХ. Схема одного из таких аналогов приведена на рис. 2, а [4, с. 146]. Здесь $R_1=R_2$, $R_3=R_4$. Между клеммами а и б наблюдается ВАХ с участком отрицательного дифференциального сопротивления, причем рабочая точка при подаче напряжения питания Е автоматически устанавливается посередине этого участка.

Эквивалентная схема генератора показана на рис. 2, б. Здесь $L_э$, $R_э$ – эквивалентные индуктивность и активное отрицательное сопротивление аналога негatrona (формулы для $L_э$, $R_э$ приведены в [4, с. 175]), C_2 – емкость разделительного конденсатора (этот конденсатор предотвращает короткое замыкание по постоянному току между клеммами а, б при подключении обмотки преобразователя), R_c – сопротивление, отражающее потери энергии в конденсаторе C_2 , $L_о$ и $R_о$ – индуктивность и активное сопротивление обмотки преобразователя, $L_п$, $C_п$, $R_п$ – динамические параметры преобразователя.

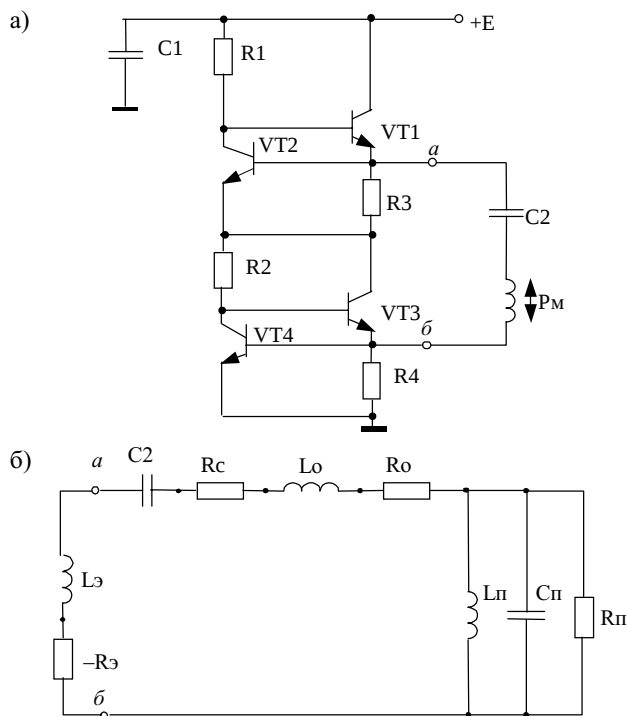


Рис. 2

Генератор будет работать на частоте параллельного резонанса $f_п = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_п \cdot C_п)}}$, если последовательный контур, составленный $L_э$, $L_о$ и C_2 , настроен на эту же частоту. Так как обычно известны $f_п$, $L_о$, $L_э$, то величина $C_2 = \frac{1}{40 \cdot f_п^2 \cdot (L_о + L_э)}$. Генератор работает при условии $|R_c + R_о - R_э| < R_п$.

В эксперименте применялись транзисторы КТ940 (VT1, VT3), КТ315 (VT2, VT4), $R_1=R_2=12 \text{ кОм}$, $R_3=R_4=37 \text{ Ом}$. В качестве преобразователя использовался камертонный

фильтр с резонансной частотой 1 кГц, $L_о=920 \text{ мГн}$. Вход фильтра подключался к генератору, а выход — к осциллографу. Определенная по формуле величина емкости C_2 (без учета $L_э$) равна 27 нФ. Настройка в резонанс осуществлялась изменением емкости C_2 или изменением напряжения источника питания (при этом меняется $L_э$). Генератор работал при напряжении $E=51\text{—}55 \text{ В}$. Такой генератор может служить не только источником ультразвука, но и источником стабильных колебаний. Построенные другим, более сложным, способом аналогичные источники стабильных колебаний описаны в [6, с. 239]. Расчет выходной мощности и КПД генераторов на используемом аналоге негatrona с S-образной ВАХ приведены в [4, с. 190], величина КПД зависит от $R_п$ и превышает 50%.

Для получения ультразвуковых колебаний, следующих с определенным интервалом, в схеме рис. 1, а управляющие импульсы напряжения следует подавать на клемму резистора R_1 , предварительно отключенного от источника питания Е. Можно использовать управляемые аналоги негatronов с S-образной ВАХ [4, с. 152].

Генераторы с магнитострикционными или электромагнитными преобразователями можно строить на аналогах негatrona с N-образной ВАХ. Эквивалентные схемы таких генераторов приведены на рис. 3 (резистор, регулирующий величину отрицательного сопротивления, не показан). В первом случае обмотка катушки преобразователя используется вместо катушки L_1 (рис. 1). Если аналог негatrona

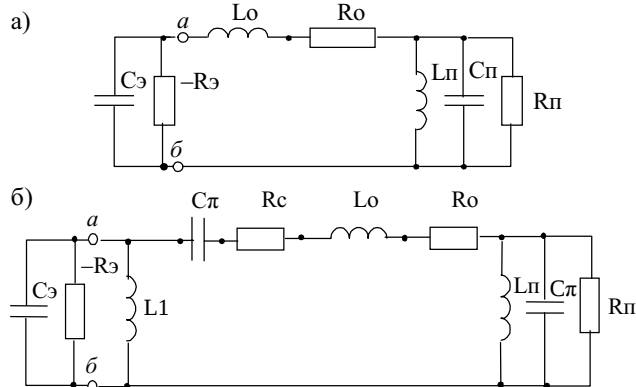


Рис. 3

обладает малой емкостью $C_э$, а обмотка преобразователя имеет малую индуктивность $L_о$, то генератор будет работать, если $|R_о - R_э| < R_п$. При большом запасе по возбуждению ($|R_о - R_э| \ll R_п$) колебания не будут срываться при воздействии на резонатор преобразователя механической нагрузки (конечно, в разумных пределах). Однако практически такой генератор трудно реализовать. Во втором случае (рис. 3, б) в схему вводятся два дополнительных элемента — L_1 и $C_п$. Если контуры $C_э—L_1$, $C_п—L_о$ настроены на частоту параллельного контура $L_п—C_п$ и $|R_c + R_о - R_э| < R_п$, то возникает генерация. Здесь компенсируются паразитные параметры преобразователя ($L_о$) и аналога негatrona ($C_э$), но система не обладает широкополосностью и будет чувствительна к изменениям ме-

ханической нагрузки на преобразователь. Кроме того, требуется настройка на единую частоту трех контуров, что не удобно.

Генераторы с пьезопреобразователями можно строить и на аналогах с S-образной ВАХ. Их эквивалентные схемы приведены на рис. 4. В первом случае, если L_3 и C_0 малы, то генератор возбуждается на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса преобразователя при $|R_3| > R_{п}$. Именно такой случай рассмотрен в [4, с. 174]. При большом запасе по возбуждению ($|R_3| \gg R_{п}$) генератор сохраняет работоспособность при изменении механической нагрузки на преобразователь, но емкость C_0 не компенсируется. Такой генератор хорош для датчиков, пьезодвигателей. Во втором случае (рис. 4, б) вводятся два дополнительных элемента — C_p и L_k . Если контуры L_3 — C_p , L_k — C_0 настроены на частоту последовательного контура $L_{п}$ — $C_{п}$, то колебания возникают, если $|R_3| > R_{п}$. Здесь паразитные параметры преобразователя (C_0) и аналога негатрона (L_3) компенсируются, но система будет чувствительна к изменениям механической нагрузки на преобразователь. Кроме того, требуется настройка на единую частоту трех контуров, что не удобно. Работоспособность генераторов, реализованных по схемам рис. 3 и 4, подтверждена экспериментально.

Увеличение мощности генераторов осуществляется применением транзисторов с высокими рабочими токами. Возникающая при этом проблема получения достаточной величины модуля отрицательного сопротивления решается увеличением напряжения питания и номиналов тех резисторов, сопротивление которых пересчитывается в отрицательное.

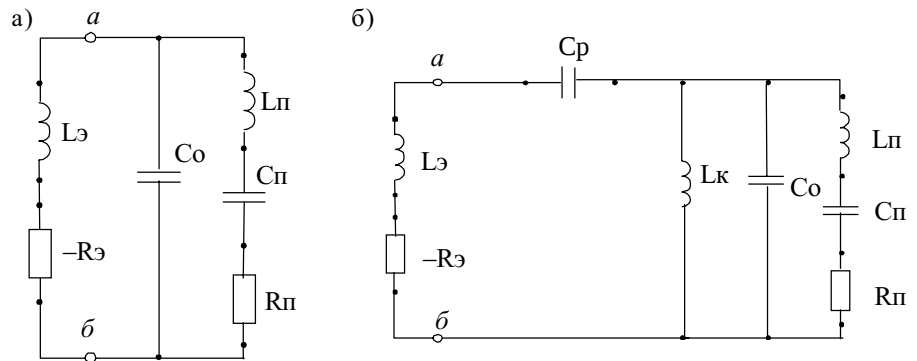


Рис. 4

Таким образом, показана возможность компенсации паразитных параметров электромеханического преобразователя в источниках ультразвука путем соответствующего выбора аналогов негатронов и введением в схему генераторов компенсирующих элементов; определены условия, при которых генераторы сохраняют работоспособность при изменении механической нагрузки на преобразователь.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Богородицкий В. В., Зубарев Л. А., Корепин Е. А., Якушев В. И. Подводные электроакустические преобразователи (расчет и проектирование). Справочник.— Л.: Судостроение, 1983.
2. Ерофеев А. А., Данов Г. А., Фролов В. В. Пьезокерамические трансформаторы и их применение в радиоэлектронике.— М.: Радио и связь, 1988.
3. Чистяков И. Н., Судаков Ю. И., Барский Е. А. Мощный кварцевый автогенератор на комплементарном транзисторе // Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты.— 1987.— Вып. 3.— С. 57—62.
4. Серьезнов А. Н., Степанова Л. Н., Гаряинов С. А. и др. Негатроника.— Новосибирск: Наука, 1995.
5. Львович А. А., Гейсман Ю. В. Высокочастотные кварцевые генераторы на туннельных диодах.— М.: Связь, 1970.
6. Филатов Г. А. Малогабаритные низкочастотные механические фильтры.— М.: Сов. радио, 1974.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ. СИМПОЗИУМЫ

Украина
г. Харьков
23—26 сентября 2002 г.

Адрес Оргкомитета
61166, Харьков, просп. Ленина, 14,
ХНУРЭ, ИМО.

Тел. (0572) 40-93-97. Факс (0572) 40-91-13.
E-mail: imd@kture.kharkov.ua

8-я Международная научная конференция «ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА ПЕРЕДАЧИ, ПРИЁМА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ» (ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ, СЕТИ И ТЕХНОЛОГИИ. «ИИСТ-2002»)

Научные секции конференции

1. Фундаментальные исследования в области создания ИИСТ.
2. Перспективные телекоммуникационные и компьютерные технологии развития ИИСТ.
3. Программно-аппаратные средства и технологии разработки ИИСТ.
4. Автоматизация проектирования и тестирования цифровых систем.
5. Устройства, средства и системы радиодоступа в ИИСТ.
6. Компонентная база аппаратных средств ИИСТ.
7. Математические методы и модели разработки ИИСТ.
8. Безопасность информационных технологий.

К. ф.-м. н. В. Г. КРЫЖАНОВСКИЙ, А. Н. РУДЯКОВА,
Д. В. ЧЕРНОВ

Украина, Донецкий национальный университет

E-mail: apex@dongu.donetsk.ua

Дата поступления в редакцию
07.12.2001 г.

Оппонент к. т. н. Л. Д. ЗУБКО
(НИИКА, г. Донецк)

МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОГЕНЕРАТОРА КЛАССА Е

Автогенератор продемонстрировал основные особенности функционирования усилителя класса Е и может использоваться для построения высокоэффективных преобразователей энергии.

Использование полигармонических (полиреактивных) режимов работы усилителей позволяет получить КПД, близкий к предельному [1—4]. Представляет интерес рассмотреть использование режима класса Е в автогенераторах [5]. Этот вопрос интересен для определения полного КПД усилителя класса Е.

Цель данной работы — изложить методику проектирования и исследовать автогенератор класса Е с демонстрацией характерных особенностей его работы.

Теоретический анализ

В последнее время усилился интерес к применению низковольтного питания для различных радиотехнических устройств. Одной из причин является оптимальное использование емкости батарей при их низком напряжении [6]. С понижением напряжения в усилителях класса Е неперенным условием становится получение низкого напряжения на транзисторе, находящемся в состоянии "включено" [2]. Такому условию удовлетворяют полевые транзисторы, у которых сопротивление в открытом состоянии составляет 0,1 Ом и менее [7]. Однако некоторые из этих транзисторов имеют высокое напряжение "затвор—исток", требуемое для открывания транзистора. В то же время амплитуда выходного напряжения усилителя класса Е связана с его напряжением питания соотношением $U_m = 1,074 U_{dc}$ [3]. При разработке автогенератора это приводит к противоречию между требуемым входным напряжением на транзисторе и возможным выходным напряжением низковольтного усилителя класса Е, разрешить которое можно применением схем повышения напряжения.

Одним из простейших вариантов схемы является использование трансформатора на выходе усилителя класса Е. При этом можно согласовать генератор с низковольтным питанием со стандартной нагрузкой (например 50 Ом) и обеспечить требуемое напряжение на затворе полевого транзистора. Однако использование трансформатора с магнитным сердечником приведет к повышению потерь в автогенераторе и снижению полного КПД. Поэтому мы рассмотрим проектирование генератора без использования такого трансформатора.

В результате предварительного рассмотрения выбор был сделан в пользу применения схемы из [5] (рис. 1), т. к. она позволяет выполнить условия реализации автогенератора класса Е при разнообразных входных данных. Делитель напряжения на резисторах R_{d1} и R_{d2} создает условия для запуска автогенератора и его работы при коэффициенте заполнения

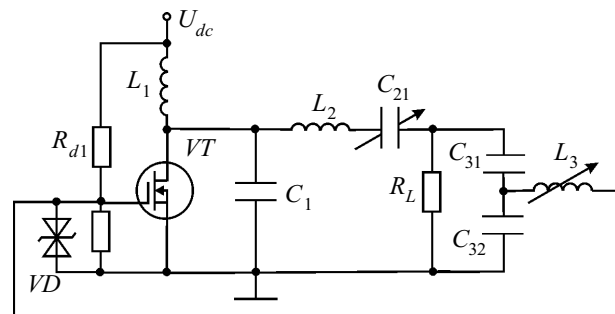


Рис. 1. Схема автогенератора класса Е

близком к 50%. Стабилитрон VD обеспечивает защиту затвора транзистора при возможном превышении входным напряжением напряжения пробоя затвора. Этот автогенератор представлен эквивалентной схемой (рис. 2) как усилитель класса Е, охваченный цепью обратной связи.

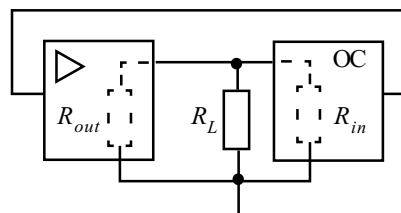


Рис. 2. Блок-схема автогенератора класса Е

Для автогенератора в режиме класса Е необходимо выполнить следующие условия [5]:

1. Напряжение "сток—исток" должно иметь ту же форму, что и напряжение соответствующего усилителя класса Е.
2. Энергия, накопленная в колебательной системе, должна быть достаточной для обеспечения требуемой стабильности частоты.
3. Сигнал обратной связи на затворе транзистора должен иметь ту же амплитуду и фазу (относительно сигнала на стоке), что и сигнал соответствующего усилителя класса Е.

В автогенераторе класса Е должны выполняться строгие соотношения между частотой, сопротивлением нагрузки и номиналами реактивных элементов, требуемых для обеспечения режима работы усилителя класса Е. Для получения генерации на заданной частоте необходимы определенные значения элементов цепи обратной связи, чтобы получить равный нулю (2π) набег фазы от входа (затвора) транзистора до выхода цепи обратной связи генератора. Однако выполнение этого требования может изменить предыдущее условие. Таким образом, проблема состоит в учете импеданса, вносимого цепью обратной связи, при определении элементов выходной цепи усилителя класса Е.

Амплитуда напряжения обратной связи автогенератора (т. е. напряжение на затворе транзистора) должна быть достаточной для реализации ключевого режима транзистора (в нашем случае не ниже 10—12 В). Другим необходимым условием может быть сопротивление нагрузки; для большинства применений его можно принять равным 50 Ом.

Расчет элементов автогенератора

Для расчета генератора зададим исходные данные; ими являются частота (f), выходная мощность (P), сопротивление нагрузки генератора (R_L), напряжение питания и тип используемого активного элемента. Еще одно условие возникает при учете требования уровня гармоник на выходе генератора не выше заданного значения. Чтобы получить, например, уровень второй гармоники –20 дБ без применения дополнительных фильтров, нагруженная добротность Q_L должна быть не менее 5,1 [8].

Для сравнения с известными результатами использования низкого напряжения питания в усилителях класса Е применим транзистор МТР3055Е [2, 7, 9].

Выбираем для расчета следующие параметры генератора: $f=800$ кГц, $P=1$ Вт, $R_L=50$ Ом, $U_{dc}=4,5$ В. Нагруженная добротность L_2 задается по измеренному экспериментально значению 11,2.

Для автогенератора часть выходной мощности усилителя поступает на его вход, и на выход генератора поступает мощность, меньшая, чем рассчитывается, поэтому усилитель класса Е в составе генератора необходимо рассчитывать на мощность, большую чем выходная. То есть выходное сопротивление нагрузки усилителя R_{out} будет равно сумме параллельно соединенных сопротивлений нагрузки генератора R_L и входного сопротивления цепи обратной связи R_{in} (рис. 2). R_{in} можно оценить из энергетических соотношений.

Мощность на входе полевого транзистора [10, с. 362—365]

$$P_G = f U_{GSm} Q_G, \quad (1)$$

где U_{GSm} — максимальное напряжение на затворе транзистора;

Q_G — заряд на затворе при этом напряжении.

Отсюда

$$R_{in} = U_G^2 / P_{in} = P R_L / P_{in}, \quad (2)$$

где U_L — выходное напряжение автогенератора.

Соответственно,

$$R_{out} = \frac{R_L R_{in}}{R_L + R_{in}}. \quad (3)$$

Величина R_{out} является трансформированным сопротивлением R , определяемым как

$$R = 0,577 U_{dc}^2 / P. \quad (4)$$

Схема усилителя класса Е с трансформирующей цепью и без нее [5] представлена на рис. 3.

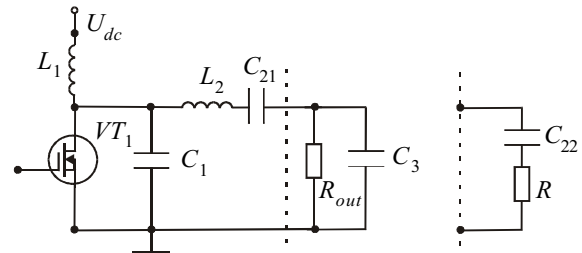


Рис. 3. Выходная цепь усилителя класса Е

Вначале определяем C_1 по формулам из [2, 3]:

$$C_1 = 0,1836 / 2\pi f R = 0,1836 / \omega R. \quad (5)$$

Емкости C_{21} и C_3 определяются из условия получения требуемого R_{out} при заданном R . Исходя из условия равенства импедансов $Z_s = Z_p$ ($Z_s = R_s + X_s$, $1/Z_p = 1/R_p + 1/X_p$, X — реактивное сопротивление) и добротности (q) при последовательном (индекс "s") и параллельном ("p") включении элементов [11, с. 153—156]

$$q = R_p / X_p = X_s / R_s, \quad (6)$$

в нашем случае получим:

$$X_p = R_{out} / q; \quad (7)$$

$$q = \pm \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} = -\sqrt{\frac{R_{out}}{R} - 1}. \quad (8)$$

Тогда $C_3 = q / \omega R_{out}$. Емкость C_{21} определяется из условия получения требуемого реактивного сопротивления выходной цепи усилителя [2] $X = \omega L_2 - 1 / \omega C_{21} + qR$, отсюда

$$C_{21} = \frac{1}{\omega(\omega L_2 - X + qR)} = \frac{1}{\omega(Q_L - 1,152 + q)R}. \quad (9)$$

Для расчета автогенератора необходимо определить элементы цепи обратной связи исходя из заданных ранее условий. Для этого рассмотрим цепь от стока транзистора до его затвора с учетом входного сопротивления транзистора. Сопротивление делителя и активное сопротивление входа транзистора пере-

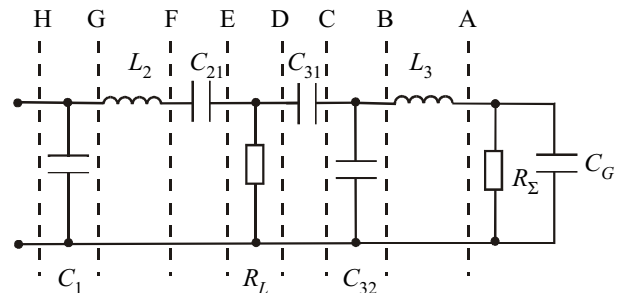


Рис. 4. Схема выходной цепи и цепи обратной связи автогенератора для расчета условий баланса фаз

считаны в сопротивление R_Σ , входная емкость транзистора — в C_G . Как в [5], обозначим сечения цепи (рис. 4) буквами от А до Н. Для каждого сечения цепи введем добротность и аргумент входного импеданса, например

$$q_A = \frac{R_p}{X_p} = \omega C_G R_\Sigma; \quad (10)$$

$$\varphi_A = \arctg q_A. \quad (11)$$

Тогда сдвиг фаз между двумя сечениями цепи будет выражаться так:

$$\varphi_{AB} = \varphi_A - \varphi_B = \arctg q_A - \arctg q_B. \quad (12)$$

Полный сдвиг фазы φ_{AG} должен равняться повороту фазы в транзисторе от затвора до стока. Эту фазу можно найти исходя из условий работы усилителя класса Е. Согласно [5], она равна $\varphi_T = 196^\circ$. Как показывает моделирование, это справедливо и для нашего случая. Тогда

$$\varphi_{AG} = -\varphi_T = -196^\circ. \quad (13)$$

В свою очередь,

$$\varphi_{AG} = \varphi_{EG} + \varphi_{AD}. \quad (14)$$

Фазовый сдвиг $\varphi_{EG} = \varphi_E - \varphi_G = \arctg q_E - \arctg q_G$ определяется условиями работы усилителя класса Е, где q_E дано в (8), а q_G определена в [2]:

$$q_G = \frac{X}{R} = \frac{\pi}{16} (\pi^2 - 4). \quad (15)$$

Таким образом, задача сводится к определению элементов цепи обратной связи для получения требуемого фазового сдвига и необходимого коэффициента трансформации напряжения от нагрузки к затвору транзистора.

Следуя [5], определим

$$\varphi_{AD} = \varphi_A - \varphi_B + \varphi_C - \varphi_D = \arctg q_A - \arctg q_B + \arctg q_C - \arctg q_D. \quad (16)$$

Добротность q_A дана (10), q_D можно найти, зная, что $X_D = X_E$ (7), и из (2).

Следовательно, элементы цепи обратной связи необходимо определить из системы уравнений

$$\begin{cases} \arctan(q_C) - \arctan(q_B) = \varphi_{AD} - \varphi_A + \varphi_D; \\ q_B = \sqrt{\frac{R_{SC}}{R_{SB}} (1 + q_C^2) - 1}. \end{cases} \quad (17)$$

Второе уравнение получается из следующих соотношений: последовательное активное сопротивление в точке В равно таковому в точке А, а в точке С — D.

$$R_{sA} = R_{sB} = \frac{R_\Sigma}{1 + q_A^2}. \quad (18)$$

$$R_{sC} = R_{sD} = \frac{R_{in}}{1 + q_D^2}. \quad (19)$$

Параллельные сопротивления в сечениях В и С равны:

$$R_{pB} = R_{pC} = R_{sB} (1 + q_B^2) = R_{sC} (1 + q_C^2). \quad (20)$$

Решив систему (17), находим элементы цепи по следующим соотношениям:

$$L_3 = \frac{(q_B - q_A) R_{sA}}{\omega}; \quad (21)$$

$$C_{32} = \frac{(q_C - q_B)}{\omega R_{pB}}; \quad (22)$$

$$C_{31} = \frac{1 + q_D^2}{\omega (q_D - q_C) R_{in}}. \quad (23)$$

Основными источниками потерь энергии в усилителе класса Е являются потери в открытом транзисторе, в индуктивности L_2 и конденсаторах [2, 3]. Используя значения этих сопротивлений потерь (в т. ч. измеренное значение последовательного эквивалентного сопротивления L_2), мы можем определить зависимость КПД от напряжения питания (рис. 5). На

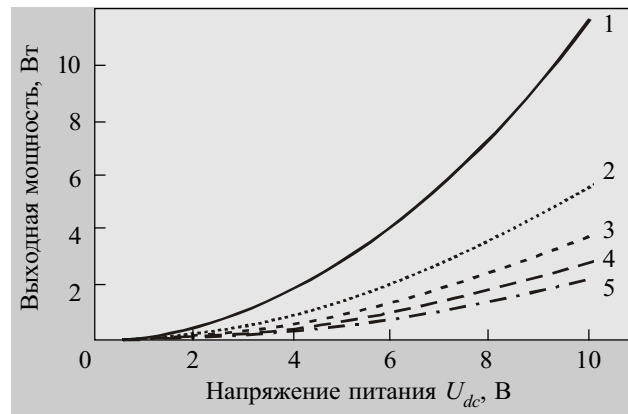


Рис. 5. Зависимость выходной мощности усилителя класса Е от напряжения питания при заданном КПД: 1 — 5 Ом, КПД=80%; 2 — 10 Ом, КПД=88%; 3 — 15 Ом, КПД=91%; 4 — 20 Ом, КПД=93%; 5 — 25 Ом, КПД=94%

этом графике представлены линии равного КПД усилителя класса Е (для наших значений частоты и потерь в элементах), связывающие напряжение питания и выходную мощность. Эти значения КПД будут ожидаемыми и для автогенератора класса Е с учетом дополнительной мощности, затрачиваемой на управление транзистором и рассеиваемой в цепи обратной связи.

В таблице приведены параметры генератора, рассчитанные и экспериментальные. Отличия между ними

Параметры автогенератора класса Е

Элементы	Теория	Эксперимент
L_1 , мГн	2,1	2,1
C_1 , пФ	3290	3320
L_2 , мкГн	27,2	27,2
C_2 , пФ	1933	1840
C_{31} , нФ	8,7	11,2
C_{32} , нФ	48	60,6
L_3 , мкГн	44,43	48
R_{d1} , кОм	120	120
R_{d2} , кОм	750	750
f , кГц	800	800
P , Вт	1	1,19
КПД, %	88	86

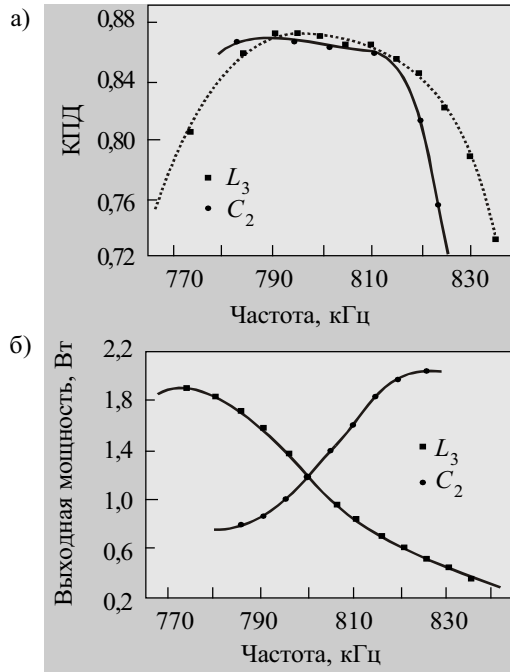


Рис. 6. Зависимости КПД (а) и выходной мощности (б) генератора при перестройке его частоты изменением индуктивности L_3 и конденсатора C_2

объясняются отличием коэффициента заполнения от расчетного значения 50 процентов. Это отличие объясняется характеристиками транзистора при его работе от источника синусоидального напряжения.

Вместе с тем КПД автогенератора не слишком отличается от расчетного, что подтверждает высокий КПД класса Е даже при значительном времени переключения транзистора.

На рис. 6 представлены зависимости КПД генератора от частоты генерации при его перестройке путем изменения индуктивности L_3 и конденсатора C_2 ; $U_{dc}=4,5$ В. Изменение L_3 в фазосдвигающей цепи более пригодно для изменения частоты генератора.

Полученные формы тока стока и напряжения на транзисторе (рис. 7) соответствуют условиям минимизации потерь в транзисторе [3, 12].

Работа транзистора в режиме переключателя, относительно высокая добротность выходной и фазосдвигающей цепей генератора позволяют получить хорошую стабильность частоты генератора, что может позволить ему работать непосредственно от батареи (рис. 8).

Уровень второй гармоники выходного сигнала равен -29 дБ, третьей — <-40 дБ.

Результаты исследования автогенератора класса Е показывают, что данный тип генератора может обеспечить высокое значение КПД при приемлемых прочих характеристиках. Часть входной мощности усилителя класса Е передается на его выход, о чем свидетельствуют полученные значения выходной мощности и КПД. Это говорит о возможности получения высоких значений полного КПД в усилителях класса Е.

Выводы

На основе описанных принципов построения автогенератора класса Е рассчитана схема и экспери-

Рис. 7. Формы тока и напряжения стока

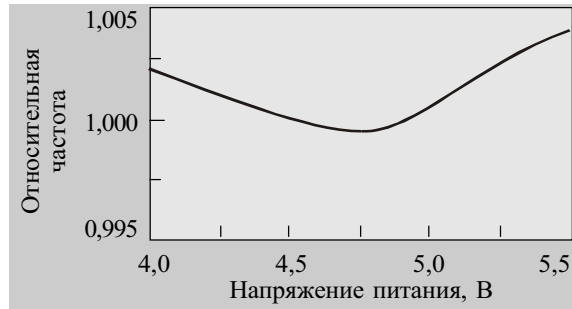
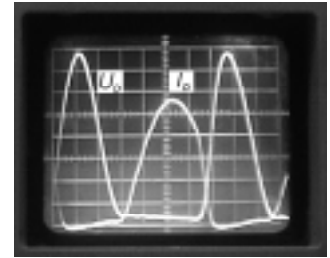


Рис. 8. Нормированная частота генератора в зависимости от напряжения питания

ментально исследован автогенератор с полным КПД 86% на частоте 800 кГц. Автогенератор продемонстрировал основные особенности функционирования усилителя класса Е и может использоваться для построения высокоэффективных преобразователей энергии.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Крыжановский В. Г., Рассохина Ю. В., Рудякова А. Н., Шевченко И. Н. Транзисторные усилители с высоким КПД: общие условия реализации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2000.— № 5—6.— С. 5—8.
2. Крыжановский В. Г., Рудякова А. Н., Чернов Д. В. Методика расчета и исследование усилителя класса Е // Там же.— 2001.— № 4—5.— С. 11—15.
3. Sokal N. O. Class-E switching-mode high-efficiency tuned RF/microwave power amplifier: improved design equations / 2000 MTT-S International Microwave Symposium Digest.— 2000.— Vol. 11.— P. 779—782.
4. Pat. 3919656 US. High-efficiency tuned switching power amplifier / N. O. Sokal, A. D. Sokal.— Nov. 11, 1975.
5. Ebert J., Kazimierczuk M. Class E high-efficiency tuned power oscillator // IEEE J. of Solid-State Circuits.— April 1981.— Vol. SC-16, N 2.— P. 62—66.
6. Golio M. The push toward low voltage devices // Microwave magazine.— March 2000.— Vol. 1, N 1.— P. 38—45.
7. Designer's data sheet, MTP3055, <http://www.motorola.com>
8. Socal N. O., Raab F. H. Harmonic output of class-E RF power amplifiers and load coupling network design // IEEE J. of Solid-State Circuits.— February 1977.— Vol. SC-12, N 1.— P. 86—88.
9. Cantrell W. H. Tuning analysis for the high-Q class-E power amplifier // IEEE Trans. on MTT.— 2000.— Vol. 48, N 12.— P. 2397—2402.
10. Kazimierczuk M. K., Czarkowski D. Resonant power converters.— New York: John Wiley & Sons, 1995.— P. 362—365.
11. Фуско В. СВЧ цепи.— М.: Радио и связь, 1990.
12. Козырев В. Б. Транзисторные умножители частоты в ключевом режиме // Радиотехника.— 1975.— Т. 30, № 2.— С. 54—65.

Д. ф.-м. н. Ф. Д. КАСИМОВ, А. Э. ЛЮТФАЛИБЕКОВА

Азербайджан, г. Баку, ОКБ космического приборостроения
E-mail: anasa.ssddb@azeuro.net

Дата поступления в редакцию
07.02 2002 г.

Оппонент к. т. н. А. Г. ШАЙКО-ШАЙКОВСКИЙ
(ЧНУ им. Ю. Федьковича, г. Черновцы)

РАСЧЕТ УПРУГИХ МЕХАНИЧЕСКИХ НАПРЯЖЕНИЙ В НЕОДНОРОДНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУРАХ

Возникающие в пленке механические напряжения пропорциональны ее толщине и температуре осаждения и обратно пропорциональны толщине подложки.

Многослойные полупроводниковые структуры, широко применяемые в современной микроэлектронике, представляют собой неоднородные тела как по сечению, так и по площади [1, 2]. Вследствие этого в микроэлектронных изделиях в процессе изготовления возникают упругие механические напряжения, величина и характер распределения которых оказывают значительное влияние на электрические характеристики приборов [3].

Например, известно, что в термически выращенных пленках двуокиси кремния существуют неоднородно распределенные по толщине механические напряжения [4], приводящие к сдвигу пика ионной компоненты полного тока по оси напряжений [5].

При формировании и обработке тонких пленок SiO₂ наиболее современным способом — быстрой термической обработкой некогерентным ИК-излучением [6] — вследствие различия оптических и упругих постоянных в структуре генерируются поля термоупругих напряжений сложной формы [7].

При выращивании локальных пленок моно- и поликристаллического кремния в едином технологическом процессе [1] на кремниевой пластине *p*-типа проводимости создаются локальные области SiO₂, покрытые затравочными поликремниевыми слоями, на которых в ходе эпитаксиального наращивания монокристаллической пленки *n*-типа проводимости формируются пленки поликристаллического кремния (ППК). В результате получают структуры, неоднородные как по сечению, так и по площади, вследствие чего в монокристаллических островках возникают механические напряжения, возрастающие при приближении к их периферии, т. е. к границе раздела монопленки с ППК [8].

Поэтому при проектировании ИС важное значение имеет знание величины и характера распределения механических напряжений в зависимости от топологических и конструктивно-технологических параметров образца.

Нами проведен расчет механических напряжений для наиболее распространенной в технологии ИС двухслойной структуры, представляющей собой кремни-

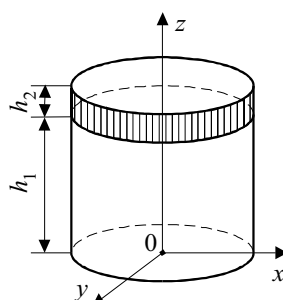


Рис. 1. Двухслойная эпитаксиальная структура

вую эпитаксиальную пленку, выращенную на подложке противоположного типа проводимости (рис. 1).

Обозначим через h_1 , ν_1 , α_1 , E_1 и h_2 , ν_2 , α_2 , E_2 толщину, коэффициент Пуассона, температурный коэффициент расширения и модуль Юнга для подложки и пленки, соответственно.

Решалась система уравнений термоупругости с соответствующими граничными условиями:

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_{11}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_{12}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_{13}}{\partial z} = 0; \\ \frac{\partial \sigma_{21}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_{22}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_{23}}{\partial z} = 0; \\ \frac{\partial \sigma_{31}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_{32}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_{33}}{\partial z} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где σ_{ij} — нормальные напряжения.

Внешние силы, приложенные непосредственно к поверхности тела, входят в граничные условия уравнениями равновесия:

$$P_i = \sigma_{ik} n_k. \quad (2)$$

Если на рассматриваемое тело действует только температурное поле $T(Z)$ и, следовательно, поверхность тела свободна от нагрузки, то на всей поверхности должны выполняться условия

$$\begin{cases} \sigma_{11}n_1 + \sigma_{12}n_2 + \sigma_{13}n_3 = 0; \\ \sigma_{21}n_1 + \sigma_{22}n_2 + \sigma_{23}n_3 = 0; \\ \sigma_{31}n_1 + \sigma_{32}n_2 + \sigma_{33}n_3 = 0. \end{cases} \quad (3)$$

На нижней и верхней поверхностях ($Z=0$, h) составляющие нормали $n_1=n_2=0$, а $n_3=1$, и из условия (3) вытекает, что

$$\sigma_{13} = \sigma_{31} = \sigma_{23} = \sigma_{32} = \sigma_{33} = 0. \quad (4)$$

На боковой поверхности $n_1 \neq 0$, $n_2 \neq 0$, $n_3 = 0$, и, следовательно:

$$\begin{cases} \sigma_{11}n_1 + \sigma_{12}n_2 = 0; \\ \sigma_{21}n_1 + \sigma_{22}n_2 = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Запишем обобщенный закон Гука —

$$\begin{cases} \varepsilon_{11} = E^{-1}[\sigma_{11} - \nu(\sigma_{22} + \sigma_{33})] + \alpha\Delta T; \\ \varepsilon_{22} = E^{-1}[\sigma_{22} - \nu(\sigma_{11} + \sigma_{33})] + \alpha\Delta T; \\ \varepsilon_{ij} = (1 + \nu)E^{-1}\sigma_{ij}, \text{ при } i \neq j \end{cases} \quad (6)$$

и условия совместности:

$$\frac{d^2\varepsilon_{11}}{dz^2} = 0; \quad \frac{d^2\varepsilon_{22}}{dz^2} = 0; \quad \frac{d^2\varepsilon_{12}}{dz^2} = 0. \quad (7)$$

Здесь ε_{ij} — относительные деформации. Из (6), с учетом (4), имеем:

$$\begin{cases} \varepsilon_{11} = E^{-1}(\sigma_{11} - \nu\sigma_{22}) + \alpha\Delta T; \\ \varepsilon_{22} = E^{-1}(\sigma_{22} - \nu\sigma_{11}) + \alpha\Delta T; \\ \varepsilon_{12} = E^{-1}(1 + \nu)\sigma_{12}. \end{cases} \quad (8)$$

Подставляя выражения ε_{ij} из (8) в уравнения (7), интегрируя и разрешая относительно σ_{11} , σ_{22} и σ_{12} , находим:

$$\begin{cases} \sigma_{11} = E(1 - \nu^2)^{-1}[(a_1 + \nu a_2)z + b_1 + \nu b_2 - (1 + \nu)\alpha\Delta T]; \\ \sigma_{22} = E(1 - \nu^2)^{-1}[(a_2 + \nu a_1)z + b_2 + \nu b_1 - (1 + \nu)\alpha\Delta T]; \\ \sigma_{12} = E(1 + \nu)^{-1}(a_3z + b_3), \end{cases} \quad (9)$$

где a_i , b_i — постоянные интегрирования.

В силу изотропности $\sigma_{11} = \sigma_{22}$, а $\sigma_{12} = 0$, из чего следует, что $a_1 = a_2 = a$; $b_1 = b_2 = b$. Следовательно,

$$\sigma_{11} = \sigma_{22} = E(1 - \nu)^{-1}(az + b - \alpha\Delta T) \quad (10)$$

Значения коэффициентов a и b можно найти используя граничные условия на боковых поверхностях, которые удовлетворим интегрально:

$$\int_0^{h_1} \sigma_{11}(z) dz = 0; \quad \int_0^{h_2} z \sigma_{11}(z) dz = 0. \quad (11)$$

Подставляя в (11) выражение для σ_{11} из (10), находим:

$$\begin{cases} E(1 - \nu)^{-1} \int_0^{h_1} (az + b - \alpha_1\Delta T) dz = 0; \\ E(1 - \nu)^{-1} \int_0^{h_2} (az^2 + bz - \alpha_2\Delta Tz) dz = 0. \end{cases} \quad (12)$$

Интегрируя и проведя несложные преобразования, получаем значения коэффициентов:

$$a = \frac{6\Delta T(\alpha_1 - \alpha_2)}{3h_1 - 4h_2}; \quad b = \frac{\Delta T(3\alpha_2h_1 - 4\alpha_1h_2)}{3h_1 - 4h_2}. \quad (13)$$

Разделив числитель и знаменатель выражения для b на h_1 и учитывая, что $h_1 \gg h_2$, получаем упрощенное выражение для b :

$$b = \alpha_2\Delta T. \quad (14)$$

Подставляя значения коэффициентов a и b в формулу (10) и учитывая, что $z = h_2$, получаем окончательное выражение для $\sigma(z)$ в тонкой пленке:

$$\sigma(z) = \frac{6E_2(\alpha_1 - \alpha_2)h_2\Delta T}{(1 - \nu_2)(3h_1 - 4h_2)}. \quad (15)$$

Из полученной формулы видно, что возникающие в тонкой пленке механические напряжения пропор-

циональны ее толщине и температуре осаждения, что согласуется с экспериментальными данными, имеющимися в литературе. Как показано в [9, с. 216], величина механических напряжений, экспериментально измеренная в тонких поликристаллических пленках кремния (в диапазоне 0,05—10 мкм), осажденных на кремниевые подложки, зависит от толщины пленки, соотношения толщин пленки и подложки, температуры осаждения и других технологических факторов (рис. 2).

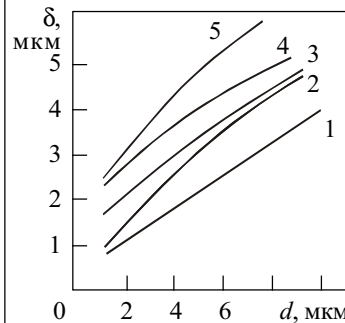


Рис. 2. Зависимость прогиба (δ) структур Si—Si₃N₄—poly-Si от толщины поликристаллической пленки (d) на подложках с ориентацией (111) толщиной 300 (3, 4), 400 (2, 5) и 500 мкм (1). Температура осаждения 1023 К (1—3) и 1123 К (4, 5)

Из рис. 2 видно, что величина прогиба пленок (соответствующая величине упругих механических напряжений в них) пропорциональна толщине пленки и температуре осаждения и обратно пропорциональна толщине подложки, что также следует и из выведенной нами формулы.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Abdullyev A. G., Kasimov F. D., Mamikonova V. M. The simultaneous growth of monocrystalline and polycrystalline silicon films with controlled parameters // Thin Solid Films.—1984.—Vol. 115, N 3.—P. 237—243.
2. Зайка В. В., Касимов Ф. Д., Мехтиев А. Т. Многослойная МДП-структура в качестве фильтра низких частот системы ФАПЧ // Тр. 3-й междунар. НТК «Микроэлектронные преобразователи и приборы на их основе». — Баку—Сумгаит.—2001.—С. 64—65.
3. Hezel R., Hearn E. Mechanical stress and electrical properties of MNOS devices, as a function of the nitride deposition temperature // J. Electrochem. Soc.—1978.—Vol. 125, N 11.—P. 1848—1852.
4. Соколов В. И., Федорович Н. А. Релаксация механических напряжений в окисных пленках на кремнии // Физика твердого тела.—1982.—Т. 24, № 5.—С. 1440—1441.
5. Романов В. П., Золочевский Ю. Б., Ларчиков А. В., Сапольков А. Ю. Влияние механических напряжений в диэлектрике на динамические вольт-амперные характеристики МДП-структур // Известия вузов. Электроника.—1997.—Т. 2, № 6.—С. 37—43.
6. Светличный А. М., Агеев, О. А., Шляховой Д. А. Особенности получения тонких пленок SiO₂ методом быстрой термической обработки // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.—2001.—№ 4—5.—С. 38—43.
7. Сеченов Д. А., Светличный А. М., Соловьев С. И. и др. Моделирование температурных полей в полупроводниковых структурах при быстром термическом отжиге // Физика и химия обработки материалов.—1994.—№ 2.—С. 33—38.
8. Касимов Ф. Д., Исмаилова С. А. Исследование механических напряжений в эпитаксиальных датчиках Холла различной конфигурации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.—2001.—№ 1.—С. 35—37.
9. Колешко В. М., Ковалевский А. А. Поликристаллические пленки полупроводников в микроэлектронике.—Минск: Наука и техника, 1978.

К. т. н. А. А. МЕРЖВИНСКИЙ, д. т. н. В. И. ОСИНСКИЙ,
д. т. н. А. В. ПАЛАГИН, к. т. н. В. Г. ВЕРБИЦКИЙ,
А. А. ВОРОНЬКО, П. А. МЕРЖВИНСКИЙ, П. В. БЕЛАШ,
Ю. И. СИБРИН, С. П. ОСТАПЧУК

Украина, г. Киев, Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова,
НИИ микроприборов, ОАО ЭЛМИС
E-mail: merg@carrier.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
03.09 2001 г.

Оппоненты
д. т. н. В. А. БАГАЦКИЙ
(ИК им. В. М. Глушкова, г. Киев),
к. т. н. В. И. КОРНЕЙЧУК
(ОНАС им. А. С. Попова, г. Одесса)

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ЦИФРОВЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ

Приведены цели проектирования и альтернативные методы их достижения, показаны направления интеграции схемотехнических и конструктивных узлов.

Оптические передающие и приемные устройства находят все более широкое распространение в аппаратуре передачи информационных потоков. Применению их в украинских разработках препятствуют большая цена либо недостаточная надежность и большие габариты приемопередатчиков, доступных по цене. Выход — в разработке и производстве собственных конкурентоспособных изделий.

При синтезе волоконно-оптических модулей для применений в цифровых линиях телекоммуникаций и локальных компьютерных сетях должны быть определены:

- тип и параметры излучателей и фотоприемников;
- функции и параметры электронных аналоговой и цифровой частей;
- функции и параметры оптической части;
- параметры элементов применительно к передаваемым информационным потокам.

Базовые компоненты модулей ВОЛС

Базовые компоненты могут быть выделены из сравнительного рассмотрения последовательных электрического и оптического каналов передачи информации. На схеме **рис. 1** показаны следующие узлы.

Формирователь передаваемого кода (1).

Функции преобразования сообщения a , поступающего на вход формирователя:

- формирование кода, пригодного для передачи по линии связи;

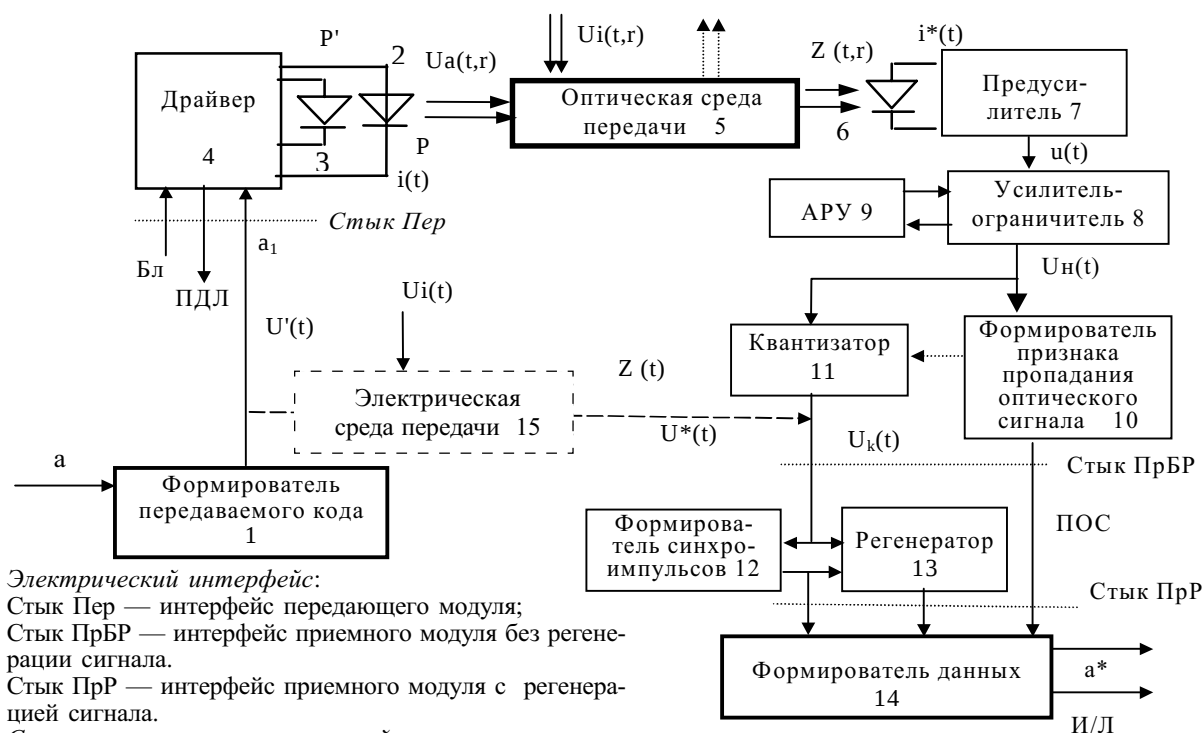


Рис. 1. Сравнительная схема передачи сообщений по оптическому и электрическому цифровым каналам связи

— обеспечение контроля ошибок при передаче сообщения;

— обеспечение передачи информации только к адресату.

Тип применяемого цифрового кода определяется особенностями драйвера (4), оптической среды передачи (5) и приемника.

Излучатель (2). Преобразование (ЭО) электрических сигналов $i_{\text{вх}}(t)$ в оптические $P_{\text{вых}}(t)$ реализуется с помощью лазерного диода (ЛД) либо светодиода.

Фотоприемник (3) контроля уровня оптической мощности излучателя 2. Осуществляет обратное (ОЭ) преобразование $i_{\text{вых}}(t)=f(P(t))$.

Драйвер (4) осуществляет преобразования выходных сигналов формирователя 1, представленных напряжениями стандартных электрических сигналов ТТЛ- либо ЭСЛ-уровней в сигналы в виде электрического тока, определяемого ватт-амперной характеристикой излучателя.

Оптическая среда передачи (5) включает оптические узел ввода излучения в оптоволокно, соединители, оптоволокно, узел вывода излучения в фотоприемник.

Оптические сигналы представляют собой электромагнитную волну. Таким образом, сигнал можно рассматривать как функцию $U_a(t, r)$ времени t и пространственной координаты $r=(r_1, \dots, r_n)$. Подобные сигналы, в отличие от электрических сигналов в виде функций одного аргумента (времени), получили название *пространственно-временных сигналов или полей* [1]. Сигнал в форме электромагнитного поля может также иметь несколько поляризационных компонент, по-разному взаимодействующих с оптической средой передачи, и его следует рассматривать как вектор:

$$U_a(t, r)=[u_{a1}(t, r), \dots, u_{am}(t, r)]^T. \quad (1)$$

В случае организации на одном оптоволокне цифрового тракта по принципу частотного уплотнения (WDM) в 5 присутствуют пассивные оптические смесители (мультиплексоры) и демультиплексоры. Введение этих блоков приводит к дополнительным затуханиям и отражениям, а сигналы других каналов по отношению к данному рассматриваются как помехи $U_i(t, r)$.

Фотоприемник (6) обычно выполнен на $p-i-n$ -диоде и обеспечивает преобразование $i_{\text{вых}}(t)=f(p_{\text{вх}}(t))$, где $p_{\text{вх}}$ — мощность оптического сигнала, попадающая на $p-i-n$ -диод.

Предусилитель (7) обеспечивает преобразование фототока в выходное напряжение $u(t)=f(i_{\text{вх}}(t))$. Основное назначение — обеспечение приемлемого соотношения сигнал/шум.

Усилитель-ограничитель (8) усиливает электрические сигналы до уровня, достаточного для обработки сигналов. Усилители могут отличаться пропускаемой полосой частот: усилители постоянного тока — от 0 до f (dc-усилители) и переменного тока — от f_1 до f_2 (ac-усилители).

Схема АРУ (автоматической регулировки усиления) (9) введена в связи с возможностью достаточно большого разброса уровней оптических сигналов на выходе линии. Предусилитель и усилитель-ограничитель должны обеспечивать работу с допустимым коэффициентом ошибок с учетом возможного их диапазона (определяемого разбросами мощности излучателя и затухания конкретной линии).

Формирователь признака пропадания оптического сигнала (10) используется для диагностики обрыва либо недопустимого увеличения затухания оптоволокна.

Квантизатор (11) осуществляет регенерацию двоичного сигнала по амплитуде, но не во времени. Решение о принятии нулевого либо единичного уровней осуществляется пороговой схемой квантизатора.

Формирователь синхроимпульсов (12) на основании последовательности информационных импульсов формирует синхроимпульсы (clock-recovery), определяющие положение тактовых интервалов. Синхроимпульсы поступают также в формирователь данных 14 и вонне.

Регенератор (13) по синхроимпульсам осуществляет стробирование информационных импульсов и восстанавливает их положение в пределах тактового интервала.

Формирователь данных (14) осуществляет декодирование сообщения соответственно алгоритмам кодирования в формирователе 1.

Электрический канал (15) приведен на рис. 1 как альтернатива оптическому. При отсутствии существенного ослабления в линии передачи электрические сигналы подаются непосредственно в 12 и 13. В противном случае могут устанавливаться выходные формирователи и входные усилители.

Обобщенные функциональные требования к приемному модулю

В среде распространения 5 сигналы также подвергаются действию различного рода искажений и помех, в результате чего на вход фотоприемника поступает поле

$$Z(t, r)=[z_1(t, r), \dots, z_p(t, r)]^T, \quad (2)$$

которое отличается от прямой части переданного $U_{\text{ап}}(t, r)$, т. е. в общем случае $a \neq a^*$. Правдоподобность может уменьшаться при увеличении скорости передачи из-за увеличивающегося влияния *отражений* от менее крупных оптических элементов. Принадлежность сигнала определенному сообщению в месте приема, в отличие от места передачи, априорно неизвестна. Установить его — вторая задача приемника ВОЛС.

В результате соответствующей обработки сигналов поля $Z(t, r)$ приемник должен выдать пользователю решение И/Л о принятом сообщении a^* (*истинно или ложно*). Достаточно информативным признаком, определяющим истинность или ложность сообщения, является уровень мощности оптического сигнала на входе приемника. В простейшем случае формируется логический сигнал: *признак пропадания оптического сигнала* (ПОС).

Сигнал ПОС может трактоваться двояко:

— как признак достоверности принимаемых данных (при превышении значения достоверности некоторого номинального уровня);

— как признак некоторого состояния устройства — наличия оптического сигнала на входе приемного модуля (при превышении оптическим сигналом некоторого минимального уровня).

При формировании ПОС, например, могут осуществляться, соответственно, следующие операции:

— блокировка сигналов выхода приемного модуля;

— формирование "сигнала прерывания" для системы управления сетью.

Методы улучшения параметров модулей ВОЛС

Расширение области применения выпускаемых модулей в существенной степени определяется возможностью улучшения их параметров. Характерные технические решения приведены в табл. 1.

Выбор элементной базы

Излучатель. Обычно в качестве излучателя используются лазерный диод AlGaAs/GaAs для $\lambda=0,85$ мкм (1-е окно прозрачности) и InGaAsP/InP для 1,3 мкм (2-е окно прозрачности). Также возможно использо-

вание суперлюминесцентных диодов до частот модуляции ~ 600 Мбит/с и для расстояний до 6—10 км.

Основные параметры, на которые следует обратить внимание при проектировании драйвера для передатчика ВОЛС:

$I_{\text{пор}}$ — пороговый ток лазерного диода, значение которого лежит в пределах 5—40 мА (для полосковых лазеров с шириной активного слоя 3—6 мкм и длиной резонатора $L=400$ —600 мкм);

I_0 — ток накачки лазерного диода, при котором мощность излучения лазера номинальная. Обычно $I_0 \sim (2—3) I_{\text{пор}}$ (при $T=25^\circ\text{C}$).

Таблица 1

Цели проектирования и методы их достижения

Цели проектирования	Факторы, препятствующие достижению цели	Альтернативные методы достижения цели и технические решения
Снижение требований к волоконному тракту	Разброс уровней сигналов на входе приемника из-за различной длины тракта и величины затухания.	Нормализация уровня включением в тракт индивидуального оптического аттенюатора
	Детерминированные помехи от отражений оптического сигнала в различных компонентах ВОЛС	Увеличение динамического диапазона введением автоматической регулировки усиления
Повышение надежности функционирования	Сильная температурная зависимость ватт-амперной и спектральной характеристик лазера	Стабилизация «0» и «1» уровней излучения лазера и порога разделения «0» и «1» уровней электрических сигналов
		Уменьшение плотности порогового тока, применение квантово-размерных структур
		Применение суперлюминесцентных торцевых светодиодов
		Управление начальным и рабочим токами при изменении температуры
Расширение области применения	Противоречивость требований к параметрам	Стабилизация температуры лазера термоэлектрическим микроохладителем (ТЭМО)
	Усложнение оборудования при росте числа функций	Программирование и адаптация к условиям применения
Уменьшение габаритов передатчика путем интеграции оптических и электронных компонентов, усложнение функций введением нового hardware, например, мультиплексирования	Нагрев излучателя	Перенос части функций в категорию специальных и выполнение их в виде индивидуальных устройств
		Применение лазеров и светодиодов на квантовых ямах
		Охлаждение лазера ТЭМО
		Охлаждение тепловыми трубами
		Управление положением рабочих точек на ватт-амперной характеристике при изменении температуры
Улучшение параметров оптических импульсов излучателя	Сильная температурная зависимость ватт-амперной и спектральной характеристик лазера	Дезинтеграция чипов излучателя и драйвера (размещение излучателя с контрольным фотодиодом в отдельном корпусе)
		Применение новейших лазерных структур, суперлюминесцентных торцевых светодиодов
Передача спектров сигналов с постоянной составляющей	Сложность реализации схемы приемника при широком диапазоне частот	Стабилизация температуры лазера ТЭМО
Передача нескольких информационных потоков по одному волокну	Увеличение частоты излучения и ширины спектра с ростом температуры, что ограничивает возможность частотного уплотнения	Введение в канал передачи преобразователей, осуществляющих смещение или преобразование структуры спектра, в область, приемлемую для реализации
		Применение лазеров с распределенной обратной связью и управление частотой излучения фиксацией температуры дифракционной решетки DFB-лазера, например, ТЭМО

Нужно отметить, что деградационные характеристики лазерного диода сильно зависят от тока инжекции. Поэтому для повышения сроков службы модулей актуально применение лазерных диодов с квантово-размерными структурами, у которых плотность порогового тока значительно ниже.

При проектировании передающих модулей также необходимо учесть температурную зависимость $I_{\text{пор}} = f(T)$, чтобы система управления средней мощностью излучения ЛД отслеживала изменение температурной зависимости при эксплуатации передающего модуля с сильным перепадом $T_{\text{окр}}$.

Драйвер. Зависимости порогового тока лазера $I_{\text{пор}}(T)$ и крутизны преобразования $S(T)$ от температуры могут быть приблизительно выражены уравнениями [2]

$$I_{\text{пор}}(T) = I_{\text{пор}0} + K_I \cdot e^{T/T_I},$$

$$S(T) = S_0 - K_S \cdot e^{T/T_S},$$

где $I_{\text{пор}0}$, K_I , T_I , S_0 , K_S и T_S — характерные для применяемого лазера константы. Например, $I_{\text{пор}0} = 1,8$ мА, $K_I = 3,85$ мА, $T_I = 40^\circ\text{C}$, $S_0 = 0,485$ мВт/мА и $K_S = 0,033$ мВт/мА, $T_S = 40^\circ\text{C}$.

Величину излучаемой мощности можно представить как $P = S(I - I_{\text{пор}})$, где $I_{\text{пор}}$ — пороговый ток, S — крутизна преобразования. Вследствие изменения параметров лазера во времени необходим регулятор, который выполнял бы функции стабилизации уровня излучаемой мощности с учетом температурных зависимостей характеристик лазера (см. рис. 2).

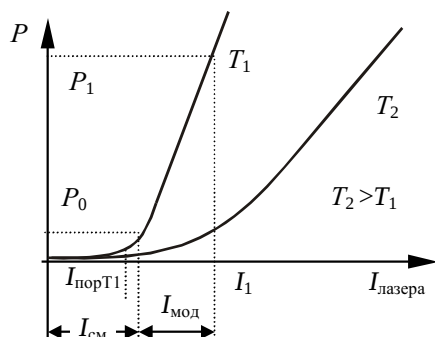


Рис. 2. Зависимость ватт-амперной характеристики лазера от температуры

Для управления лазером обычно используется два генератора тока: генератор, формирующий ток смещения $I_{\text{см}} > I_{\text{пор}}$, и генератор, формирующий ток $I_{\text{мод}}$ при формировании высокого уровня передаваемой мощности.

В качестве управляющего воздействия используется приращение тока смещения. Тогда схемой драйвера ток излучателя может формироваться в соответствии с выражением

$$I_{\text{изл}} = I_{\text{см}}(T) + I_{\text{смкор}} + I_{\text{мод}}(T),$$

где $I_{\text{смкор}}$ — корректирующий ток.

Формирование соответствующих температурных зависимостей $I_{\text{см}}(T)$ и $I_{\text{мод}}(T)$ может быть достигнуто схемотехнически введением температурно-зависимых компонент в цепи смещения.

Зависимость корректирующего тока от отклонения генерируемой мощности можно определить как

$$i_{\text{смкор}} = f(\Delta),$$

где $\Delta = P_{\text{факт}} - P_{\text{ном}}$ — разность между фактическим и номинальным усредненными значениями излучаемой мощности.

В простейшем случае $I_{\text{см}} = I_{\text{см}}(T) + k\Delta$, где k — коэффициент пропорциональности.

В общем случае для улучшения управления в переходном и установившемся режиме целесообразно использовать пропорционально-интегрально-дифференциальный закон регулирования —

$$i_{\text{смкор}} = k_1 \Delta + k_2 d\Delta/dt + k_3 1/T \int_0^t \Delta dt,$$

где T — постоянная времени интегрирования; k_1 , k_2 , k_3 — коэффициенты обратной связи, определяющие закон регулирования.

В более сложном случае (при необходимости стабилизации уровней мощностей "1" и "0", а не среднего уровня) схема должна иметь два контура управления и содержать высокочастотные элементы (требуется селекция импульсов тока контрольного фотодиода).

Таким образом, драйвер должен отслеживать разброс и уход ватт-амперной характеристики при старении лазера и изменении температуры. Однако если в процессе регулирования ток лазера превысил некоторую контрольную величину, это свидетельствует о недопустимой деградации структуры лазера, и ситуация должна рассматриваться как предаварийная.

Фотоприемник ОС. Требования к фотоприемнику обратной связи (ФОС) не столь жестки, как для фотодиода в приемном модуле. Основное — это стабильность его параметров во времени, а также не сильная температурная зависимость темнового тока I_T (это особенно относится к Ge-фотодиодам из-за сильной зависимости $I_T = f(T)$). Поэтому в последнее время чаще используют InGaAs/InP-фотодиоды в качестве ФОС для диапазона 1,3 и 1,55 мкм. Кроме того, конструкция и размещение ФОС в лазерном передающем модуле должны исключать образование обратного отраженного оптического сигнала как от поверхности ФОС, так и от поверхности фокусирующей системы основного пучка.

Еще одно из основных требований к ФОС — это его необходимая чувствительность и линейность ампер-ваттной характеристики (в сравнительно небольшом диапазоне), которая обеспечила бы нужный $I_{\text{ф}}$ ФОС для нормальной работы схемы слежения за уровнем мощности ЛД. Обычно $I_{\text{ф}}$ составляет при рабочей мощности излучения P_0 примерно 100—600 мкА.

Фотоприемник сигнальный. В отличие от ФОС, к фотоприемникам, которые используются в приемных модулях ВОЛС, предъявляют более жесткие требования по динамическому диапазону, собственным шумам, токовой монохроматической чувствительности, стабильности параметров.

В настоящее время в приемных модулях широко используются $p-i-n$ -фотодиоды на Si, InGaAs/InP,

Ge, а также лавинные фотодиоды (ЛФД) на этих же материалах. Мы не будем останавливаться на сравнительных характеристиках данных фотоприемников (они достаточно полно описаны в литературе), отметим только, что в последнее время меньше используются неохлаждаемые Ge-фотодиоды из-за сравнительно сильной температурной зависимости, что существенно ухудшает параметр пороговой чувствительности.

Основное, что должны обеспечить конструкция фотодиода и его размещение в приемном модуле, — это свести к минимуму сигнал, отражаемый от поверхности фотодиода и фокусирующей оптики, а также надежную фиксацию всех оптических компонентов системы "фотоприемник—оптическое волокно" при разработке приемных модулей с оптоволоконным выходом (типа pigtaile).

Конструкция линий передачи между компонентами на рис. 1 зависит от соотношения длины линии и скорости передачи. Время переходных процессов не должно составлять больше нескольких процентов длительности передачи одного импульса.

Если несогласованная линия не обеспечивает таких значений, в линии передачи должен быть обеспечен режим бегущей волны, для чего она должна быть однородной и согласованной. Могут быть учтены также следующие особенности линий передачи.

Линия передачи данных "кодер—драйвер". На низких скоростях передачи возможно применение ТТЛ-сигналов. На высоких скоростях передачи и удаленном расположении кодера и драйвера из-за лучшей помехоустойчивости целесообразно применение согласованных дифференциальных линий. При передаче на большие расстояния уровень сигнала данных может ослабляться, поэтому требования к диапазону уровней данных по входу драйвера больше, чем к выходу кодера: входные цепи драйвера должны обеспечить прием как минимального, так и максимально-го уровней сигналов.

Линия передачи данных "драйвер—чип излучателя". При размещении излучателя и драйвера в различных корпусах и наличии неоднородностей на линиях передачи, а также из-за наличия индуктивности ввода в цепи могут возникать недопустимые колебания. Для их устранения в корпусе излучателя могут устанавливаться согласующие резисторы и компенсирующие емкости.

Оптическая линия передачи "излучатель—фотоприемник". Кроме волокна, содержит оптические соединители, смесители, разделители сигналов, фильтры. Применительно к работе одного приемника оптический сигнал на входе приемника характеризуется глаз-диаграммой оптических сигналов (глаз-диаграммы — осциллографические изображения импульсов, формируемые при передаче случайной последовательности импульсов). Для получения глаз-диаграммы оптического сигнала должен использоваться анализатор с полосой пропускания большей, чем полоса пропускания приемного тракта модуля. Уровни оптического сигнала определяются стандартами на оптические линии передачи. Для WDM-уплотнения требова-

ния к уровню сигнала на входе линии может составлять $\pm 5\%$.

Линия передачи "фотоприемник—предусилитель". Ввиду высокого выходного сопротивления фотоприемника реализация согласованных линий передачи невозможна, поэтому при высоких частотах передачи чип фотоприемника и чип предусилителя конструктивно располагаются в оптическом узле.

Линия передачи "предусилитель—усилитель—ограничитель" может быть как одно-, так и двухпроводной, как с передачей постоянной составляющей, так и без ее передачи.

Линия передачи "квантизатор—регенератор". По линии передаются сигналы стандартных уровней. При высоких скоростях должен быть обеспечен режим бегущей волны.

Унификация и возможности интеграции

Анализ рассмотренных функций модулей показывает возможность унификации схемотехнических и конструктивных решений. Из схемы рис. 1 можно выделить следующие характерные узлы и преобразования.

Передающая сторона:

- излучатель (i —О-преобразователь);
- драйвера (U — i -преобразователь, U , C — i -преобразователь, осуществляющий селекцию сигналов данных синхрои́мпульсами);
- кодер (выходной узел блока 1 на рис. 1).

Приемная сторона:

- фотоприемник (функция: О— i -преобразователь);
- предусилитель (функция: i — u -преобразователь);
- усилитель—ограничитель (функция: преобразование сигнала u до номинального значения U_n путем усиления и ограничения (u — U_n -преобразователь);
- квантизатор (дискретизация сигнала по амплитуде — принятие решения о "1" или "0" значении сигнала U_n);
- формирователь синхрои́мпульсов (анализ потока сигналов с целью выделения тактовых интервалов и корректировки временного положения формируемых синхрои́мпульсов);
- регенератор данных (восстановление временного положения сигналов данных по отношению к тактовым интервалам).

Приведенные электронные преобразования могут быть реализованы на основе:

- а) интегральных микросхем (ИМС) серийных операционных усилителей;
- б) специализированных ИМС.

Вариант а) приемлем для случая низких частот передачи (2 и 8 Мбит/с) в случае использования дешевых отечественных ИМС.

Для высоких скоростей более подходящим является вариант б), при котором приведенные электронные преобразования реализуются на отдельных чипах в виде специализированных ИМС. Их выпуск в виде корпусных либо бескорпусных интегральных микросхем налажен многими фирмами (см. табл. 2—4).

Ввод/вывод излучения в волокно осуществляются с помощью микролинз, а соответствующие узлы реализуются в виде прибора, обычно на основе корпуса типа TO.

Таблица 2

ИМС — драйверы излучателя

Характеристики	Фирма-разработчик, тип микросхемы				
	MAXIM			VITESSE	Micro linear
	MAX3261	MAX3867	MAX3263	VSC7990	ML6633
Тип сигналов данных	ПЭСЛ	ПЭСЛ	ПЭСЛ	400—1500 мВ	
Диапазон установки тока смещения, мА	10—60	90	10—60	100	—
Диапазон установки тока модуляции, мА	5—30	60	5—30	100	20—82
Частота, Мбит/с	1250	622	155	10700	200
Наличие цепи АУМ* и диапазон установки тока контроля, мкА	*80—1000	Есть	*80—1000	—	Нет
Стоимость, \$	13,5	12		30	—

АУМ*—автоматическое управление мощностью.

Таблица 3

ИМС — предусилители

Характеристики	Фирма-разработчик, тип микросхемы			
	MAXIM		Analog devices	VITESSE
	MAX3260	MAX3267	AD8015	VSC7902
Полоса пропускания, МГц	1000	1900	240	130
Коэффициент передачи, В/А	2000	—	10000	5000
Пиковый входной ток, мкА	900	1000	350	2000
Выходной сигнал	Аналоговый	—	Аналоговый	Аналоговый
Выходной интерфейс	Однопроводный	Двухпроводный	Двухпроводный	Однопроводный
Стоимость, \$	Contact Factory	6,75	7	—

Таблица 4

ИМС — ограничивающие усилители (постусилители)

Характеристики	Фирма-разработчик				
	MAXIM			Philips Semiconductors	Analog devices
	ML4622/ML4624	MAX3262	MAX3269	TZA3034	AD807 (с регенерацией)
Полоса входных сигналов	45 МГц	900 МГц	2500 МГц	1кГц — 150 МГц	155—156 МГц
Выходной сигнал	ТТЛ, ЭСЛ	ПЭСЛ	ПЭСЛ	ПЭСЛ	ПЭСЛ
Уровень шума (среднеквадратичное значение), мкВ	25	80	40	40	50
Диапазон входных напряжений, В	0,002—1,6	0,006—1,8	0,002—1,5	0,002 — 1,5	0,002— ...
Схемная установка чувствительности	Нет	Есть	Нет	Нет	Нет
Схемная установка порога минимального сигнала, мВ	1—7	9—48	2—12	2—12	2—30
Стоимость, \$	12	13,5	7,7		23

В настоящее время практически используется интеграция излучающего и передающего модулей. Однако с увеличением скорости передачи перспективно монолитное изготовление всего приемопередающего узла (трансивера) на одном чипе, что упрощает проблему межсоединений, но обостряет тепловые проблемы. Последние частично решаются переходом на напряжение питания 3 В, что реализуется уже в современных ИМС. Осуществление интеграции возможно методами, описанными в [3, 4], и с помощью технических решений, приведенных в табл. 1.

Следующий шаг: технологическая интеграция оптической и электронной частей.

Особенности контроля

Контроль модулей направлен на выявление дефектных модулей в процессе их производства и передачи потребителю.

Применительно к задаче контроля внешние свойства модулей удобно представить следующими параметрами и характеристиками.

1) Оптический и электрический интерфейс (параметры сигналов и линий передачи).

2) Основные функциональные характеристики ЭО-и ОЭ-преобразования потока данных, представленных определенными кодами, применяемыми на под-

Таблица 5

Характеристики передающего модуля

Контролируемый параметр	Критерий оценки
Величина потребляемого тока I_{cc} , мА	$I_{min} < I_{cc} < I_{max}$
Амплитудно-временные характеристики входных электрических сигналов В, нс	Глаз-диаграмма соответствует эталонной
Усредненное значение выходной оптической мощности лазера, дБм	$P_{уизм} < P_{уизм} < P_{уизм}$
Временные характеристики оптических импульсов, нс	Глаз-диаграмма соответствует эталонной
Проверка коэффициента гашения оптической мощности, $lg(P_e/P_n)$, %	$K_{гизм} \approx K_r \pm \epsilon$
Длина волны излучения, нм	$\lambda_n - \lambda_c = \delta\lambda_{доп}$
Ширина спектра — FWHM nm RMS, нм	$\Delta\lambda \in \Delta\lambda_{доп}$
Коэффициент ошибок, BER	$K_{ош изм} < K_{ош ном}$
Диапазон предельных скоростей передачи данных, Мбит/с	$(F_{min} \dots F_{max})_{изм} \in (F_{min} \dots F_{max})_{ном}$
Величина дрожания оптического импульса, нс	Систематическая и случайная компоненты
Функционирование схемы формирования признака деградации лазера, В	Визуально по зажиганию контрольной лампочки
Блокировка излучения лазера, мВт	$P_{изм} < P_{уермин}$
Плотность шума RIN, дБ/Гц	RIN_{max}

Таблица 6

Характеристики приемного модуля

Контролируемый параметр	Критерий оценки
Величина потребляемого тока I , мА	$I_{min} < I < I_{max}$
Амплитудно-временные характеристики выходных электрических импульсов, В, нс	Глаз-диаграмма соответствует эталонной
Чувствительность P_{min} и максимальная входная мощность P_{max} на средней длине волны, дБм	$(P_{min} \dots P_{max})_{изм} \in (P_{min} \dots P_{max})_{ном}$
Чувствительность на краях рабочего диапазона длин волн, дБм	$(P_{min} \dots P_{max})_{изм} \in (P_{min} \dots P_{max})_{ном}$ при $K_{ош изм} < K_{ош ном}$
Коэффициент отражения $K_{отр}$, дБ, %	$K_{отр изм} < K_{отр ном}$
Статические параметры сигнала ПОС, В	$U_0 < U_{оном}$; $U_1 > U_{1ном}$
Коэффициент ошибок, BER	$K_{ош изм} < K_{ош ном}$
Диапазон скоростей передачи, Мбит/с	$(F_{min} \dots F_{max})_{изм} \in (F_{min} \dots F_{max})_{ном}$
Дрожание выходного сигнала данных, нс	Систематическая и случайная компоненты
Функционирование схем формирования признака «пропадание оптического сигнала», да/нет	Да
Порог оптической мощности и гистерезис формирования сигнала ПОС, дБм	$P_{nminизм} > P_{nminном}$; $P_{nmaxизм} > P_{nmaxном}$; $P_{nmaxизм} \dots P_{nminизм} < \Delta P$

уровне физического кодирования, например, СМІ, DMІ, типа "манчестер" и др. (диапазон скоростей передачи, коэффициент ошибок, величина и спектр дрожания фронтов импульсов).

3) Дополнительные функциональные характеристики, определяющие логические возможности определения состояний модуля и управления ими (возможность диагностики и локализации неисправности компонентов, возможность блокировки излучения лазера).

Эти характеристики приводятся в технических условиях (ТУ) и должны проверяться в процессе сдаточных и типовых испытаний модулей. С целью упрощения процедур контроля число контролируемых внешних характеристик может минимизироваться путем проверки комплексных характеристик, например, коэффициента ошибок, однако программа контроля должна обеспечивать соответствие прошедшего контроль модуля всем требованиям ТУ. Набор таких характеристик, разработанный для передающего

и приемного модулей без регенерации данных (выход стых БР на рис. 1), приведен в табл. 5 и 6.

С учетом изложенного представляется также целесообразной разработка стандартов, определяющих функции и интерфейс волоконно-оптических модулей.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Klovsky D. D., Soyfer V. A. The space-time signals processing.— М.: Sv'jaz, 1976.
2. Maxim intgrated products. Customer applications. Interfacing Maxim laser drivers with laser diodes application note HFAN-2.0 (Rev. 0, 5/00).— Р. 1—12.
3. Осинский В. И., Олексенко П. Ф., Палагин А. В. и др. Проблемы интеграции структур гетероэлектроники с кремниевыми ИС // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 1999.— № 1.— С. 3—17.
4. Verbitsky V. Ion technologies in micro- and optoelectronics // Proceeding of SPIE "Optoelectronic Information Technologies".— N.-Y.— 2001.— V. 4425.— Р. 384—390.

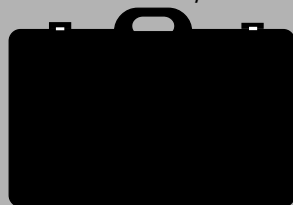
в портфеле редакции

в портфеле редакции

в портфеле редакции

в портфеле редакции

- Исследование контактов металл — полупроводник на основе HgMnTe. Л. А. Косяченко, А. В. Марков, С. Э. Остапов, И. М. Раренко (Украина, г. Черновцы)



- Однокристалльная микро-ЭВМ для систем с высокоразвитыми локальными сетями. В. Г. Вербицкий, Г. П. Липовецкий, Л. В. Проценко, П. В. Сивобород (Украина, г. Киев)

- Характеристики контурных тепловых труб с алюминиевым испарителем для комбинированных систем охлаждения РЭА. Ю. Е. Николаенко, Б. М. Рассамакин, С. М. Хайрмасов (Украина, г. Киев)

в портфеле редакции

в портфеле редакции

в портфеле редакции

в портфеле редакции

К. т. н. В. В. ДАНИЛОВ

Украина, г. Донецк, НИИ комплексной автоматизации
E-mail: danilov@dongu.donetsk.ua

Дата поступления в редакцию
31.07 2001 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. П. САВЧУК
(ОНПУ, г. Одесса)

АКУСТООПТИЧЕСКОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПОТОКОМ ДАННЫХ ОПТИЧЕСКИХ ЗАПОМИНАЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ПОБИТОВЫМ ПРЕДСТАВЛЕНИЕМ ИНФОРМАЦИИ

Предложена структура узла акустооптического затвора, основы его проектирования, метод проектирования и результаты экспериментального исследования.

Согласно [1, с. 4—6], возможны четыре типа организации систем оптической памяти (СОП), соответствующие различным возможностям сочетания организации записи (поэлементная и постраничная) и считывания (поэлементное и постраничное). Соответственно, системы с поэлементной организацией записи-считывания получили название систем оптической памяти с побитовым представлением информации. Блок-схемы таких СОП приведены в работах [2; 3, с. 9—11, 28, 33; 4]. Функциональный анализ элементов системы, сдерживающих ее производительность, проведен в [4]: производительность определяется, в основном, быстродействием элемента управления потоком вводимых в СОП данных. Основными физическими эффектами, на основе которых создаются аналогичные устройства, являются электроомеханический и электрооптический [2]. В настоящий момент максимальное быстродействие первых достигло своих предельных значений — порядка 10^{-3} с [5, с. 38]. Как известно [6], быстродействие электрооптических устройств (ЭОУ) составляет $\sim 10^{-13}$ с, акустооптических $\sim 10^{-9}$. Вместе с тем известно, что ЭОУ присущи определенные недостатки: погрешности пространственной адресации лазерного пучка с ростом быстродействия (примерно 0,3'/МГц), малая контрастность (~ 10), большие уровни электрической мощности управления ($\sim 0,1$ Вт/МГц), большие габаритные размеры [4,6].

Акустооптический затвор как элемент управления потоком данных

Процесс побитовой записи информации состоит в стимуляции лазерным пучком фотохимической реакции в среде — носителе информации, результатом которой является так называемый пит, область носителя, коэффициент отражения которой, как правило, выше коэффициента отражения самого носителя [7]. Как показано в работах [1, 8], перспективными средами — носителями информации являются те, у которых время фотохимической реакции составляет по-

рядка 10 нс, а устройствами ввода (управления) данных — пропускная способность которых не менее 6 Мбит/с. Ориентируясь на работу [9], устройства, реализующие амплитудно-импульсную модуляцию лазерного пучка (ЛП), назовем затвором, а на основе акустооптического эффекта — акустооптическим затвором (АОЗ). Функциональное назначение элементов и структура акустооптического устройства были определены в работе [9], в соответствии с которой узел акустооптического затвора как элемента управления потоком данных в СОП можно представить в виде, изображенном на рис. 1.

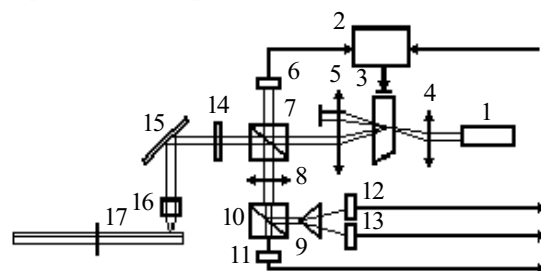


Рис. 1. Структура узла акустооптического затвора оптического ЗУ

Запись информации производится в следующей последовательности. Луч аргонового лазера 1 направлен на линзу 4, в фокусе которой находится акустооптический затвор 3. Информационный сигнал, поступающий на блок управления АОЗ 2, формируется в виде амплитудно-импульсной последовательности радиосигналов, которые посредством затвора преобразуют выходной лазерный пучок в последовательность световых импульсов. Линейно поляризованный лазерный пучок (ЛП) проходит через поляризационный светоделительный куб 7, четвертьволновую пластинку 14, которая преобразует линейную его поляризацию в круговую, отражается от зеркала 15 и фокусируется микрообъективом 16 на поверхности информационной среды (например, пленка $\text{Ge}_{10}\text{Sb}_{10}\text{Se}_{60}\text{Te}_{20}$) оптического диска 17. Импульсы ЛП удаляют определенные области светочувствительного регистрирующего слоя, в результате чего образуются питы (углубления), расположенные вдоль спиральной или концентрической дорожки (зависит от конструктивной организации процесса записи).

Воспроизведение информации производится ЛП меньшей мощности. Отраженный от поверхности диска 17 луч (при этом модулированный в соответствии с ко-

эффицентом отражения от поверхности диска и пита, с круговой поляризацией), проходя через микрообъектив 16, зеркало 15 и четвертьволновую пластинку 14, преобразуется в линейно поляризованный и отражается кубом 10 на фотоприемник чтения 11. С этого же элемента снимается сигнал подсистемы слежения за дорожкой, которая управляет положением зеркала 15. Луч, отраженный от светоделительной поверхности куба 10, проходит через призму 9 и попадает на двухэлементную фотоматрицу 12, 13, сигналы с которой несут информацию о положении фокуса микрообъектива 16 относительно регистрирующего слоя на диске 17. Фотоприемник 6 является датчиком уровня мощности лазерного излучения, линза 8 предназначена для формирования определенного диаметра отраженного от поверхности диска лазерного излучения при поступлении его на элементы 11, 12 и 13.

Из приведенного алгоритма функционирования видно, что производительность системы в целом определяется многими факторами, в т. ч. и быстродействием узла АОЗ, содержащего акустооптический затвор, элементы оптического (линзы 4, 5) и электрического согласования, радиоэлектронное устройство управления акустооптическим затвором.

Оптические элементы структуры узла АОЗ для систем оптической памяти представлены на рис. 2, где 1 — светозвукопровод акустооптического затвора; 2, 3 — входная и выходная оптические системы, формирующие лазерный пучок; 4 — заглушка не дифрагировавшего лазерного пучка. Одним из основных достоинств устройства является его высокая контрастность.

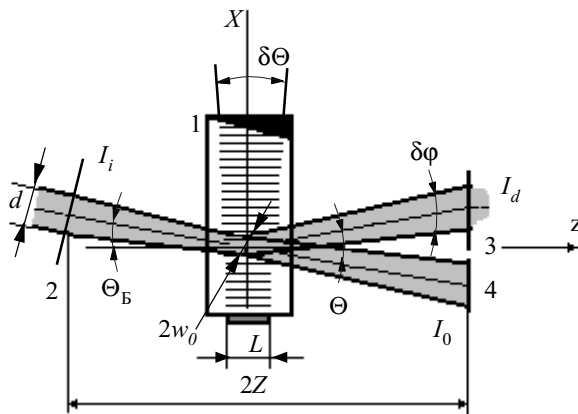


Рис. 2. Элементы структуры узла АОЗ

Согласно обозначениям, введенным на рис. 2, определим контрастность АОЗ в соответствии с выражением

$$K_0 = I_d / I_0. \quad (1)$$

Обеспечение контрастности АОЗ порядка 1000 и выше возможно при условии [6]

$$\Theta = k_s \delta\phi = 2k_s \lambda / (\pi w_0), \quad (2)$$

$$\Theta = 2\Theta_B = 2\lambda / (2\Lambda_B) = \lambda \Omega_B / (2V) = \lambda \Omega_B / V,$$

где Θ — угол отклонения дифрагировавшего лазерного пучка на выходе АОЗ;

k_s — коэффициент пропорциональности;

$\delta\phi$ — расходимость лазерного пучка —

$$\delta\phi = 2\lambda / (\pi w_0) = d / Z;$$

λ — длина волны лазерного излучения;

Λ_B — длина волны Брэгга;

Ω_B — частота Брэгга —

$$\Omega_B = 2nV \sin \Theta_B / \lambda_0;$$

n — показатель преломления светозвукопровода АОЗ;
 V — скорость акустической волны в светозвукопроводе АОЗ;

λ_0 — длина волны лазерного излучения в свободном пространстве (воздухе);

w_0 — радиус лазерного пучка в области АОЗ (перетяжке);

d — диаметр лазерного пучка;

Z — фокусное расстояние оптической системы 2 (см. рис. 2).

Фокусное расстояние оптической системы (ОС) найдем из условия формирования перетяжки лазерного пучка в области акустооптического взаимодействия (АОВ) АОЗ радиусом [10, с. 62]

$$w_0 = 2\lambda Z / (\pi d). \quad (3)$$

Тогда условие (1), с учетом (3), можно переписать в виде

$$Z \geq k_s V d / (\lambda \Omega_B). \quad (4)$$

Из выражения (4) следует, что фокусное расстояние ОС при обеспечении высокой контрастности АОЗ определяется параметрами среды светозвукопровода АОЗ, в частности, скоростью акустической волны. Результаты экспериментального исследования данного утверждения представлены на рис. 3, где кривые

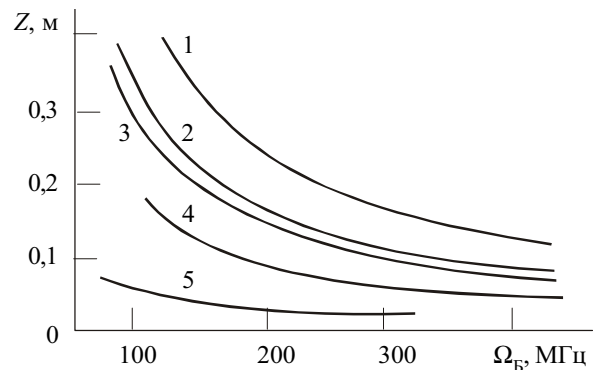


Рис. 3. Зависимость фокусного расстояния оптической системы АОЗ от скорости акустических волн и частоты Брэгга

получены для светозвукопроводов на основе соединений Cs_2HgCl_4 (5), PbMoO_4 (4), SiO_2 (1), TeO_2 [001] (2), ТФ-7 (3) [11; 12, с. 242, 254, 439] при $d=2,5 \times 10^{-3}$ м, $\lambda=0,63 \cdot 10^{-9}$ м, $k_s=2$.

Расходимость лазерного пучка функционально связана с расходимостью акустического т. н. параметром расходимости [13]

$$a = \delta\phi / \delta\Theta = L d \Omega_B / (n V Z), \quad (5)$$

где $\delta\Theta$ — расходимость акустического пучка, $\delta\Theta = \Lambda / L = V / (\Omega_B L)$;

Λ — длина волны акустического пучка;

L — длина акустооптического взаимодействия.

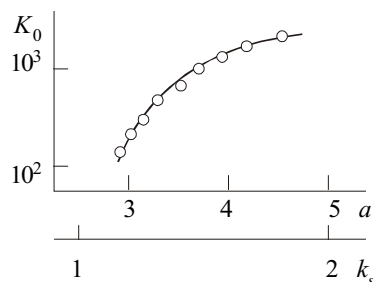


Рис. 4. Зависимость контрастности АОЗ от параметра расходимости a и коэффициента пропорциональности k_s

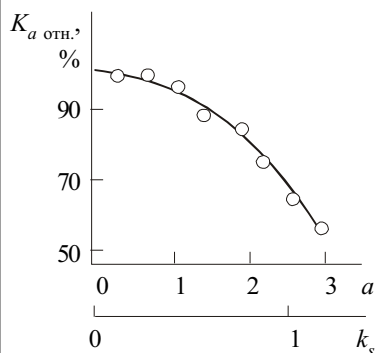


Рис. 5. Изменение относительной акустооптической эффективности АОЗ в зависимости от параметра расходимости a и коэффициента пропорциональности k_s

Экспериментально исследовано влияние параметра расходимости на контрастность АОЗ (K_0), результаты представлены на рис. 4. На рис. 5 показано экспериментально полученное изменение относительной акустооптической эффективности в зависимости от параметра расходимости и коэффициента пропорциональности:

$$K_{a \text{ отн.}} = (I_d/I_i)' / (I_d/I_i),$$

где $(I_d/I_i)'$ — акустооптическая эффективность АОЗ с входной формирующей ОС;

(I_d/I_i) — акустооптическая эффективность АОЗ без ОС, при неизменном уровне мощности акустической волны и лазерного пучка;

I_d и I_i — соответственно интенсивность дифрагировавшего и входного лазерных пучков.

Факторы, влияющие на профиль выходного лазерного пучка АОЗ

При внедрении АОЗ в СОП с побитовым представлением информации экспериментально установлено, что в плоскости дифракции акустооптического затвора, в дальней зоне, при сильном АОВ и некоторых условиях слабого акустооптического взаимодействия, связанных со значением параметра расходимости (см. рис. 6), происходит изменение профиля лазерного пучка (т. е. возникают искажения вида d_y/d_x , где d_y, d_x — размер профиля дифрагировавшего ЛП на уровне $1/e^2$ по ин-

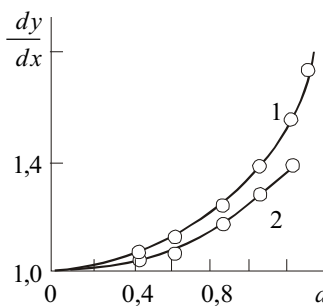


Рис. 6. Искажения профиля дифрагировавшего лазерного пучка на выходе АОЗ в зависимости от параметра a и уровня мощности управляющего радиосигнала $P_0^{(1)} > P_0^{(2)}$

тенсивности соответственно по координатным осям x и y), а также уровня управляющего радиосигнала. Это влечет за собой изменение профиля пучка и влияет на плотность записи системы в целом.

В процессе исследования факторов, влияющих на профиль дифрагировавшего лазерного пучка, было установлено, что он также зависит от положения АОЗ по отношению к перетяжке ЛП в области акустооптического взаимодействия (АОВ) (см. рис. 7). Уменьшение иска-

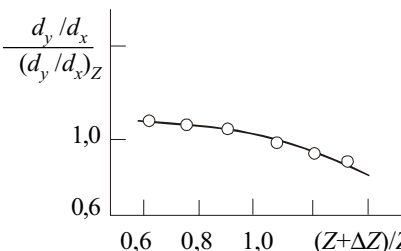


Рис. 7. Зависимость изменения профиля дифрагировавшего лазерного пучка АОЗ по отношению к перетяжке ЛП в области АОВ

жения профиля ЛП путем смещения АОЗ относительно перетяжки оказалось нецелесообразным, т. к. при этом значительно ухудшаются параметры $d_y/d_x, I_d/I_i, t_n$ (время нарастания импульса лазерного излучения от 10 до 90% интенсивности дифрагировавшего лазерного пучка на выходе АОЗ). На рис. 8 показано влияние произвольного месторасположения АОЗ на эффективность дифракции, т. е. $(I_d/I_i)_Z$ и $(t_n)_Z$, от положения затвора относительно перетяжки.

Следующим установленным фактором [6], влияющим на искажение формы дифрагировавшего лазерного пучка АОЗ, является затухание акустической волны в СЗП. При работе АОЗ с отмеченным недостатком наблюдается разогрев его СЗП, в результате чего он приобретает свойства цилиндрической линзы, действие которой проявляется в плоскости, перпендикулярной плоскости дифракции (по оси y). Фокусное расстояние такой линзы определяется выражением вида

$$F = \frac{\chi H}{2K_\lambda(n\alpha_T + dn/dT)P_a}, \quad (6)$$

где $\chi, K_\lambda, \alpha_T$ — соответственно коэффициенты теплопроводности, поглощения света и температурный коэффициент расширения СЗП;

H — теплоемкость материала светозвукопровода;

P_a — мощность акустической волны в светозвукопроводе.

Экспериментально замечено, что расходимость дифрагировавшего лазерного пучка по оси y увеличивается до 30%, если ЛП, падающий на область АОВ АОЗ, не совпадает с центром столба акустической волны. Профиль дифрагировавшего ЛП при этом превращается из эллиптического в грушевидный. На основании отмеченного рекомендуется придерживаться значений $d_y/d_x \leq 1,1$, что, как показывают экспериментальные данные, возможно при параметре расходимости $a < 0,7$. Численные расчеты показывают, что эксцентриситет профиля лазерного пучка уменьшается с ростом $1/a$. На рис. 9 показана зависимость акустооптической эффективности АОЗ от параметров $1/a$ и $Q_{KK} = 2\pi L\lambda/\Lambda^2$ (параметр Кляйна—Кука). Данная зависимость позволяет сделать заключе-

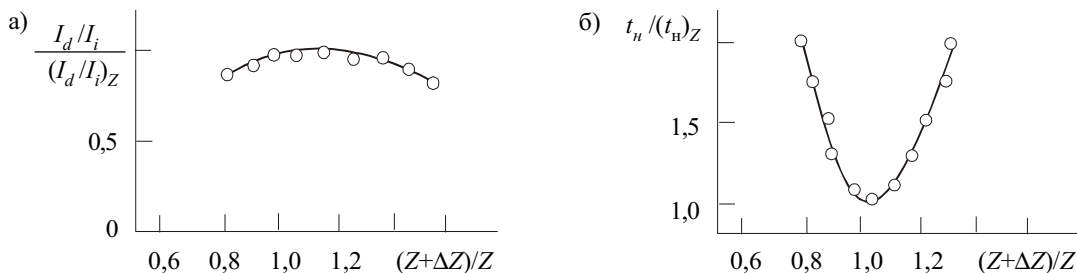


Рис. 8. Зависимость акустооптической эффективности АОЗ (а) и времени нарастания импульса дифрагировавшего лазерного пучка АОЗ (б) от его местоположения относительно перетяжки лазерного пучка

ние, что для обеспечения минимального искажения профиля дифрагировавшего луча при максимальной интенсивности параметр расходимости акустооптического вза-

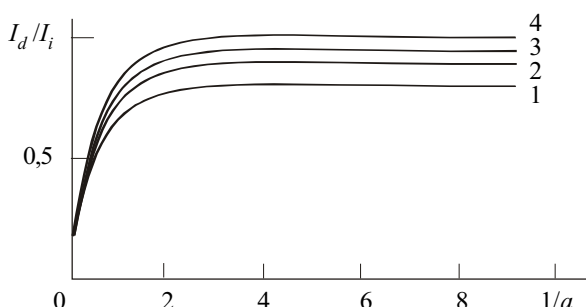


Рис. 9. Зависимость акустооптической эффективности АОЗ от параметров $1/a$ и Q_{KK} :
1 — $Q_{KK}=5$; 2 — 10; 3 — 15; 4 — $Q_{KK}=100$

имодействия в АОЗ систем оптической памяти для записи (считывания) информации должен иметь значения в диапазоне $0,5 < a < 0,7$, при этом параметр Кляйна—Кука не должен превышать 10, т. к. дальнейший рост его не приводит к существенному изменению акустооптической эффективности.

Физические основы проектирования акустооптического затвора

В работах [6, 9] было показано, что акустооптическое устройство (АОУ) представляет собой известный в радиоэлектронике параметрический 4-полосник, параметрами которого являются I_i — интенсивность входного лазерного пучка, I_d — выходной параметр, P_0 — управляющий параметр (мощность управляющего радиосигнала). Комплексный коэффициент передачи такого 4-полосника определяется в виде [9]

$$K(j\Omega, j\omega) = K_d(j\Omega)K(j\omega) = K_d(\Omega)e^{j\phi(\Omega)}K(\omega)e^{j\phi(\omega)}, \quad (7)$$

где Ω — частота акустической волны;
 ω — частота лазерного излучения;
 $K_d(\Omega)e^{j\phi(\Omega)}$ — коэффициент передачи энергии управляющего радиосигнала дифрагировавшему лазерному пучку АОУ;

$$K(\omega)e^{j\phi(\omega)} = (1 - R_i^2)e^{k_{\lambda_i} d_i} \text{ — коэффициент передачи элементов оптического тракта АОУ (линзы, просветляющие покрытия, среда АОВ и т. д.);}$$

R_i и k_{λ_i} — коэффициенты отражения и светопоглощения элементов оптического тракта.

Математическая модель модуля $K_d(\Omega)e^{j\phi(\Omega)}$ — электрооптическая частотная характеристика АОУ — определяется в виде [9]

$$K_d(F) = \left(\frac{I_d}{I_i} \right) \prod_{i=1}^4 k_i(F) = A Q_{KK} \prod_{i=1}^4 k_i(F) = \frac{\pi n \Lambda_B^2 M_2}{4 H \lambda^3 \cos^2 \Theta_B} \cdot \frac{2 \pi \lambda L}{\Lambda_B^2} \cdot \prod_{i=1}^4 k_i(F), \quad (8)$$

где k_1 — коэффициент, описывающий эффективность преобразования электрической цепи, согласующей источник управляющего радиосигнала с электроакустическим преобразователем —

$$k_1(k, Q, F) = \frac{P_a}{P_0}(F) = 1 - |\Gamma|^2;$$

P_a, P_0 — мощность акустической волны и радиосигнала;

Γ — коэффициент отражения радиосигнала от электроакустического преобразователя (ЭАП);

k — коэффициент электрической связи, $k = k_{эм}^2 / (1 - k_{эм}^2)$;

$k_{эм}$ — коэффициент электромеханической связи пьезоэлемента ЭАП;

Q — добротность ЭАП;

k_2 — коэффициент, описывающий частотную зависимость акустооптической эффективности, обусловленной механизмом акустооптического взаимодействия, —

$$k_2(Q_{KK}, r_B, F) = \left\{ \frac{\sin[0,25 Q_{KK} (r_B^2 F^2 - r_B F)]}{0,25 Q_{KK} (r_B^2 F^2 - r_B F)} \right\}^2;$$

$Q_{KK} = 2 \pi \lambda L / \Lambda_B^2$ — параметр Кляйна—Кука;

L — длина акустооптического взаимодействия;

Λ_B — длина волны Брэгга;

$r_B = f_0 / \Omega_B$;

f_0 — частота последовательного резонанса пьезоэлемента ЭАП, равная среднегеометрической частоте частотной характеристики согласующей цепи;

$\Omega_B = 2 \pi V \sin \Theta_B / \lambda_0$ — частота Брэгга;

n, V — показатель преломления и скорость акустической волны в СЗП;

λ_0 — длина лазерного излучения в вакууме;

$F = f / f_0$;

f — текущая частота радиосигнала;

$k_3(x_0, F) = 1 - \exp(-x_0 F^2) / (x_0 F^2)$ — частотная зависимость мощности акустической волны, участвующей в акустооптическом взаимодействии, обусловленная затуханием волны;

$x_0 = 2\alpha VTf_0^2$;
 T — длительность радиосигнала;
 $k_4(F)$ — коэффициент передачи энергии элементами акустической связи АОУ, акустические импедансы которых подбираются при изготовлении таким образом, чтобы обеспечивалось условие $k_4(F) \approx 1$.

Основываясь на радиоэлектронных аналогиях в оптике [14, с. 56], рассмотрим процесс АОВ при возбуждении электроакустического преобразователя АОЗ радиоимпульсами. В этом случае в среде акустооптического взаимодействия распространяется акустические импульсы:

$$s(t) = \begin{cases} e^{j2\pi\Omega_0 t} & t \leq T/2; \\ 0 & t > T/2, \end{cases} \quad (9)$$

где T — длительность импульса, $T \gg \tau$;
 $\tau = 2w_0/V$ — время прохождения фронта импульса акустической волны, световой апертуры АОЗ, равной $2w_0$ (см. рис. 10, а);
 Ω_0 — частота заполнения акустического импульса, равная частоте заполнения радиоимпульса.

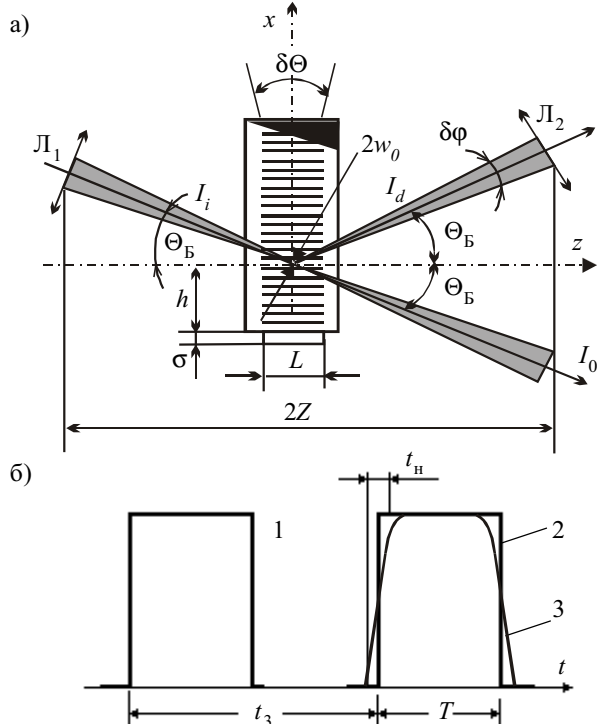


Рис. 10. Геометрия акустооптического взаимодействия в акустооптическом затворе

Распределение поля когерентного излучения в лазерном пучке, которое подчиняется закону Гаусса, представим в виде

$$E_i = E' e^{-\left(\frac{x^2}{w_0}\right)} e^{j(\omega t - k_0 z)}. \quad (10)$$

Уравнение (10) записано с учетом координатных осей рисунка 10, а.

Прямое преобразование Фурье функции вида (9) позволяет получить ее спектр в виде

$$S(\Omega) = \frac{\sin \pi(\Omega_0 - \Omega)T}{\pi(\Omega_0 - \Omega)}.$$

Временная зависимость эффективности взаимодействия светового сигнала (10) со спектром частот акустического сигнала определяется выражением [13]

$$\frac{I_d}{I_i}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \pi \Omega_M T}{\pi \Omega_M} \cdot e^{-\left(\frac{\pi^2}{2}\right) \left(\frac{w_0}{V}\right) \Omega_M^2} \cdot e^{j2\pi \Omega_M t} d\Omega_M, \quad (11)$$

где $\Omega_M = \Omega_0 - \Omega$ — частота модуляции;

Ω — частота следования акустических импульсов.

Вычисление интеграла (11) позволяет предположить [15, с. 328], что форма светового импульса лазерного пучка, прошедшего АОВ, представляет собой колоколообразную кривую распределения Гаусса (кривая 3 на рис. 10, б). При этом световой импульс будет задержан светозвукопроводом АОЗ на время $t_3 = h/V$.

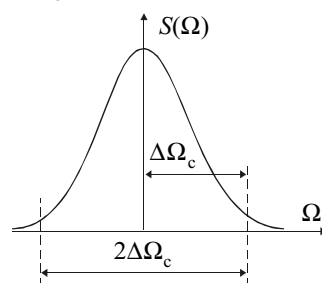


Рис. 11. Распределение энергии колоколообразного импульса по ширине его спектра

Известно, что активная ширина спектра импульса, в пределах которой сосредоточена основная доля его энергии (до 95%), — $\Delta\Omega_c$ [15] — размещена по ширине его спектра, как показано на рис. 11. Зависимость, представленная на рис. 12, показывает функциональную связь активной ширины спектра с относительной длительностью фронта импульса. В тео-

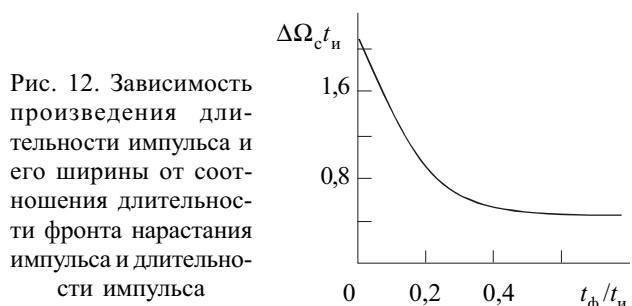


Рис. 12. Зависимость произведения длительности импульса и его ширины от соотношения длительности фронта нарастания импульса и длительности импульса

рии радиоэлектронных устройств известны энергетическая спектральная функция (плотность) $S_W(\Omega) = S^2(\Omega)$ ($-\infty < \Omega < \infty$) и односторонняя спектральная плотность G_W , определяемая равенством $G_W = 2S_W(\Omega)$ для $\Omega \geq 0$. Согласно теореме Рэлея, полная энергия импульса равна

$$W = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_W(\Omega) d\Omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G_W(\Omega) d\Omega.$$

Величины $G_W(\Omega)$ или $S_W(\Omega)$ характеризуют энергию импульса, приходящуюся на единицу полосы частот.

Для оценки распределения энергии по спектру воспользуемся относительной интегральной функцией распределения энергии [15, с. 327]

$$\gamma(\Delta\Omega_c) = \int_0^{\Omega} G_W(\Omega) d\Omega / \int_{t_{n0}}^{\infty} s^2(t) dt,$$

которая определяет долю энергии импульса, сосредоточенную в интервале частот от 0 до Ω . На рис. 13 представлены зависимости $\gamma(\Delta\Omega_c t_n)$ для прямоугольного (1), треугольного (2) и колоколообразного (3)

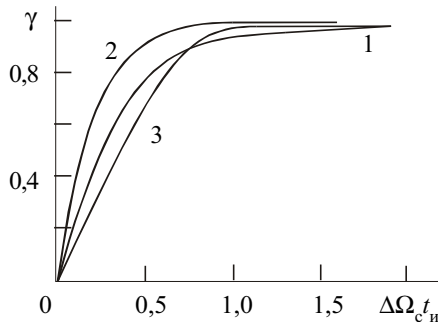


Рис. 13. Функциональная связь энергии, сосредоточенной в полосе частот, для импульсов различной формы

импульсов. Активная ширина спектра определяется из соотношения $\gamma(\Delta\Omega_c) = 0,95$. Расчетным путем, а также ориентируясь на рис. 13, можно прийти к выводу, что полоса частот и длительность колоколообразного импульса, в которой достигается 90% его энергии, связаны: $\Delta\Omega_c t_n = 0,75$. Ориентируясь на выражение (11), а также учитывая, что минимальная длительность акустического импульса в АОЗ, необходимая для "включения" дифрагировавшего пучка, равна $\tau = 2w_0/V$ (см. рис. 10), приходим к выводу, что полоса частот акустооптического взаимодействия в АОЗ связана с минимально возможной длительностью акустического импульса выражением $\Delta\Omega_c \tau = 0,75$. Очевидно, что длительность времени нарастания светового импульса (его фронт) t_n не может быть меньше τ . Используя график, показанный на рис. 12 [15, с. 328], значению $\Delta\Omega_c \tau = 0,75$ соответствует отношение $t_n/\tau \approx 0,65$. В работе [13] это равенство определено путем решения (11) и равно $t_n/\tau = 0,65$.

Метод проектирования акустооптического затвора

В основе метода лежат следующие допущения: слабое акустооптическое взаимодействие (линейная зависимость между мощностью управляющего радиосигнала и интенсивностью дифрагировавшего лазерного пучка); расходимость акустического и лазерного пучков лежит в диапазоне $0,5 < a < 0,7$, параметр Кляйна—Кука $Q_{KK} \leq 15$; существование электрооптической частотной характеристики устройства вида (8).

Процесс проектирования АОЗ для оптических систем записи-считывания информации и коммуникации лазерного излучения включает следующие этапы: формирование исходных данных; выбор среды светозвукопровода акустооптического затвора; расчет геометрии акустооптического взаимодействия АОЗ; расчет параметров электрической эквивалентной схемы пьезопреобразователя; расчет электрической согласующей цепи; расчет электрооптической эффективности и углового режима дифракции.

Исходными данными для проектирования АОЗ являются: диаметр лазерного пучка в перетяжке (в области

АОВ АОЗ) — $2w_0$; длительность светового импульса — t_c ; частота следования световых импульсов — f_c ; контрастность — K_0 ; длина волны лазерного излучения — λ ; мощность лазера (P_L) и мощность лазерного излучения в импульсе — $P_{ин}$; время задержки светового импульса t_3 .

При заданных длительности световых импульсов t_c и частоте их следования f_c первая будет пропорциональна длительности акустического импульса t_a , вторая — определяться частотой следования акустических импульсов Ω .

Минимально возможная длительность акустического импульса определяется временем прохода фронта акустического импульса диаметра лазерного пучка $2w_0$ в области АОВ — $t_{a \min} = \tau = 2w_0/V$. При распределении интенсивности в пучке лазера согласно закону Гаусса (10) и при соответствии акустического импульса виду экспоненциальной функции диапазон частот модуляции определяется из выражений $\Delta\Omega_m \tau = 0,75$, $t_n/\tau = 0,65$, $\Delta\Omega_m t_n = 0,49$, откуда рассчитывается частота заполнения акустических импульсов Ω_0 и частота следования акустических импульсов Ω ($\Omega_0 - \Omega = 0,49/t_n = 0,75/\tau$).

Выбор среды светозвукопровода акустооптического затвора. При известной частоте заполнения акустических импульсов Ω_0 в соответствии с методикой работ [16, 17] выбирается среда светозвукопровода АОЗ.

Расчет геометрии акустооптического взаимодействия АОЗ. Раскрывая значения сомножителей и делая соответствующие переобозначения в выражении (8), модуль комплексного коэффициента передачи акустооптического затвора — нормированную электрооптическую эффективность АОЗ — получим в виде

$$K_d(F) = \left(\frac{I_d}{I_i} \right) \prod_{i=1}^4 k_i(F) = B a \prod_{i=1}^4 k_i(\Omega) = \frac{\pi^3 n \Lambda_B^2 w_0 M_2}{4 H \Lambda^3 \cos^2 \Theta_B} \cdot \frac{2 \lambda_0 L}{\pi n w_0 \Lambda_B} \cdot \prod_{i=1}^4 k_i(F), \quad (12)$$

$$\text{где } B = \frac{\pi^3 n \Lambda_B^2 w_0 M_2}{4 H \Lambda^3 \cos^2 \Theta_B};$$

$$a = \frac{2 \lambda_0 L}{\pi n w_0 \Lambda_B} \text{ — параметр расходимости;}$$

$k_4(\Omega) = 1$ (в предположении отсутствия диссипативных потерь).

Частотно-зависимый коэффициент k_1 остается без изменений (см. выше), в $k_2(\Omega) = \frac{\sin[0,25 Q_{KK} (r_B^2 F^2 - r_B F)]}{0,25 Q_{KK} (r_B^2 F^2 - r_B F)}$

делаются подстановки вида $r_B = \Omega_m / (\Omega_B - \Omega)$, $F = f_m / f_0$, а в k_3 — $F = f_m / f_0$.

Далее вводится нормированная электрооптическая частотная характеристика (ЭОЧХ) АОЗ согласно $K'_d(F) = K_d(F)/(BP_0)$ и рассчитываются на ЭВМ семейства нормированных ЭОЧХ в зависимости от параметров a и r_B , результатом которых являются ряд семейств характеристик, показанных на рис. 14, где $a = 0,55$ (3), $a = 0,6$ (2), $a = 0,7$ (1).

Из графика выбранной ЭОЧХ АОЗ определяются безразмерные параметры: уровень неравномерности Δ_n ,

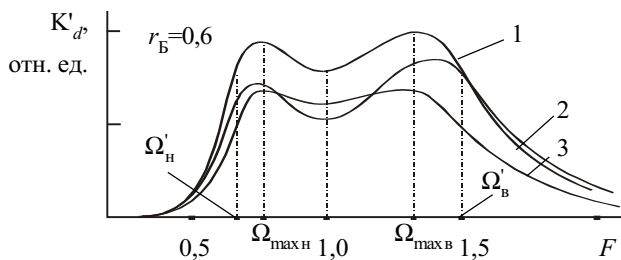


Рис. 14. Вид электрооптической частотной характеристики АОЗ:

1 — $a=0,7$; 2 — $a=0,6$; 3 — $a=0,55$

относительная верхняя и нижняя частоты Ω'_B и Ω'_H , среднегеометрическая относительная частота полосы пропускания по заданному уровню Ω_{0r} , среднеарифметическая относительная частота полосы пропускания по заданному уровню f_a , перекося ЧХ Δ_p , электрооптическое затухание $a_p=101 \text{ г}(\text{а}/K_{d \min})$. По виду ЭОЧХ выбирается a и определяются длина L и высота H акустооптического взаимодействия, как показано в [16, 17].

Расчет параметров электрической эквивалентной схемы пьезопреобразователя производится по аналогии с [16, 17].

Расчет параметров электрической согласующей цепи с учетом изменений, введенных в выражение $r_B' = \Omega_M / (\Omega_B - \Omega)$, производится по аналогии с [16, 17].

Согласно выражению

$$K_{d \min} = K'_{d \min}(k, Q, x_0, a, r_B, F, Q_{KK}, B)BP_0$$

производится расчет электрооптической эффективности, а угловой режим дифракции находится из выражения $\Omega_B = 2nV \sin \Theta_B / \lambda_0$.

Заключение

Процесс побитовой записи информации состоит в стимуляции лазерным пучком фотохимической реакции в среде — носителе информации, результатом которой является т. н. пит, область носителя, коэффициент отражения которой, как правило, выше коэффициента отражения самого носителя.

Среди устройств, используемых в качестве элементов управления потоком данных в оптических системах памяти с побитовым представлением информации, нашли применение электромеханические и электрооптические. Первые достигли максимума своего быстрого действия, вторые имеют ряд существенных недостатков, основные из которых — малая контрастность и неудовлетворительные массогабаритные и энергозатратные характеристики.

Предложено применение акустооптического затвора в качестве элемента управления потоком данных. Приведен расчет габаритных размеров узла АОЗ и контрастности устройства более 1000.

Рассмотрены факторы, влияющие на профиль выходного лазерного пучка устройства, а также условия, при которых достигается минимальность искажений профиля дифрагировавшего лазерного пучка АОЗ. В частности, обоснована необходимость поддержания параметра расходимости в диапазоне $0,5 < a < 0,7$, параметра Кляйна—Кука — не более 15 и слабого акустооптического взаимодействия.

Предложены физические основы проектирования акустооптических затворов для систем оптической памяти с побитовым представлением информации, в частности, обоснована правомерность применения для

проектирования АОЗ введенной автором для акустооптических устройств электрооптической частотной характеристики.

Рассмотренный с позиций радиоэлектронных аналогий процесс амплитудно-импульсной модуляции лазерного пучка АОЗ позволил сформулировать связь между минимальной длительностью нарастания импульса дифрагировавшего лазерного пучка и полосой частот акустооптического взаимодействия АОЗ.

Предложен метод проектирования АОЗ, в основе которого лежат допущения: слабого акустооптического взаимодействия (линейная зависимость между мощностью управляющего радиосигнала и интенсивностью дифрагировавшего лазерного пучка); расходимости акустического и лазерного пучков в диапазоне $0,5 < a < 0,7$, параметра Кляйна—Кука $Q_{KK} \leq 15$; существования электрооптической частотной характеристики устройства вида (8).

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Петров В. В., Крючин А. А., Токарь А. П. и др. Оптико-механические запоминающие устройства. — Киев: Наукова думка, 1992.
2. Данилов В. В. Акустооптические дефлекторы систем оптической памяти с побитовым представлением информации // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. — 2000. — № 116. — С. 125—132.
3. Вуль В. А. Оптические запоминающие устройства. — Л.: Энергия, 1979.
4. Колесніков М. Ю. Способи та засоби підвищення швидкодії оптичних запам'ятовуючих пристроїв / Автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Київ: Ін-т проблем реєстрації інформації, 1996.
5. Боухьюз Г., Браат Дж., Хейсер А. и др. Оптические дисковые системы. — М.: Радио и связь, 1991.
6. Данилов В. В., Иванов С. В. Акустооптический затвор // Тр. междунар. науч.-практич. конф. "Современные информационные и электронные технологии". — Одесса, 2000. — С. 94—95.
7. Петров В. В., Токар О. П. Про щільність запису інформації в оптичних ЗП // Доп. АН УРСР. — 1973. — № 9. — С. 12—18.
8. Токарь А. П. Управление энергией импульсов записи в оптических запоминающих устройствах // Оптическая запись информации: Сб. науч. тр. — Киев: Наук. думка, 1987. — С. 32—35.
9. Данилов В. В. Классификационный анализ устройств управления лазерным пучком // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2000. — № 2—3. — С. 52—57.
10. Русинов М. М., Грамматин А. П., Иванов П. Д. и др. Вычислительная оптика. Справочник. — Л.: Машиностроение, 1984.
11. Данилов В. В. Акустооптические кристаллы Cs_2HgC_4 // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 1999. — № 4. — С. 39—43.
12. Блистанов А. А., Бондаренко В. С., Чкалова В. В. и др. Акустические кристаллы. Справочник. — М.: Наука, 1982.
13. Maydan D. Acoustooptical pulse modulator // IEEE Jorn. of Quantum Electronics. — 1970. — Vol. QE-6, N 6. — P. 15—24.
14. Литвиненко О. Н. Основы радиооптики. — Киев.: Техніка, 1974.
15. Справочник по радиоэлектронным устройствам. Т. 1 / Под ред. Д. П. Линде. — М.: Энергия, 1978.
16. Данилов В. В. Акустооптический модулятор. Ч. 1 // Радиотехника: Всеукр. науч.-техн. сб. — 1999. — № 112. — С. 66—74.
17. Данилов В. В. Акустооптический модулятор // Там же. — 2000. — № 113. — С. 121—124.

Дата поступления в редакцию
23.01.2001 г.

Оппоненты

к. т. н. Е. Я. БУБНОВ (НИРФИ, г. Н.-Новгород),
д. ф.-м. н. К. А. ЛУКИН, к. ф.-м. н. А. А. МОГИЛА
(ИРФЭ им. А. Я. Усикова, г. Харьков)

К. ф.-м. н. В. А. ТАРАСОВ, Д. А. КРОПАЧЕВ
Украина, г. Одесса, СКБ «Молния»
E-mail: kpmo@farlep.net

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ПАССИВНАЯ ЗВУКОВАЯ ЛОКАЦИЯ

Разработанные алгоритмы корреляционной пассивной локации звуковых источников стали основой для практической реализации системы пассивной звуковой локации.

В работе [1] были выделены перспективные для практической реализации структуры квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов в системах пассивной звуковой локации (ПЗЛ):

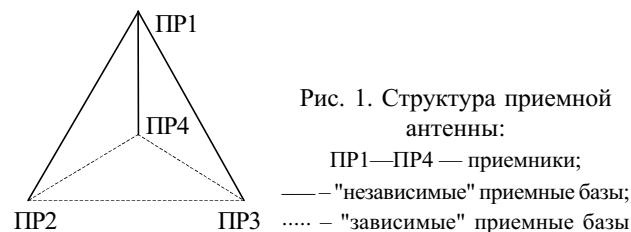
— структура обработки сигналов на основе комбинации процедур предварительной фильтрации, кросс-корреляции и "пространственной" фильтрации ложных обнаружений;

— структура обработки сигналов на основе комбинации процедур адаптивного обнаружения сигналов, предварительной адаптивной фильтрации и кросс-корреляции.

Опыт практической реализации пассивных систем локации случайных сигналов на основе кросс-корреляционной обработки сигналов [1—3] показал, что решить проблему ложных обнаружений возможно с помощью их "пространственной" фильтрации.

Метод "пространственной" фильтрации ложных обнаружений предполагает следующее:

— приемная антенна состоит не из одной приемной акустической базы (АБ) (АБ — два пространственно разнесенных приемника (ПР) сигналов), а из нескольких АБ (на рис. 1 представлена приемная антенна, состоящая из трех "независимых" АБ);



— на каждой "независимой" АБ производится кросс-корреляционная обработка сигналов, в результате которой осуществляется обнаружение полезных сигналов и оценка их параметров (для системы ПЗЛ главными параметрами являются моменты прихода сигналов на ПР и задержки сигналов на АБ);

— по полученным значениям задержек пары соответствующих "независимых" АБ производится вычисление задержек сигналов для "зависимых" АБ (см. рис. 1);

— на всех "зависимых" АБ производится последовательное "просеивание" ложных обнаружений с удержанием полезных сигналов по следующему критерию: для каждой полученной оценки задержки сигналов проводится оценка отношения сигнал/помеха, и если полученная оценка не превышает заданное пороговое значение, то соответствующая задержка отсеивается.

Рассмотрим структуру антенны и алгоритмов обработки сигналов кросс-корреляционной системы ПЗЛ.

Автоматическая система ПЗЛ обычно состоит из системы пространственно-разнесенных приемных приборов (ПР), образующих приемную антенную решетку (АР), интерфейсного устройства или прибора сопряжения (ПС) и вычислительного устройства (в частности, универсального или специализированного компьютера). Отдельный ПР обычно содержит преобразователь входного сигнального процесса в электрический сигнал, входной фильтр, усилитель, аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Прибор сопряжения обеспечивают передачу сигнальной информации и (совместно с интерфейсом входного порта вычислителя) ее ввод во входной буфер вычислителя. Вычислитель и его программное обеспечение (ПО) обеспечивает обработку в реальном масштабе времени поступающей сигнальной информации в соответствии со структурой алгоритмов обработки сигналов системы ПЗЛ.

Попытки практической реализации автоматической системы ПЗЛ на основе структуры алгоритмов оптимального оценивателя задержки полезных сигналов (рис. 2) по максимуму кросс-корреляционной функции (ККФ) (или взаимокорреляционной функции — ВКФ) сталкиваются со следующей проблемой. Программное обеспечение, реализующее на выбранном временном интервале анализа входной сигнальной информации вычисление дискретной ККФ и поиск ее максимума, всегда найдет один или несколько максимумов, даже на шумах, что порождает ложные оценки. Отсюда следует, что процедуре оценивания задержки по максимуму ККФ должна предшествовать процедура обнаружения полезных сигналов.

Классическая теория обнаружения сигналов на фоне шумов однозначно определяет алгоритмы работы оптимальных обнаружителей, однако при этом сигнальный и шумовой случайные процессы должны описываться полностью априорно известными за-

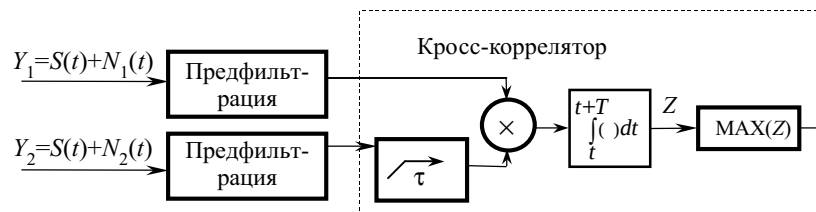


Рис. 2. Оптимальный оценщик задержки сигналов на основе обобщенного коррелятора [4, 5]:

Y — входной информационный поток; S — сигнал; t — оценка момента прихода сигнала; N_1 и N_2 — шумы; τ — оценка задержки

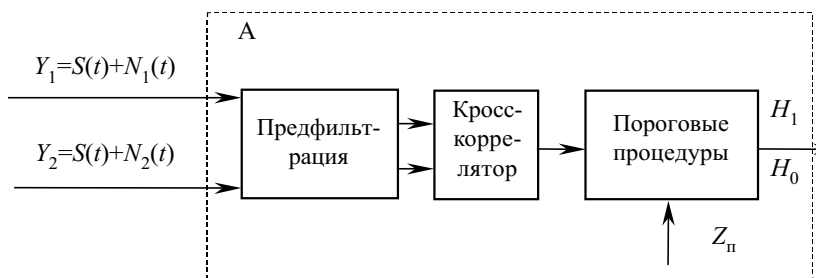


Рис. 3. Обнаружитель сигналов на основе комбинации процедур предфильтрации и кросс-коррелятора:

Z_n — пороговый уровень; H_1 — гипотеза, при которой $Y_1 = S(t) + N_1(t)$ и $Y_2 = S(t) + N_2(t)$; H_0 — гипотеза, при которой $Y_1 = N_1(t)$ и $Y_2 = N_2(t)$; t_1, t_2 — оценки моментов прихода сигнала; τ_{12} — оценка задержки сигнала

конами распределения. Попытка же исключить из структур оптимального обнаружителя случайного сигнального процесса априорную информацию о сигнальном процессе путем совместной обработки приемной информации двух пространственно-разнесенных приемных каналов приводит к структуре обнаружителя на основе кросс-коррелятора (рис. 3). При этом предполагается, что сигнальный процесс одинаков на обоих ПР, а также что сигнальный процесс не коррелирован с шумовыми процессами на ПР, которые, в свою очередь, предполагаются взаимно некоррелированными белыми шумовыми процессами.

Таким образом, структура оптимального обнаружителя на основе кросс-коррелятора отличается от структуры оптимального оценщика задержки наличием в структуре оптимального обнаружителя пороговых процедур, реализующих алгоритмы принятия решения об обнаружении. Обобщение структуры обнаружителя на основе кросс-коррелятора на случай окрашенных гауссовских шумовых процессов приводит к структуре обнаружителя на основе комбинации процедуры предварительной "выбеливающей" фильтрации и кросс-коррелятора (рис. 3).

Пороговый уровень обнаружения определяется априорно ожидаемой энергией полезных сигналов, если не акцентировать внимания на необходимости уточнения порогового уровня в соответствии с реализацией процедуры "выбеливающей" фильтрации. Согласно [6], для оптимального обнаружителя сигналов по критерию максимального правдоподобия пороговый уровень обнаружения равен $0,5 E_c$, где E_c — априорно известная энергия полезного сигнала. Если строго придерживаться предположения об априорной неопределенности случайного сигнального процесса, из которой, в частности, следует априорная неопределенность энергий полезных сигналов, то становится ясным, что для оптимального обнаружителя на основе комбинации процедур предварительной фильтрации и кросс-коррелятора для рассматриваемого сигнального процесса нельзя определить фиксированный пороговый уровень, обеспечивающий оптимальные характеристики обнаружителя. Поэтому,

как было показано в [1], при практической реализации квазиоптимальных алгоритмов обработки сигналов в системах ПЗЛ разработчики, как правило, либо задают фиксированный пороговый уровень обнаружителя, либо исключают из структуры алгоритмов пороговые процедуры и ведут обнаружение по максимуму ККФ, при этом в обоих случаях оптимальность обнаружителя для рассматриваемого сигнального процесса не обеспечивается и наблюдается значительное количество ложных обнаружений.

Выход может быть найден на пути дополнения концепции комбинации процедур предварительной фильтрации и кросс-корреляции какой-либо новой процедурой. В [1—3] представлены квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов в системах ПЗЛ на основе комбинации процедур предварительной фильтрации и кросс-коррелятора, реализованных в скользящем временном окне (рис. 4), причем для порогового значения обнаружителя по отношению сигнал/помеха задавалось $E_{\text{пор}} \approx 4,5$. Эти алгоритмы были воплощены в макете, представляющем собой многопроцессорный специализированный. Проведенные исследования и испытания макета показали, что проблему ложных обнаружений можно решить за счет дополнительной процедуры — "пространственной" филь-



Рис. 4. Структура ПО сигналов в системе ПЗЛ, основанная на комбинации процедур предфильтрации, кросс-коррелятора и пространственной фильтрации ложных обнаружений (блок А раскрыт на рис. 3)

рации ложных обнаружений, заключающейся в последовательном просеивании обнаружений на нескольких пространственно разнесенных АБ (рис. 1 и 4).

На основе вышеизложенного была разработана структура приемной антенны, аналогичная представленной на рис. 1, а также следующая структура алгоритмов обработки сигналов кросс-корреляционной системы ПЗЛ.

Так как приемная антенна системы ПЗЛ состоит из четырех ПР, и сигнальная информация поступает в вычислитель системы ПЗЛ через входные порты по четырем каналам связи, то вводимая сигнальная информация временно хранится в четырех буферах памяти кольцевого типа. Объем памяти кольцевого буфера N_B определяется выбранным интервалом дискретизации сигнальной информации τ_d и необходимым базовым интервалом τ_B совместной обработки сигнальной информации двух ПР, образующих АБ, т. е. $N_B = \tau_B / \tau_d$. Базовый интервал τ_B совместной обработки сигнальной информации двух ПР определяется суммой ожидаемой длительности полезных сигналов и максимальной задержки сигналов на АБ. Совместная обработка сигнальной информации двух ПР на базовом интервале τ_B осуществляется в скользящем окне анализа, длительность которого τ_{OA} согласована с ожидаемой длительностью полезных сигналов, а величина скачка скольжения окна анализа τ_{CK} по интервалу τ_B выбирается исходя из требуемой точности оценок и производительности вычислителя, причем при высокой мощности вычислителя τ_{CK} может быть выбрана равной τ_d .

Обработка сигнальной информации, поступающей в отдельный буфер памяти кольцевого типа, организована следующим образом. Обозначим через $A(i)$ элементы массива памяти буфера, в которые последовательно записываются цифровые отсчеты сигнального процесса, поступающие по одному из каналов связи, причем i изменяется от 1 до N_B циклическим образом, т. е. после заполнения $A(N_B)$ следующие отсчеты сигнального процесса последовательно записываются в $A(i)$ при i , изменяющемся от 1 до N_B , и т. д. Отметим, что N_B выбирается также таким, чтобы отношение $N_{\text{кольца}} = N_B / N_{OA}$ было целым числом, где $N_{OA} = \tau_{OA} / \tau_d$.

Вводятся два счетчика индекса: $N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}$, который изменяется от 1 до $N_{\text{кольца}}$ с шагом 1 циклическим образом и используется при считывании информации буфера в рабочий сигнальный массив (в соответствии с четырьмя входными каналами в один из массивов S_1, S_2, S_3, S_4), например S_1 , и $N_{\text{БЦ}}$ — номер цикла обработки на базовом интервале, который может изменяться от нуля до ∞ (в программном обеспечении некоторое предельно большое целое число) с шагом 1 и используется для определения момента прихода сигнала по соответствующему положению начала скользящего окна анализа, в котором обнаружен сигнал.

$$t_{\text{прих}} = t_0 + N_{\text{БЦ}} \tau_{OA} + N_{\text{СК}}(j-1) \tau_d,$$

где t_0 равно значению системного таймера компьютера при начальном цикле обработки на базовом интервале ($N_{\text{БЦ}}=0$); j изменяется от 1 до N_{Φ} , $N_{\text{СК}} = \tau_{\text{СК}} / \tau_d$; $N_{\Phi} = (N_B - N_{OA}) / N_{\text{СК}} + 1$.

После того как буфер заполнен входной сигнальной информацией (заполнена ячейка $A(N_B)$), задаются начальные значения $N_{\text{БЦ}}=0$ и $N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}=1$ и поступает команда на формирование рабочего сигнального массива, например S_1 , следующим образом:

— при $N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1 \leq N_B$

$$S_1(N_{\text{БЦ}}, i) = A(N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1+i);$$

— при $N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1 > N_B$

$$S_1(N_{\text{БЦ}}, i) = A(N_{OA}(N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}}-1)+1+i-N_B),$$

где i изменяется от 1 до N_B .

Аналогичная обработка проводится и для других буферов.

Далее для трех "независимых" АБ (обозначим их как АБ1 (образована ПР1 и ПР2), АБ2 (образована ПР1 и ПР3), АБ4 (образована ПР1 и ПР4)) последовательно проводится совместная обработка сигнальной информации двух ПР на базовом интервале τ_B . Имеется в виду построение дискретной ККФ по сформированному рабочим массивам, соответствующим двум рассматриваемым ПР (например $S_1(N_{\text{БЦ}}, i)$ и $S_2(N_{\text{БЦ}}, i)$, где i изменяется от 1 до N_B), нахождение максимумов ККФ и соответствующих им задержек, обнаружение полезных сигналов и соответствующих им оценок моментов прихода и задержек. Затем проводится последовательное просеивание выделенных задержек на "зависимых" АБ3 (образована ПР2 и ПР3), АБ5 (образована ПР4 и ПР2) и АБ6 (образована ПР4 и ПР3), т. е. "пространственное" просеивание ложных обнаружений. Затем выбираются какие-либо две АБ и вычисляются координаты обнаруженных источников. Проводится наращивание значений счетчика

$$N_{\text{БЦ}} = N_{\text{БЦ}} + 1 \text{ и } N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}} = N_{\text{кольца}}^{\text{цикл}} + 1.$$

Параллельно осуществляется непрерывное обновление сигнальной информации кольцевых буферов входной сигнальной информацией длительностью τ_{OA} . Далее процесс обработки сигнальной информации ПР на базовом интервале τ_B циклически повторяется. Таким образом, время обработки вычислителем на базовом интервале обработки сигнальной информации τ_B должно быть менее τ_{OA} . Выбор τ_d осуществляется на основе теоремы Котельникова $\tau_d = \tau_{OA} / (2N_f)$, где N_f — номер высшей частотной составляющей полезного сигнала, обычно выбираемый из анализа спектров записей полезных сигналов.

Были выбраны следующие значения: $N_{OA} = \tau_{OA} / \tau_d = 120$, $N_{\text{СК}} = \tau_{\text{СК}} / \tau_d = 5$, $\tau_d = 3,2 \cdot 10^{-3}$ с, $N_f = 60$.

Дадим более детальное описание совместной обработки сигнальной информации ПР1 и ПР2, образующих "независимую" АБ1, на базовом интервале τ_B . (Обработка сигнальной информации двух других "независимых" АБ2 и АБ4 системы производится аналогично.)

Обозначим сигнальный массив, поступивший в соответствующий кольцевой буфер с ПР1, через $S_1(N_{\text{БЦ}}, i)$, где индекс i изменяется от 1 до N_B . Сигнальный массив, поступивший в соответствующий кольцевой буфер с ПР2, обозначим через $S_2(N_{\text{БЦ}}, i)$, где индекс i также изменяется от 1 до N_B . Из сигналь-

ных массивов S_1 и S_2 , в соответствии с вышеописанной процедурой скользящего перекрывающегося окна анализа, формируются двумерные массивы перекрывающихся сигнальных выборок по 120 отсчетов $S_{1OA}(N_{БЦ}, j, k)$ и $S_{2OA}(N_{БЦ}, j, k)$ следующим образом: $S_{1OA}(N_{БЦ}, j, k) = S_1(N_{БЦ}, i)$, $S_{2OA}(N_{БЦ}, j, k) = S_2(N_{БЦ}, i)$, где $i = N_{СК}(j-1) + k$, j изменяется от 1 до N_{Φ} и k изменяется от 1 до N_{OA} , $N_{\Phi} = (N_{БЦ} - N_{OA}) / N_{СК} + 1$.

Построение ККФ ведется в частотной области с помощью процедур быстрого преобразования Фурье (БПФ). БПФ сформированных сигнальных массивов S_{1OA} и S_{2OA} ведется в два этапа. Сначала 120-точечные сигнальные массивы S_{1OA} и S_{2OA} преобразуются в 60-точечные массивы S_{1OA}^* и S_{2OA}^* с одновременным наложением окна Хэннинга:

$$S_{1OA}^*(N_{БЦ}, j, m) = 0,5(S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m) + S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m+60)) + (S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m+60) - S_{1OA}(N_{БЦ}, j, m)) \cos(\pi m / 60),$$

где m изменяется от 1 до 60, j изменяется от 1 до N_{Φ} .

На втором этапе производится 60-точечное БПФ по Винограду и формируются комплексные массивы частотных составляющих $SF_1(N_{БЦ}, j, k)$ и $SF_2(N_{БЦ}, j, k)$, где j по-прежнему изменяется от 1 до N_{Φ} , а индекс частотной составляющей k изменяется от 1 до 60.

Формируются комплексные частотные массивы взаимных произведений $SFK(N_{БЦ}, n, k)$:

— при n , изменяющемся от 1 до $N_{\Phi} + 1$,

$$SFK(N_{БЦ}, j, n, k) = SF_2(N_{БЦ}, 1, k) \cdot SF_1(N_{БЦ}, N_{\Phi} + 1 - j, k);$$

— при n , изменяющемся от $N_{\Phi} + 2$ до $2N_{\Phi} + 1$,

$$SFK(N_{БЦ}, j, n, k) = SF_1(N_{БЦ}, 1, k) \cdot SF_2(N_{БЦ}, j, k),$$

где j по-прежнему изменяется от 1 до N_{Φ} , а индекс частотной составляющей k изменяется от 1 до 60.

Массив дискретной комплексной ККФ $SKK(N_{БЦ}, j, n)$, где индекс n изменяется от 1 до $2N_{\Phi} + 1$ (соответствует интервалу изменению задержки сигналов от $-N_{\Phi}N_{СК}\tau_{Д}$ через нуль до $+N_{\Phi}N_{СК}\tau_{Д}$), получаем с помощью обратного 60-точечного БПФ по Винограду, что эквивалентно процедуре свертки во временной области.

Так как процедура поиска максимума действительной части дискретной ККФ $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, n))$ является более сложной и дает худшие результаты, чем процедура поиска нулей мнимой части дискретной ККФ $\text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, n))$, то процедура поиска максимумов ККФ осуществляется посредством процедуры поиска нулей мнимой части дискретной ККФ. Поиск нулей мнимой части дискретной ККФ реализуется процедурами последовательного поиска пар соседних значений мнимой части дискретной ККФ, имеющих разный знак (ищутся переходы через нуль). Оценки задержек сигналов, соответствующие каждому переходу через нуль, уточняются посредством процедуры линейной интерполяции мнимой части дискретной ККФ по двум соседним значениям ККФ, ближайшим к переходу через нуль (выделенные пары). Затем заполняется массив задержек $\tau(k, N_{БЦ}, j, i)$, где k — индекс АБ (изменяется от 1 до 6, для рассматриваемой АБ $k=1$); i — индекс выделенной задержки (изменяется от 1 до N_3 , а N_3 выбирается до-

статочно большим, чтобы исключить потерю выделяемых задержек из-за ограниченности размера рабочего массива задержек). Для найденных оценок задержек оцениваются и запоминаются также значения действительной части ККФ $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i))$ и мнимой части ККФ $\text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i))$, которые нужны для проведения операции обнаружения полезных сигналов.

Процедура обнаружения полезных сигналов (сигнальных фрагментов из буферов ПР1 и ПР2, дающих соответственный максимум ККФ) и соответствующих им задержек осуществляется следующим образом. Все значения выделенных задержек, накопленные в массиве $\tau(k, N_{БЦ}, j, i)$, просеиваются в соответствии с критерием:

— если $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) / \text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) \leq 4,5$, то значение задержки отсеивается из дальнейшей обработки (ложное обнаружение);

— если $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) / \text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) > 4,5$, то значение задержки и соответствующие ей сигнальные фрагменты полезных сигналов сохраняются для дальнейшей обработки.

Реализованную так процедуру обнаружения можно обобщать следующим образом. Отношение $\text{Real}(SKK(N_{БЦ}, j, i)) / \text{Im}(SKK(N_{БЦ}, j, i))$ для оценок задержек, близких к истинной задержке полезного сигнала, дает экспресс-оценку отношения сигнал/помеха по энергии. В соответствии с вышеизложенным для оптимального обнаружителя сигналов по критерию максимального правдоподобия пороговый уровень обнаружения равен $0,5E_c$, где E_c — априорно известная энергия полезного сигнала. Тогда если принять, что энергия всех полезных сигналов больше энергии сигнала, для которого отношение сигнал/помеха по энергии ≈ 9 (отношение сигнал/помеха по амплитуде ≈ 3), то для порогового значения обнаружителя по отношению сигнал/помеха по энергии следует принять $E_{\text{порог}} \approx 4,5$.

Проводится также заполнение массивов моментов прихода сигналов, например для АБ, образованной ПР1 и ПР2:

— если $\tau(1, N_{БЦ}, j, i) > 0$, то $\text{ТПР1}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$ и $\text{ТПР2}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA} + N_{СК}(j-1)\tau_{Д}$;

— если $\tau(1, N_{БЦ}, j, i) = 0$, то $\text{ТПР1}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$ и $\text{ТПР2}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$;

— если $\tau(1, N_{БЦ}, j, i) < 0$, то $\text{ТПР1}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA} + N_{СК}(j-1)\tau_{Д}$ и $\text{ТПР2}(1, i) = t_0 + N_{БЦ}\tau_{OA}$.

Описанные процедуры обработки сигнальной информации проводятся аналогично и для других "независимых" АБ2 и АБ4.

Затем проводится последовательное просеивание выделенных задержек на "зависимых" АБ3, АБ5 и АБ6, т. е. "пространственное" просеивание ложных обнаружений. Так как процедуры обработки на всех "зависимых" АБ аналогичны, дадим описание процедур обработки лишь для одной из них, например для АБ5.

Путем вычитания задержек, выделенных при кросс-корреляционной обработке сигнальной инфор-

мации на АБ2 и на АБ4 (два приемника ПР2 и ПР4, образующих "зависимую" АБ5, также образуют с приемником ПР1 "независимые" АБ1 и АБ4), формируется массив задержек $\tau(5, N_{\text{БЦ}}, j, i) = \tau(2, N_{\text{БЦ}}, j, i1) - \tau(4, N_{\text{БЦ}}, j, i2)$, где индексы массивов $i, i1$ и $i2$ изменяются независимо друг от друга от 1 до N_3 .

Для каждого найденного значения $\tau(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)$ по сигнальным фрагментам из буферов ПР4 и ПР2, соответствующих значениям задержек $\tau(2, N_{\text{БЦ}}, j, i1)$ и $\tau(4, N_{\text{БЦ}}, j, i2)$, вычисляется фрагмент мнимой части ККФ вблизи рассматриваемого значения $\tau(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)$, далее ищутся переходы через нуль на вычисленном фрагменте мнимой части ККФ, и если их нет, то задержка отсеивается из дальнейшей обработки как ложная, а если переход через нуль обнаружен, то вычисляется соответствующее рассматриваемому значению задержки отношение $\text{Real}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) / \text{Im}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i))$ и проводится просеивание:

— если $\text{Real}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) / \text{Im}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) \leq 4,5$, то значение задержки отсеивается из дальнейшей обработки (ложное обнаружение);

— если $\text{Real}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) / \text{Im}(SKK(5, N_{\text{БЦ}}, j, i)) > 4,5$, то значение задержки и соответствующие ей сигнальные фрагменты полезных сигналов сохраняются для дальнейшей обработки.

После проведения процедур "пространственного" просеивания ложных обнаружений получаем сформированные массивы задержек для всех АБ и массивы приходов сигналов на все ПР.

Затем выбираются какие-либо две АБ и вычисляются координаты обнаруженных источников, для чего можно предложить следующий алгоритм. Для каждой АБ по задержке сигналов вычисляется пеленг (угол между направлением на источник и направлением нормали к АБ, лежащей в плоскости АР) на

источник по формуле $\alpha = \arcsin(c\tau/L)$, где L — длина АБ, c — скорость распространения акустических сигналов, τ — задержка. Далее по двум значениям пеленгов и значениям координат центров двух АБ методом триангуляции вычисляется предварительное значение координат источника (начальное значение для численного метода решения системы уравнений). Если АР системы ПЗЛ находится близко от источника, то значения пеленгов уточняются с учетом поправки на сферичность акустической волны по известным выражениям [7], а также уточняется предварительное значение координат источника. Далее численным методом (например, методом Ньютона) решается система нелинейных уравнений, связывающих координаты ПР, образующих две соответствующие АБ, координаты источника и рассматриваемые значения задержек.

Выше были представлены структура АР и структура алгоритмов обработки сигналов кросс-корреляционной системы ПЗЛ источников, расположенных в плоскости. В некоторых случаях необходима система пассивной локализации источников, расположенных в трехмерном пространстве. Структура антенны и структура алгоритмов обработки сигналов такой системы строится аналогичным образом. Действительно, мы получим такую систему, если совместим две системы, описанные выше, но расположенные в двух взаимно перпендикулярных координатных плоскостях, например, одну в плоскости ХУ, а другую в плоскости YZ. В результате структура АР такой системы состоит из шести ПР и представлена на рис. 5, а структура алгоритмов обработки сигналов строится аналогично описанию, представленному для источников, расположенных в плоскости. На рис. 5 приемники ПР1—ПР4 и образуемые ими АБ

лежат в плоскости ХУ (изображены сплошными линиями), ПР3—ПР6 и образуемые ими АБ лежат в плоскости ZY (изображены штриховыми линиями), А — запеленгованный источник (A_x — его проекция на ось координат ОХ, A_y — его проекция на ось координат ОУ), ϕ — угол между направлением на источник в плоскости ХУ и нормалью к АБ, образованной ПР1 и ПР2, θ — угол между направлением на источник в плоскости ZY и нормалью к АБ, образованной ПР5 и ПР6.

Таким образом, разработаны квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов корреляционной пассивной звуковой локализации. Алгоритмы основаны на комбинации процедур предварительной фильтрации, кросс-корреляции и пространственной фильтрации ложных обнаружений. Представленные алгоритмы стали основой для прак-

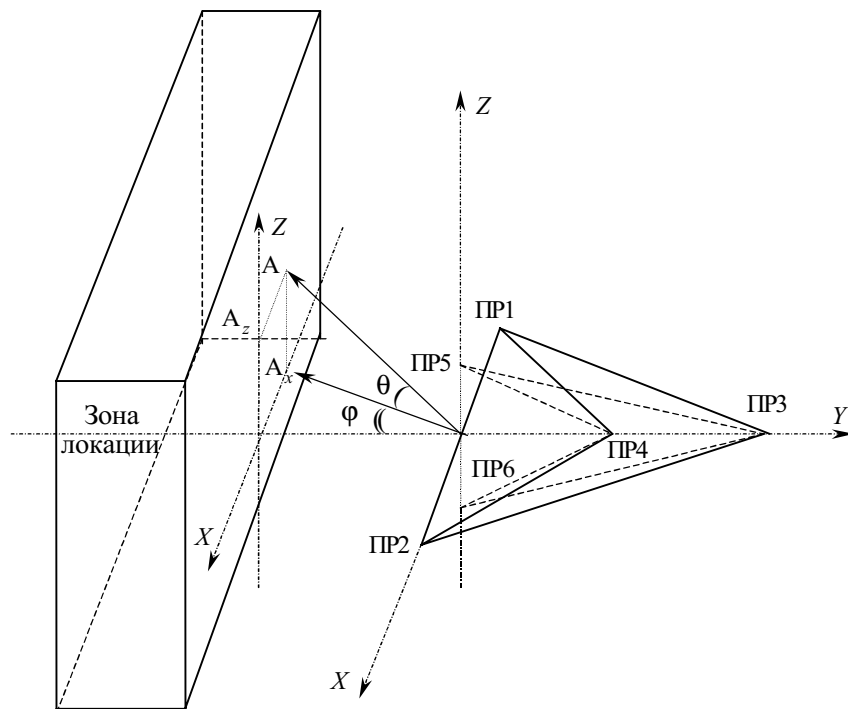


Рис. 5. Структура приемной антенны для системы пеленгации источников, расположенных в трехмерном пространстве

тической реализации макета системы ПЗЛ. Проведенные натурные испытания подтвердили правильность принятых технических решений, открывающих возможность создания перспективного комплекса ПЗЛ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Тарасов В. А., Кропачев Д. А. Реализация алгоритмов первичной обработки сигналов в системах пассивной звуковой локации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.— 2002.— № 1.— С. 17—21.
2. Tarasov V., Boltenev V., Kropachev D. Algorithms of signal processing in passive sound ranging systems and their practical realization // Proceedings of the Fourth All-Ukrainian International Conference "Signal / Image Processing and Pattern Recognition — UkrOBRAZ'98". — Kiev: Cybernetics Institute of Ukraine National Academy of Science, 1998.— P. 141—142.
3. Тарасов В. О., Кропачев Д. О., Коржов В. И. Практична реалізація алгоритмів первинної обробки сигналів у системах пасивної звукової локації // Праці П'ятої Всеукраїнської міжнар. конф. "Обробка сигналів і зображень та розпізнавання образів — UkrOBRAZ'2000".— Київ: Інститут кібернетики НАНУ, 2000.— С. 129—132.
4. Knapp C. H., Carter G. C. The generalized correlation method for estimation of time delay // IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing.— Vol. ASSP-24, N 4, August 1976.— P. 320—326.
5. Carter G. C. Time delay estimation for passive sonar signal processing // Ibid.— Vol. ASSP-29, June 1981.— P. 463—470.
6. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. и др. Радиотехнические системы // М.: Высшая школа, 1990.
7. Руководство для командира отделения звуковой разведки // М.: МО СССР, 1976.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ. СИМПОЗИУМЫ

Научный совет по проблеме
«Физика полупроводников» НАНУ
Министерство образования и науки Украины
Украинское физическое общество
Институт физики полупроводников НАНУ
Одесский национальный университет им. И. И. Мечникова

УНКФП-1

1-я УКРАИНСКАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ПО ФИЗИКЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

(с международным участием)

Украина, Одесса

10—14 сентября 2002 г.

Научные направления конференции

1. Теория зонной структуры, оптические, экситонные и фононные явления.
2. Фото-, акусто-, оптоэлектронные и электронные явления в объеме и на поверхности полупроводников.
3. Квантовые, оптические, электрические и магнитные свойства.
4. Физика современных полупроводниковых приборов и сенсоров.
5. Полупроводниковые материалы и технологии.

В конференции участвуют представители науки 28 стран мира. В числе докладчиков Ж. И. Алфёров, Ю. Асеев, Б. П. Захарченя, А. Ф. Кравченко, И. Г. Неизвестный, Ю. А. Осипьян, С. И. Стафеев, Р. А. Сулис, О. Е. Юнович (Россия), С. Аммерлан (Нидерланды), И. В. Блонский, М. С. Бродин, И. О. Вакарчук, М. Я. Валах, Е. Ф. Венгер, О. И. Власенко, В. М. Добровольский, В. В. Еременко, В. А. Кочелап, Я. И. Лепих, М. П. Лисица, В. Г. Литовченко, А. А. Птащенко, И. М. Раренко, С. М. Рябенко, С. В. Свечников, Ф. Ф. Сизов, В. Ю. Сливка, В. А. Смынгина, И. М. Стахира, В. И. Сугаков, Г. В. Ткач, К. Д. Товстюк, А. В. Третьяк, М. А. Фрейк, В. Я. Яковенко (Украина), М. Влчек (Чехия), Т. Возински (Польша), Х. Гриммайс (Швеция), А. Е. Кив (Израиль), Ф. Кох, К. Хартнагель, В. Шретер (Германия).

Адрес Оргкомитета:

Украина, 65026, г. Одесса, ул. Дворянская, 2.
Одесский национальный университет
им. И. И. Мечникова. НИЛ-3.

Тел./факс: 380(482) 23-34-61

E-mail: <oguint@paco.net>, <ndl_lepikh@gomail.com.ua>

Дата поступления в редакцию
30.05 2001 г.

К. т. н. В. И. ЖАБИН, Н. А. КОВАЛЕВ

Украина, г. Киев, НТУУ "Киевский политехнический институт"
E-mail: kovua@yahoo.com

Оппоненты

д. т. н. В. П. ТАРАСЕНКО (НТУУ "КПИ", г. Киев)
к. т. н. В. А. КРИСИЛОВ (ОНПУ, г. Одесса)

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ FPGA

Рассмотрены основные характеристики вычислительных устройств на базе программируемых вентильных матриц с использованием параллельных и квази-параллельных операционных блоков.

При организации вычислительной системы для обработки информации в реальном масштабе времени вычисления проводятся в темпе, обеспечивающем обслуживание определенного внешнего по отношению к ЭВМ процесса. Необходимость такой обработки возникает, например, при использовании ЭВМ в системах управления технологическими процессами, транспортными средствами, моделирования и т. п. При этом часто необходимо быстро вычислять многоместные математические выражения, используя различные дробно-рациональные приближения функций.

К работе ЭВМ в указанном режиме предъявляются высокие требования по быстродействию и надежности. Программные способы вычислений подобных математических выражений не всегда могут обеспечить необходимое быстродействие. В этих случаях используют аппаратные методы вычислений. В нашем случае для построения вычислительных устройств использовался структурный метод [1], основанный на соединении операционных блоков в соответствии с графом алгоритма вычислений, представленного в ярусно-параллельной форме (ЯПФ). Для повышения надежности и других технико-экономических характеристик вычислителей, работающих в составе обслуживающей ЭВМ, целесообразно использовать современную элементную базу, в том числе FPGA (Field Programmable Gate Arrays, программируемые вентильные матрицы — ПВМ).

Основу архитектуры FPGA фирмы XILINX [2, 3] (рис. 1) составляет матрица блоков CLB (Control Logic Blocks, конфигурируемых логических блоков — КЛБ), окруженных по периферии блоками IOB (Input/Output Blocks, блоками ввода/вывода — БВВ).

Матрица КЛБ обеспечивает непосредственную реализацию логических функций, заданных пользователем. Соединительные ресурсы, представленные программируемыми ключами для конфигурации матрицы соединений, осуществляют передачу логических сигналов как между самими КЛБ, так и между КЛБ и БВВ, подобно шинам и дорожкам на печатных платах. БВВ реализуют

функцию интерфейса между внутренней логикой схемы и внешними выводами FPGA.

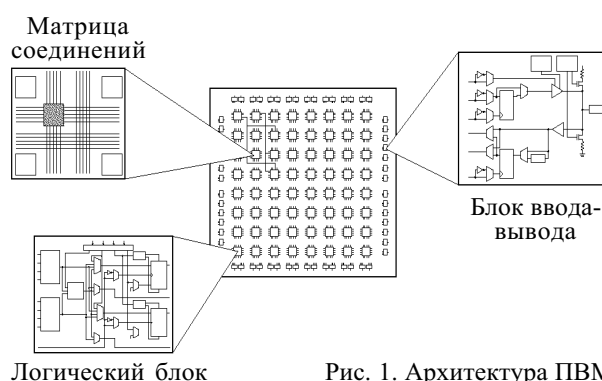


Рис. 1. Архитектура ПВМ

В состав КЛБ входят:

- не более трех m -входовых блоков LUT (Look-up Tables, таблиц перекодировки — ТП), где $m=3, 4, 5$ в зависимости от семейства ПВМ;

- несколько триггеров (CLB Flip Flops);
- различная управляющая логика.

В состав блоков БВВ входят:

- несколько триггеров (IOB Flops) для синхронизации внешних и внутренних сигналов: организации задержек и т. п.;

- несколько регистров-защелок (IOB Latches);
- различная управляющая цифровая и аналоговая логика.

Следовательно, одними из основных характеристик вычислителей, построенных на базе ПВМ, являются:

- количество использованных блоков КЛБ, а также триггеров и ТП в этих блоках;
- количество использованных БВВ, а также триггеров и регистров-защелок в этих блоках;
- общее время вычисления;
- оптимальная максимальная частота работы вычислителя и связанные с ней параметры энергопотребления.

Целью исследования является уменьшение степени использования ресурсов FPGA при построении вычислителей, повышение их быстродействия, улучшение параметров энергопотребления (уменьшение напряжения питания, рассеиваемой мощности и т. д.).

Реализация математических выражений традиционными вычислителями параллельного типа [4], выполняющими операции умножения, сложения, деления, перед началом счета требует наличия всех разря-

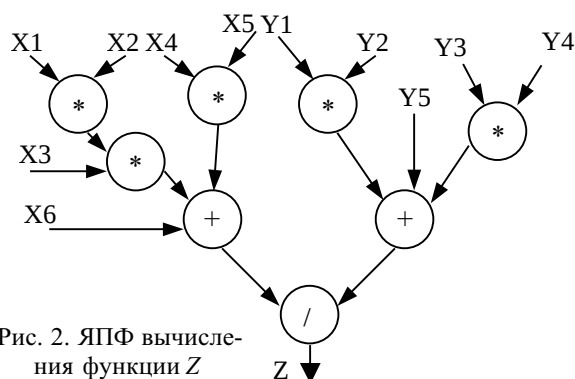


Рис. 2. ЯПФ вычисления функции Z

дов операндов. Известны неавтономные методы вычислений, позволяющие совмещать процессы поразрядного ввода и переработки информации, что особенно важно для уменьшения времени выполнения последовательностей зависимых операций [1, 5—7]. Кроме того, совмещение процессов поразрядного ввода и переработки информации способствует также минимизации числа внешних выводов вычислителей при их реализации на основе FPGA.

Оценку различных подходов построения вычислительных устройств (ВУ) структурным методом проведем на примере реализации дробно-рациональной функции

$$Z = \frac{X1 \cdot X2 \cdot X3 + X4 \cdot X5 + X6}{Y1 \cdot Y2 + Y3 \cdot Y4 + Y5} \quad (1)$$

В одном случае будем использовать параллельные операционные блоки (ОБ), а во втором — квазипараллельные.

Для вычисления Z по формуле (1) использовалась ЯПФ, показанная на рис. 2.

Для построения ВУ обоих типов было использовано семейство FPGA XC4085XL фирмы XILINX. Для синтеза ОБ и ВУ применялась САПР Foundation Series F2.1i.

ОБ умножения и деления [8] параллельного типа обеспечивают формирование N-разрядного результата за N и (N+2) тактов, соответственно. Например, в состав ОБ деления параллельного типа рис. 3 входят два N-разрядных регистра данных (РД), N-разрядный сумматор (СМ), N-разрядный регистр сдвига (СР). ОБ умножения с младших разрядов множителя со сдвигом множимого влево включает 2N-разрядный СР, N-разрядный СР, (N+1)-разрядные РД и СМ, где $l \geq 1 + \log_2(N-l-1)$.

ОБ сложения, умножения и деления квазипараллельного типа реализованы по методикам, предложенным в [1, 7]. Так, в состав ОБ деления рис. 4 входят 4-разрядный СМ, пять (N/2+6)-разрядных СМ, (N/2+3)-разрядный РД, два (N/2+6)-разрядных РД, (N/2+6)-разрядный СР. ОБ умножения включает (N/2+1)-разрядный СР, три (N/2+1)-разрядных СМ, два (N/2+1)-разрядных РД, (N/2+3)-разрядный РД, (N/2+3)-разрядный СМ. Основу архитектуры 3-входового ОБ сложения квазипараллельного типа составляют два 5-разрядных СМ и 5-разрядный РД.

В результате схема ВУ параллельного типа, реализующая выражение (1) по ЯПФ на рис. 2, имеет вид, показанный на рис. 5.

Схема ВУ квазипараллельного типа показана на рис. 6.

Таким образом, в состав ВУ обоих типов для реализации выражения (1) входят по пять ОБ умножения, по одному ОБ деления. Однако ВУ квазипараллельного типа имеет два трехвходовых ОБ сложения, а ВУ параллельного типа — четыре двухвходовых ОБ

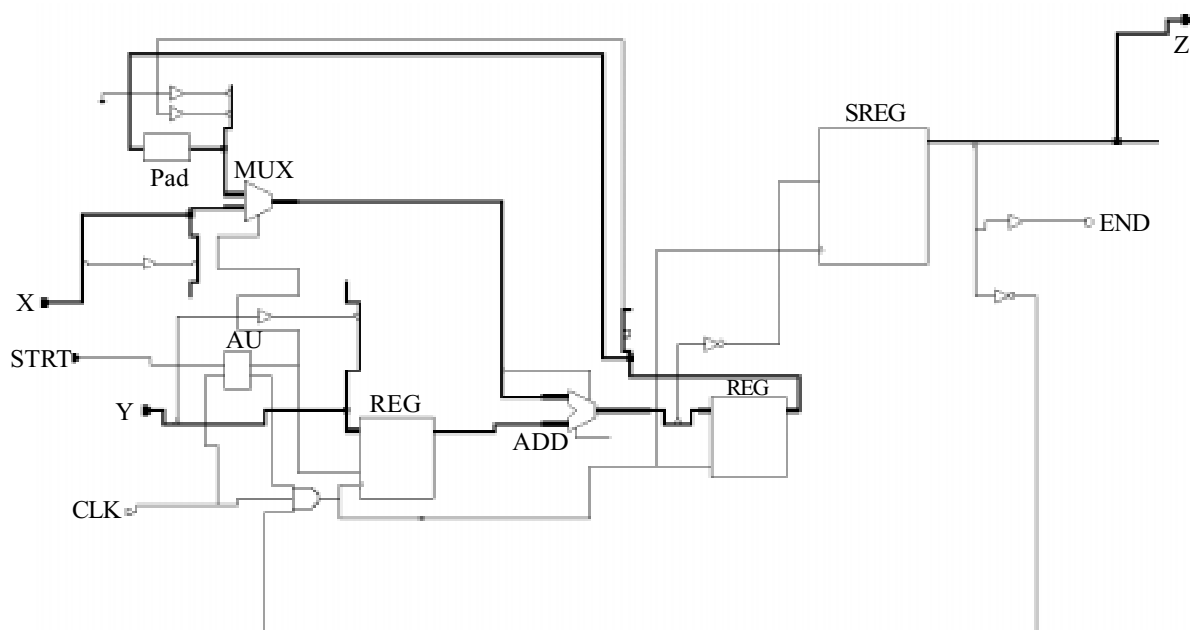


Рис. 3. ОБ деления без восстановления остатка:

Pad — шинный формирователь; MUX — мультиплексор; SREG — регистр сдвига; REG — регистр данных; AU — управляющий автомат; ADD — сумматор; X — делимое; Y — делитель; Z — частное; CLK — тактирующие импульсы; STRT — стартовый сигнал; END — сигнал завершения процесса деления

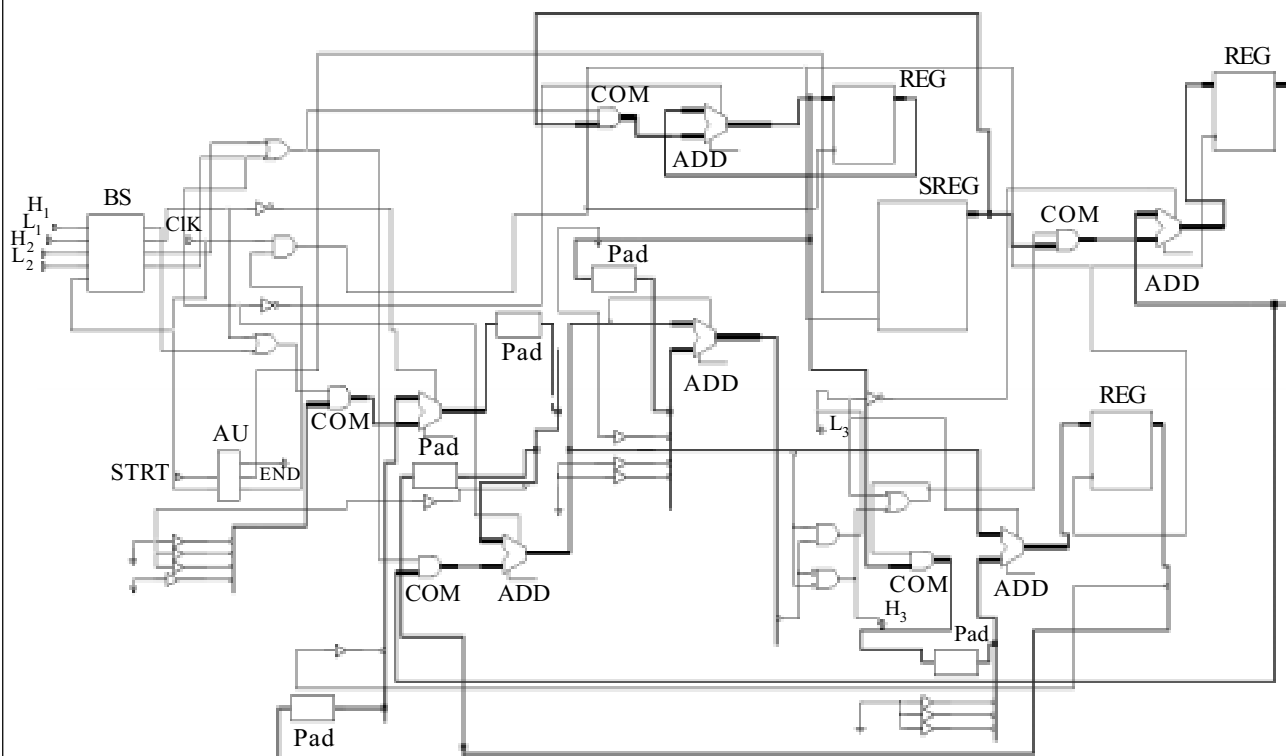


Рис. 4. Схема квазипараллельного ОБ деления:

COM — коммутатор; BS — блок синхронизации; H_i, L_i — сигналы представления цифр операндов в избыточной позиционной системе счисления "– 1, 0, 1" ($i=1$ (делимое), 2 (делитель), 3 (частное))

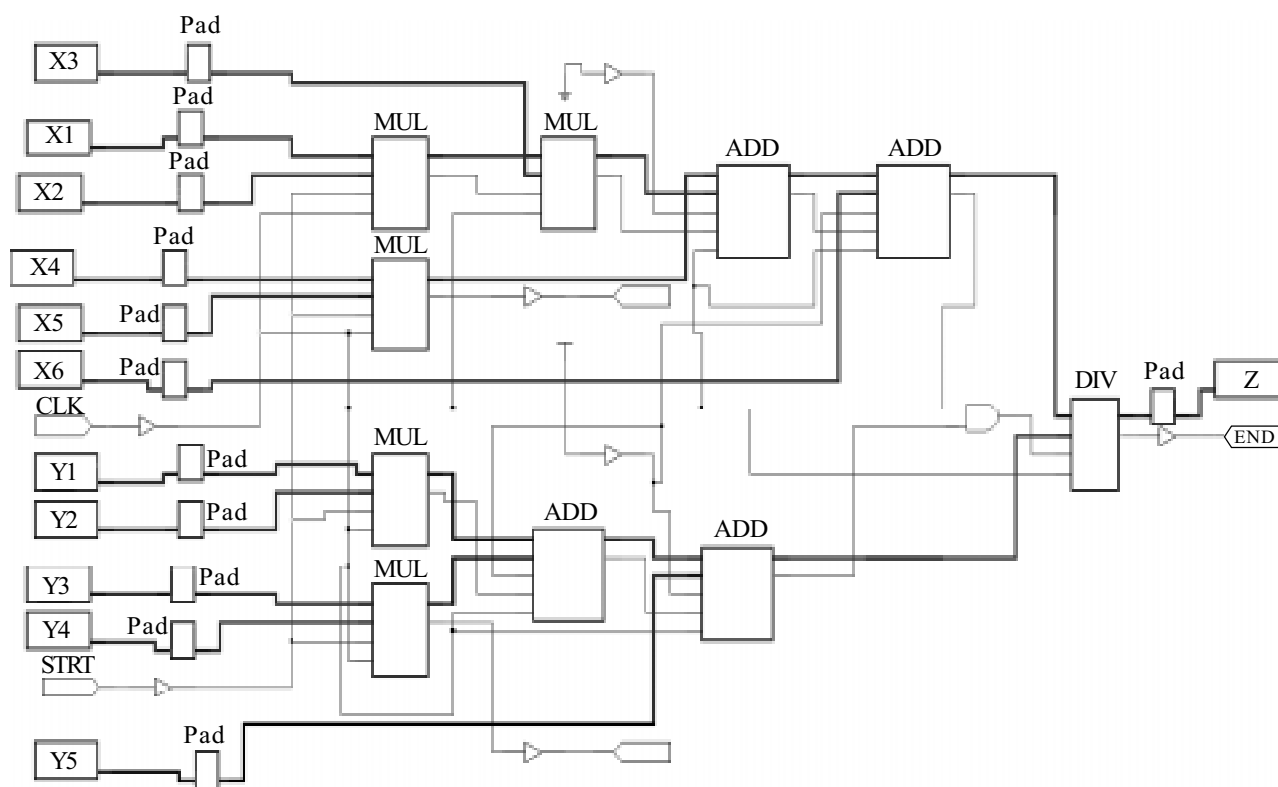


Рис. 5. ВУ параллельного типа, реализующее функцию Z :

MUL — ОБ умножения; DIV — ОБ деления без восстановления остатка; X_i, Y_i — операнды, соответствующие аргументам функции Z ; Z — результат вычислений

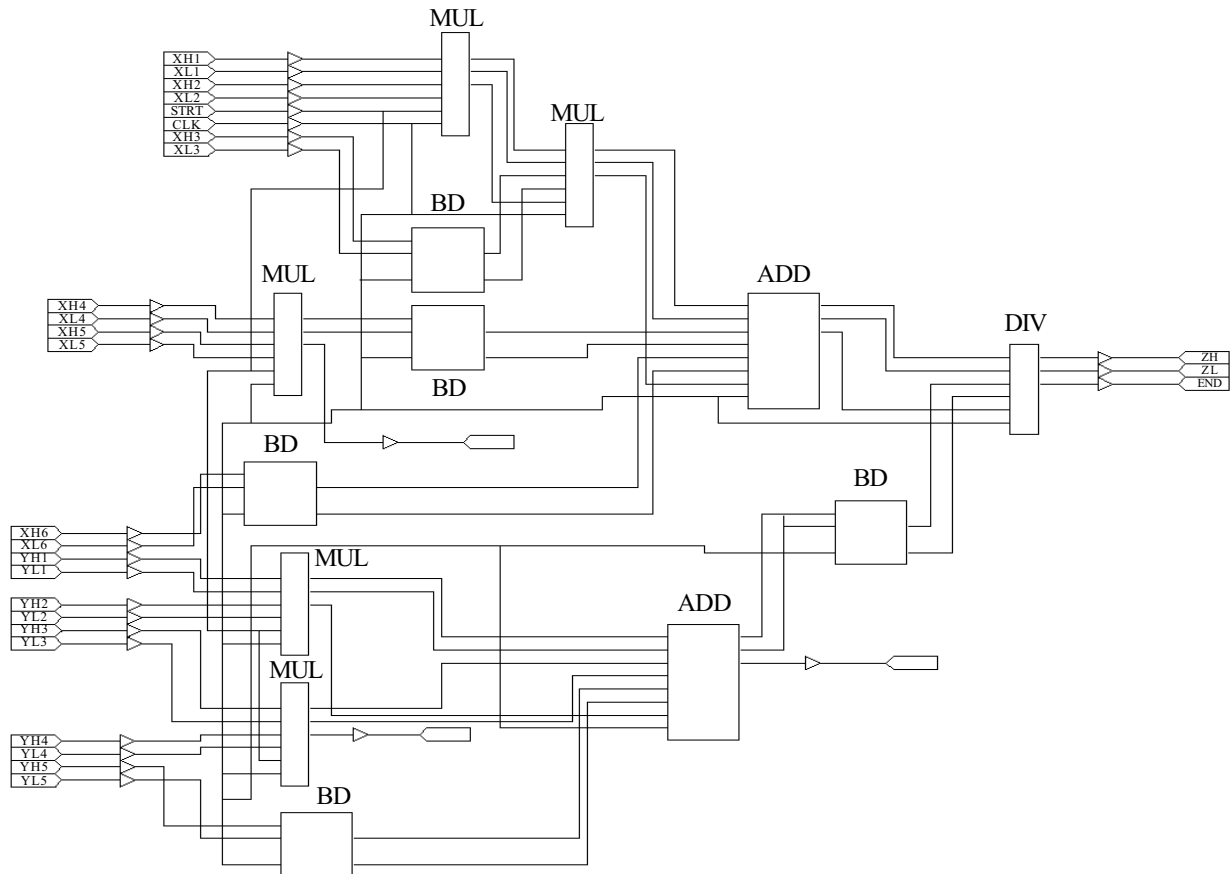


Рис. 6. ВУ квазипараллельного типа, реализующее функцию Z:

ADD — квазипараллельные сумматоры; MUL — квазипараллельные ОБ умножения; DIV — квазипараллельные ОБ деления; BD — блоки задержки для синхронизации подачи одноименных разрядов операндов на входы ОБ; XH_i, XL_i, YH_i, YL_i, ZH, ZL — сигналы представления цифр операндов, соответствующих аргументам и результату вычисления функции Z в избыточной позиционной системе счисления "–1, 0, 1"

Основные технические характеристики вычислителей

Технические характеристики	Параллельные ВУ			Квазипараллельные ВУ		
	12-разрядный	24-разрядный	32-разрядный	12-разрядный	24-разрядный	32-разрядный
Число использованных КЛБ (процент от общего количества)	331 (10%)	603 (19%)	731 (23%)	372 (11%)	538 (17%)	647 (20%)
Число использованных триггеров КЛБ	383	723	854	367	462	558
Число использованных четырехвходовых ТП	475	895	1063	607	931	1142
Число использованных трехвходовых ТП	20	26	35	60	79	89
Число использованных БВВ (процент от общего количества) или выводов FPGA	161 (35%)	305 (68%)	401 (89%)	30 (6%)	30 (6%)	30 (6%)
Число использованных триггеров БВВ	0	0	0	0	0	0
Число использованных регистров-защелок БВВ	0	0	0	0	0	0
Эквивалентное количество вентиля	6202	11672	13909	7333	11209	13751
Оптимальная максимальная частота работы схемы, МГц	26,477	23,813	19,655	22,207	17,026	17,897
Время вычисления функции Z, мкс	1,43	3,12	4,99	1,08	2,11	2,46

сложения. Кроме того, ВУ квазипараллельного типа использует блоки задержки для синхронизации подачи на входы ОБ одноименных разрядов операндов и промежуточных результатов.

Проектирование ВУ осуществлялось по критерию минимальности аппаратных затрат. С учетом архитектурных особенностей семейства FPGA XC4085XL (блок КЛБ включает две четырехвходовые ТП, которые параллельно с пятым входом подключены к трехвходовой ТП; наличие в каждом блоке КЛБ цепей ускоренного переноса, заема и т. п.) основные параметры транслятора по получению бинарного кода для программирования FPGA выглядели следующим образом:

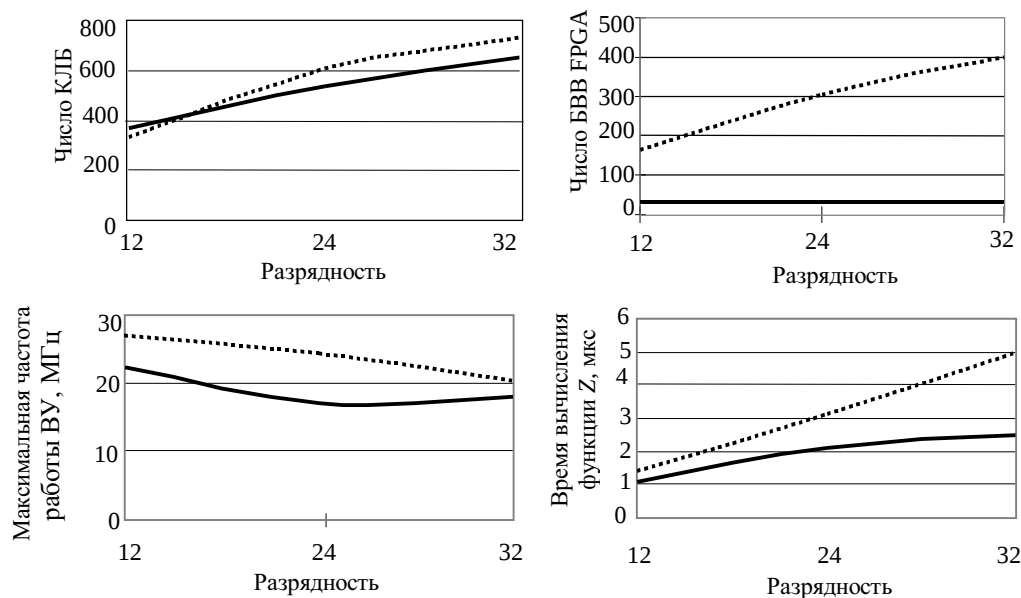


Рис. 7. Пунктирная линия — зависимости для параллельных ВУ, сплошная — для квазипараллельных

- максимальная оптимизация размещения и трассировки;
- синтез булевых функций преимущественно от пяти аргументов;
- копирование логики для уменьшения уровня логической сложности;
- наиболее полное использование ресурсов каждого КЛБ;
- минимизация использования триггеров КЛБ и т. д.

Все ВУ выполнены на базе FPGA XC4000XLPG559. Характеристики использования ресурсов FPGA и быстродействия в зависимости от различной разрядности ВУ, реализующих дробно-рациональное выражение (1) от одиннадцати аргументов, сведены в таблицу.

С учетом приведенных технических характеристик построены зависимости ресурсоемкости, быстродействия и времени вычисления выражения (1) от разрядности N ВУ квазипараллельного и параллельного типа (рис. 7).

Из приведенных зависимостей следует, что при увеличении разрядности операндов квазипараллельные ВУ более экономично используют ресурсы FPGA (КЛБ). При этом существенно уменьшается требуемое количество внешних выводов матриц (БВВ). На одинаковой частоте тактирования квазипараллельные ВУ обеспечивают значительно меньшее время вычисления функции по сравнению с параллельными ВУ. Кроме того, квазипараллельным ВУ требуется существенно меньшая частота тактирования для обеспечения заданного времени вычисления таких функций, что обеспечивает снижение параметров энергопотребления (напряжения питания, рассеиваемой мощности и т. д.) и увеличение надежности. Это позволяет удешевить средства охлаждения FPGA либо обойтись без них, а также использовать более дешевые семейства FPGA при построении ВУ.

Таким образом, при однократном вычислении рассмотренных функций квазипараллельные ВУ, реализованные на базе FPGA, при увеличении разрядности операндов превосходят параллельные ВУ по основным технико-экономическим характеристикам.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Жабин В. И., Корнейчук В. И., Тарасенко В. П. Некоторые машинные методы вычисления рациональных функций многих переменных // Автоматика и телемеханика. — 1976. — № 12. — С. 145—154.
2. XILINX. The Programmable Logic Data Book. July 1998.
3. Стешенко В. Б. ПЛИС фирмы ALTERA: проектирование устройств обработки сигналов. — М.: ДОДЭКА, 2000.
4. Самофалов К. Г., Корнейчук В. И., Тарасенко В. П. Цифровые ЭВМ. — Киев: Вища школа, 1989.
5. А. с. 451079 СССР. Множительное устройство последовательного действия / В. И. Жабин, В. И. Корнейчук, В. П. Тарасенко, Б. П. Хижинский. — 1974. — Б. И., № 43, с. 117.
6. Корнейчук В. И., Тарасенко В. П., Жабин В. И. Способ быстрого умножения чисел, представленных последовательным кодом // Автоматика и вычислительная техника. — 1975. — № 5. — С. 82—86.
7. Жабин В. И., Корнейчук В. И., Тарасенко В. П. Быстрое выполнение арифметических операций при поразрядном вводе операндов / В сб.: Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных устройств. — 1975. — Изд-во Украинск. республ. Правления НТО Приборпром. — С. 59—60.
8. Жабин В. И., Корнейчук В. И., Макаров В. В., Тарасенко В. П. Влияние точности вычисления на сложность квазипараллельных операционных устройств в мультипроцессорных системах // Автоматика и вычислительная техника. — 1982. — № 3. — С. 29—32.

Д. т. н. В. А. СОКОЛ, к. т. н. А. И. ВОРОБЬЕВА

Белорусский государственный университет информатики
и радиоэлектроники, г. Минск
E-mail: vasokol@gw.bsuir.unibel.by

Дата поступления в редакцию
09.01 2002 г.

Оппонент д. т. н. Д. Г. ГРОМОВ
(МИЭТ, г. Зеленоград)

МНОГОКРИСТАЛЛЬНЫЕ МОДУЛИ НА АНОДИРОВАННОЙ АЛЮМИНИЕВОЙ ПОДЛОЖКЕ

Исследован процесс локального формирования пористого оксида алюминия при формировании подложки с теплоотводящими столбиками и контактными переходами.

Многокристалльные модули (МКМ), как известно, являются более совершенной версией гибридных интегральных микросхем, в частности, имеют более высокую степень интеграции, тактовую частоту (150—300 МГц), плотность мощности (50 Вт/см²) [1—4]. Возрастающие требования к функциональной сложности МКМ заставляют искать новые конструктивно-технологические решения в области компоновки и межсоединений. Одним из таких решений является использование металлических оснований, имеющих ряд неоспоримых преимуществ: высокую механическую прочность и теплопроводность, повышенную помехозащищенность и возможность использования в качестве корпуса МКМ. Более того, если стоимость единицы площади диэлектрических оснований растет с увеличением их площади экспоненциально, то стоимость металлических практически не зависит от размера.

В этой связи наиболее перспективным является использование в конструкции МКМ алюминиевых оснований, особенно если учесть, что алюминий является единственным металлом, на поверхности которого можно получить высококачественное диэлектрическое покрытие толщиной в десятки и сотни микрометров путем электрохимического превращения алюминия в его собственный оксид Al₂O₃.

При разработке многоуровневых систем межсоединений (МСМ) для МКМ на алюминиевой подложке наиболее подходящим конструктивно-технологическим решением является использование подложки не только в качестве несущего основания, но и для потенциальных слоев (шины "земли" и питания) [5]. В этом случае необходимо сформировать контактные переходы от подложки (выходы на "землю") в диэлектрическом слое оксида алюминия (L_{vias}) и матрицу вертикальных теплоотводящих столбиков (T_{vias}), позволяющих увеличить количество отводимого от МСМ тепла.

Авторы благодарят сотрудников фирмы РСВ Дрора Гурвица и Аллу Вепрински за помощь, оказанную при проведении экспериментов по профилометрии.

В настоящее время для соединения с шиной заземления, в качестве которой применяют металлическую подложку, используют металлизированные пропаянные отверстия или островки алюминия, полученные лазерной обработкой участков заземления на полностью готовой схеме [6, с. 83—84]. Однако столбиковые выводы из припоя не имеют механизмов ослабления напряжений при термоциклировании и не могут быть использованы в конструкциях МКМ из материалов с разными температурными коэффициентами расширения (ТКР). Кроме того, в технологии столбиковых выводов из припоя невозможно использовать одновременно Si- и GaAs-кристаллы из-за различия ТКР. Другие варианты заземления с помощью подложки, описанные, в основном, в иностранных патентах, весьма трудоемки при конкретной реализации и требуют освоения дорогостоящего оборудования.

С учетом таких факторов, как увеличение размеров исходных пластин-подложек, уменьшение размеров элементов топологии (до 10 мкм) и необходимость обеспечения при этом их высокой воспроизводимости по всему полю, увеличение размеров кристаллов-чипов (до 160 мм²) с числом выводов от 350 до 1000, а следовательно, и модулей на пластинах, представляется целесообразным формирование теплоотводящих столбиков и контактных переходов на "землю" в анодированной алюминиевой подложке.

Целью данной работы является исследование процесса локального формирования пористого анодного оксида алюминия и его сплавов при формировании алюминиевой подложки с теплопроводящими столбиками и контактными переходами от шины "земли" (подложки) для высокочастотных МКМ-А — многокристалльных модулей на анодированной алюминиевой подложке с тонкопленочной многоуровневой системой межсоединений, изготовленной по ЭЛАТ-технологии [7]. Основным элементом конструкции МКМ-А является Al-подложка, которая используется в качестве несущей основы и в которой формируется матрица вертикальных теплоотводящих столбиков T_{vias} и контактные переходы от "земляной" шины (подложки) L_{vias} .

Ранее проведенные исследования показали, что пористые оксиды алюминия имеют высокие диэлектрические и физико-механические свойства и поэтому пригодны к применению в качестве изоляционного слоя оснований МКМ [8, 9].

Для получения оснований использовали деформируемые алюминиевые сплавы. Из алюминиевого листа толщиной 0,8—1,5 мм вырезали квадратные (120×120 мм) или круглые диаметром 150 мм (максимальные размеры) пластины, которые подвергали обезжириванию и термобработке при температуре 623 К в сжатом состоянии. Поверхность пластин с двух сторон обрабатывали алмазным точением или электролитической полировкой до чистоты по 13—14 классу. Затем образцы дважды промывали в хромпике, дистиллированной воде, сушили центрифугированием и отжигали при температуре 623—673 К с одночасовой выдержкой. Максимальный прогиб (неплоскостность) подложек после такой обработки составляет 30 мкм (60×48 мм) и 60 мкм (120×120 мм), соответственно.

Подготовленные пластины монтировались на специальные захваты и завешивались в ванну установки анодирования, заполненную щавелево-кислым электролитом. Процесс анодирования проводили на постоянном токе при плотности 3—3,5 А/дм², напряжении формовки 65—95 В и температуре электролита 290—297 К. Пластинам в ванне анодирования сообщалось непрерывное движение с линейной скоростью 20—22 м/мин, что обеспечивает надежный отбор тепла от пластин и исключает локальные перегревы и прожоги оксида. Продолжительность процесса анодирования зависит от скорости роста (0,5—1,0 мкм/мин) и заданной толщины оксида. Цвет оксидных слоев — от серого до черного — определяется составом алюминиевого сплава и режимом анодирования.

Пористость анодного оксида алюминия придает ему высокую гигроскопичность и приводит к зависимости диэлектрических свойств от условий окружающей среды, например, влажности воздуха. Поэтому анодированные основания подвергаются грунтовке органическими (полиимид, роливсан, ВСВ (бензо-цикло-бутан)) или неорганическими (окись хрома, фосфатные связки, жидкое стекло) наполнителями.

Грунтованные основания имеют следующие электрофизические свойства: объемное удельное электросопротивление $\rho_v = 8 \times 10^{13} \dots 10^{15}$ Ом·см, диэлектрические потери $\text{tg} \delta = (1 \dots 2,5) \cdot 10^{-3}$, диэлектрическая постоянная $\epsilon = 6,5 \dots 7,0$. После двухлетнего хранения в открытой таре в помещении с климатическими условиями Республики Беларусь электрофизические свойства алюминиевых оснований не изменяются.

Все исследования проводили на подложках из отечественных сплавов АМг и АМц и, для сравнения, из американских сплавов, имеющих состав, близкий к отечественным. Состав алюминиевых сплавов, исследованных в данной работе, приведен в табл. 1.

Толщина оксида выбиралась исходя из следующих соображений.

Таблица 1

Состав сплавов алюминия (% мас.)

Марка сплава	Al	Mg	Mn	Cu	Fe	Si	Cr
АМг-2	Основа	1,8—2,6	0,2—0,6	0,1	0,4	0,4	0,05
АМг-3	"	3,2—3,8	0,3—0,6	0,06	0,4	0,5	0,05
АМц	"	0,2	1,0-1,6	0,1	0,7	0,6	—
U-5086	"	4,0	0,5	—	—	—	—

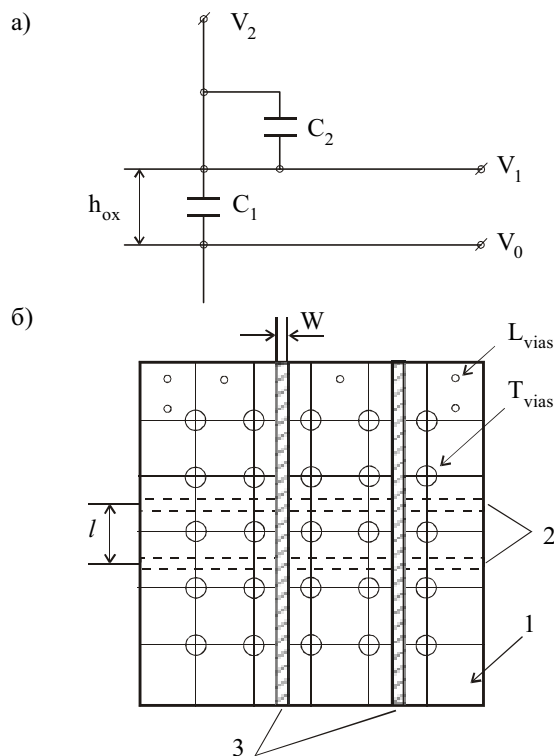


Рис. 1. Эквивалентная схема (а) фрагмента структуры МСМ (б) и паразитные параметры:

1 — подложка; 2 — дорожки первого (нижнего) уровня; 3 — дорожки второго (верхнего) уровня; W — ширина дорожки; l — расстояние между дорожками

Нижний предел определяется наводками по диэлектрическому слою и паразитной емкостью на подложку. Наводками по слою пористого оксида Al_2O_3 можно пренебречь, если минимальное расстояние между элементами слоя l не менее чем в 5 раз больше толщины диэлектрика h_{ox} . Так, если расстояние между дорожками в МСМ ≥ 25 мкм, толщина слоя Al_2O_3 должна быть не менее 5 мкм.

На рис. 1 приведена эквивалентная схема (а) фрагмента структуры МСМ (б) и паразитные параметры, обусловленные емкостными связями подложки с МСМ. Ортогонально расположенные сигнальные слои V_1 и V_2 показаны через емкостные связи C_1 и C_2 с подложкой, используемой как "земля" (V_0). При увеличении толщины оксида от 30 до 100 мкм значение C_1 уменьшается от 0,2 до 0,08 нФ/см² при равных прочих условиях. Значение C_2 зависит от толщины межуровневого диэлектрика в МСМ h_{ox} . При изменении h_{ox} от 1,5 до 4,8 мкм C_2 изменяется в пределах 4,0—1,5 нФ/см².

Верхний предел толщины оксида (150 мкм) определяется как частотными свойствами МКМ, так и реальными возможностями локального электрохимического анодирования (ЭХА). Существует предельная толщина анодного оксида (порядка 200 мкм), выше которой процесс толстослойного ЭХА сплавов алюминия становится

неуправляемым. Исходя из вышеизложенного процесс локального формирования пористого оксида алюминия исследовали в диапазоне толщин 5—150 мкм.

Главной проблемой при локальном толстослойном ЭХА алюминия и его сплавов является объемный рост пористого оксида и изотропный характер процесса.

Для отработки технологических операций формирования защитной маски при локальном анодировании был разработан тестовый модуль. В топологии тестовой структуры имеются контактные переходы круглой и квадратной формы различных размеров, используемые как точечный тест на нарушение адгезии при объемном росте и поданоирование в результате изотропного характера процесса.

Исследование влияния конфигурации маски показало, что при всех исследованных толщинах оксида круглые фрагменты воспроизводятся лучше, а в углах квадратной маски образуются трещины после высокотемпературного отжига при температуре 673 К. Образование трещин не зависит от номинального размера фигуры и от расположения ее на подложке, а определяется составом сплава, толщиной оксида и формой элемента структуры. Около круглых элемен-

тов маски трещины не образуются ни до, ни после отжига. Подложки при высокотемпературном отжиге (≤ 723 К) деформируются при определенном соотношении толщины подложки и оксида преимущественно вблизи острых кромок и краев фрагментированных участков маски. Поэтому в тех случаях, когда высокотемпературная обработка является необходимой технологической операцией, желательно, во-первых, использовать круглые или с закругленными торцами подложки, а во-вторых, проектировать контактные переходы и теплопроводящие столбики круглой формы.

Были исследованы различные технологические варианты формирования защитной маски, устойчивой при локальном толстослойном ЭХА. Кислотостойкие органические резисты, химически устойчивые к воздействию щавелево-кислых электролитов, повреждаются механически на кромках фрагментированных участков маски из-за объемного роста пористого оксида. Поэтому исследовали комбинированную маску из тонких пленок анодируемых металлов (Ta—Al—Ta). Плотный оксид металла Ta_2O_5 , образованный из материала маски при порис-

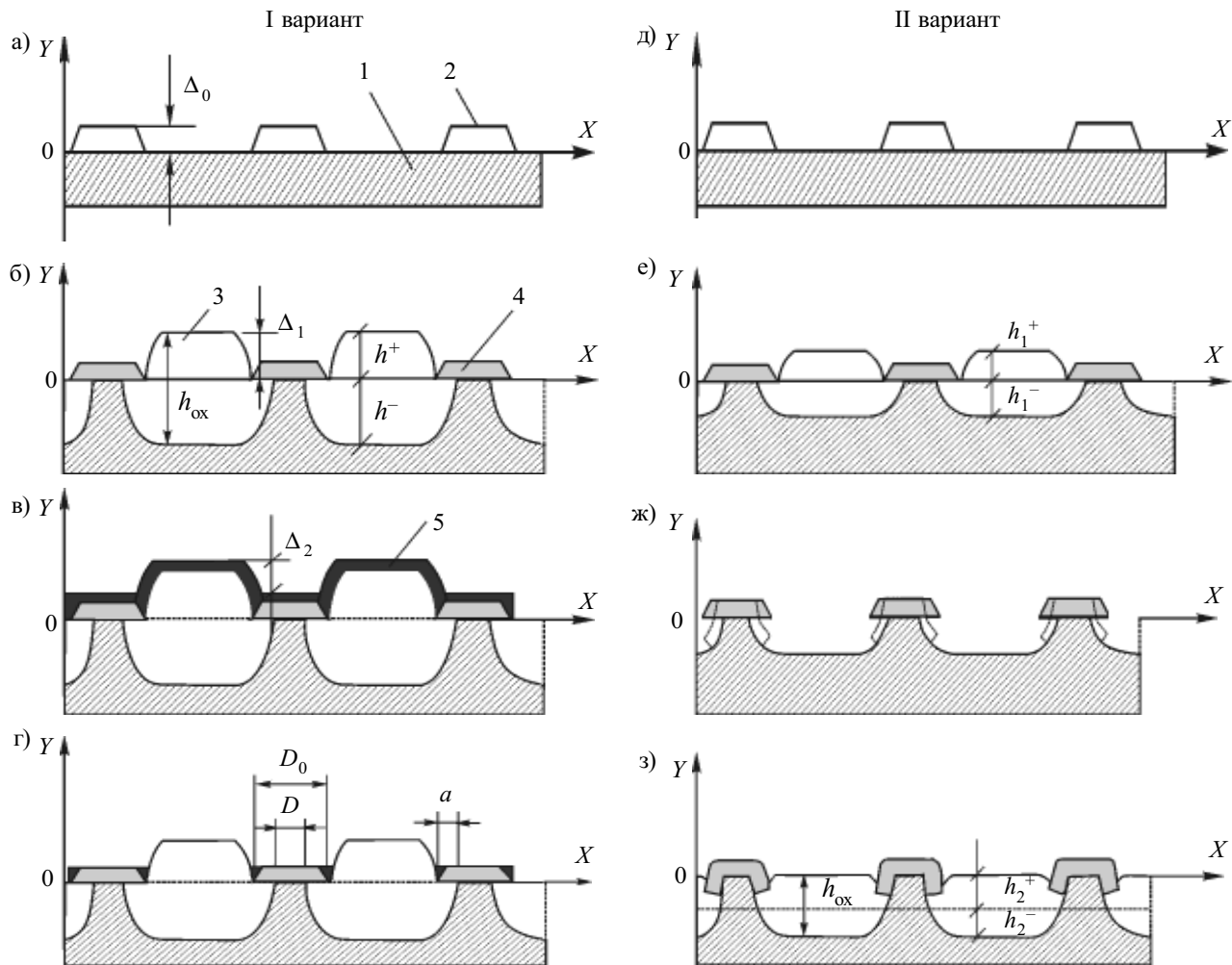


Рис. 2. Схема переноса изображения из комбинированной маски в подложку:

1 — алюминиевая подложка; 2 — комбинированная маска из тонких пленок Ta—Al—Ta; 3 — пористый оксид алюминия; 4 — защитная маска из Ta—Al—Ta₂O₅; 5 — SOG (special organic glass)

том анодировании подложки, достаточно эластичен и не подрывается при пористом анодировании, сохраняя форму рисунка. Однако имеет место значительный объемный рост пористого оксида над маской, как показано на соответствующих профилограммах поверхности на **рис. 2 и 3**.

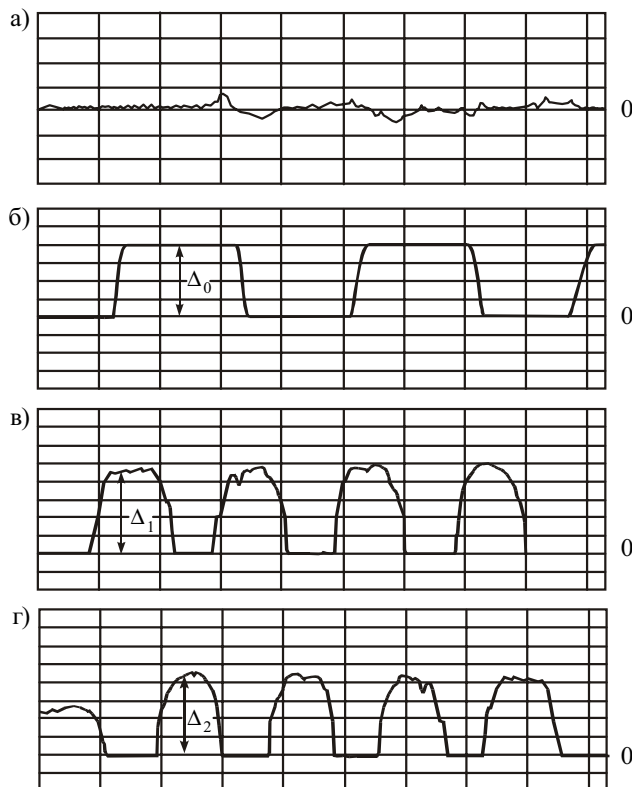


Рис. 3. Профилограммы поверхности тестовой структуры, изготавливаемой по I варианту:

a — исходная поверхность; *b* — защитная маска; *v* — ступеньки оксида после анодирования; *г* — ступеньки оксида после планаризации

На рис. 2 приведена схема переноса изображения из комбинированной маски Ta (60 нм)+Al (2,0 мкм)+Ta (100 нм) в подложку с помощью ЭХА, а на рис. 3 — соответствующие профилограммы поверхности, полученные с помощью сканирующего профилометра Sloan DEKTAK 3030.Rev. фирмы Natan Post Office. На схеме приняты следующие обозначения: D_0 — размер стороны квадратного фрагмента маски; H_{ox} — общая толщина оксида; D — размер стороны контактного перехода в подложке; h^+ и h^- — толщина оксида над и под исходной поверхностью подложки, соответственно; a — величина поданоирования; $(a-h^-)$ — величина переаноирования; Δ — высота ступеньки оксида над маской.

Статистическая обработка экспериментальных результатов (профилограмм и микрофотографий поверхности) по методике

вариационных рядов позволила определить среднюю величину поданоирования (a) и переаноирования ($a-h^-$) при толстослойном ЭХА сплавов Al. В **табл. 2** приведены экспериментальные результаты для образцов из сплавов АМг, АМц и U-5086, полученные при идентичных условиях анодирования, откуда видно, что чем толще пленка оксида, тем больше уход размеров вследствие поданоирования и тем больше должен быть допуск на этот уход. Профилограммы поверхности и данные табл. 2 показывают, что при локальном анодировании сплавов алюминия происходит значительный объемный рост оксида. Коэффициент объемного роста k больше, чем при анодировании плоской поверхности чистого алюминия (1,2—1,3). При приближении толщины оксида к геометрическим размерам элементов маски k увеличивается. При оптимальных условиях анодирования, включая охлаждение и перемешивание, основное влияние на результаты ЭХА оказывают однородность и состав сплава и соотношение толщин оксида и геометрических размеров маски.

Исследования переаноирования при равных прочих условиях показали, что наибольший вклад в искажение размеров обрабатываемой структуры вносит состав сплава. В естественных условиях (без перемешивания и принудительного охлаждения) переаноирование обусловлено тем, что скорость ЭХА при достижении некоторой критической толщины оксида $H_{кр}$ значительно уменьшается, т. е. каналы пор блокируются газовыми пузырьками.

Для сплавов АМг критическая толщина оксида равна примерно 30 мкм. Уменьшение скорости роста оксида после достижения этой толщины связано с уменьшением плотности тока анодирования (тока формовки). Последний однозначно связан с силой тока в поре, которая изменяется при изменении сопротивления токопроводящего канала (пора, заполненная электролитом). Сопротивление токопроводящего канала состоит из двух составляющих: сопротивление электролита в поре и переходное сопротивление оксида на границе раздела "барьерный слой оксида — электролит". Изменение сопротивления электролита в поре незначительно по сравнению с изменением переходного сопротивления оксида при сжатии токопроводящего канала газовыми пузырьками.

Таблица 2

Результаты локального анодирования сплавов алюминия

Сплав	Параметры						
	$*H_{ox}$, мкм	h^+ , мкм	h^- , мкм	a , мкм	$(a-h^-)$, мкм	$(a-h^-)$, %	k
АМг-3	5	3,5	1,5	4	0,5	12	1,4
АМг-3	17	10	7	13	3	23	1,7
АМг-3	45	25	20	37	12	32	1,8
АМг-3	150	65	85	115	30	20	1,8
АМг-2	100	45	55	80	40	25	1,7
АМц	65	32	38	75	37	57	1,7
АМц	70	33	40	85	45	64	1,7
U-5086	13	6	7	10	4	31	1,8
U-5086	25	11	13,5	20	9	36	1,8

*Толщина оксида, определенная с помощью измерителя толщины ВТ-30Н с точностью $\pm 5\%$.

Была разработана программа расчета изменения сопротивления токопроводящего канала в зависимости от диаметра газовых пузырьков (b) и длины поры (толщины оксида). Программа основана на решении уравнений Лапласа для электрического поля в поре, заполненной электролитом, при определенных граничных условиях. Результаты расчета относительного изменения сопротивления токопроводящего канала R/R_0 в зависимости от его диаметра (d_p) и высоты (h) приведены на **рис. 4**. Расчетные данные показывают, что при значительном сужении токопроводящего канала его сопротивление резко возрастает (кривая 1) вследствие выделения пузырьков газа.

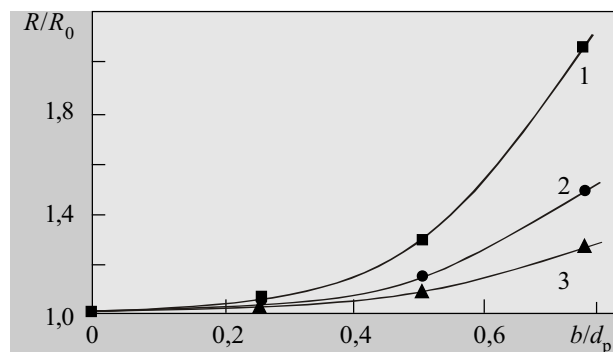


Рис. 4. Зависимость относительного изменения сопротивления токопроводящего канала от его диаметра и высоты:

$$1 - 2h/d_p = 0,1; 2 - 2h/d_p = 0,5; 3 - 2h/d_p = 1,0$$

Исследования динамики развития газовой выделения на аноде показали, что в кислотных электролитах (серно-кислых и щавелево-кислых) газовые пузырьки появляются на поверхности анода практически мгновенно (10^{-2} — 10^{-3} с). Химический анализ анодного газа показал, что он состоит из 96% об. кислорода и 4% об. водорода. Отрываясь от дна поры, газовые пузырьки заполняют ее объем, увеличивая сопротивление токопроводящего канала. Увеличивается температура электролита. С увеличением времени анодирования (толщины оксида) увеличивается скорость выделения газа на аноде. Вследствие этого увеличивается доля электроэнергии на его выделение, т. к. плотность тока в цепи поддерживается постоянной. Поэтому ЭХА в вертикальном направлении Y при достижении $H_{кр}$ приостанавливается или прекращается совсем, и переанодирование определяется только скоростью ЭХА материала подложки в боковом направлении X (см. рис. 2).

Экспериментальная оценка поданодирования по элементам различного размера и формы (точный тест) показала, что величина ухода под маску не зависит от формы и номинального размера элемента, если этот размер больше толщины оксида и элементы структуры находятся на значительном расстоянии друг от друга. Зависимость от размера имеет место при ширине схемного элемента, сравнимой с толщиной оксида или меньшей, и при переносе изображения через окна (щели) в защитной маске. В нашем эксперименте ширина схемного элемента изменяется на удвоенную и более толщину проанодированного слоя.

Используя полученные экспериментальные результаты, был разработан технологический процесс планаризации поверхности подложки с T_{vigs} и L_{vias} совместимой с тонкопленочной технологией.

Конкретная реализация технологии планаризации допускает множество различных вариантов в зависимости от толщины диэлектрического слоя и с учетом функциональных требований, предъявляемых к МКМ. На рис. 2 представлены два варианта последовательности технологических операций планаризации поверхности перед нанесением тонкопленочных слоев для формирования МСМ.

При толщине диэлектрического слоя до 30 мкм наилучшие результаты были получены при следующей последовательности технологических операций. На полированную поверхность алюминиевой подложки (профилограмма поверхности на рис. 3, а, степень шероховатости на уровне 15,5 нм) осаждают многослойную тонкопленочную композицию Ta—Al—Ta и проводят фотолитографию по рисунку первого слоя ("земляной" шины) — рис. 2, а и 3, б. Проводят локальное формирование пористого оксида при постоянной плотности тока — рис. 2, б. По профилограммам поверхности (рис. 3, в) определяют высоту ступеньки Δ_1 и толщину оксида h^+ . Высота ступеньки в пределах длинной стороны тестовой структуры изменяется на $\pm 20\%$ относительно среднеарифметического значения. Далее проводят планаризацию поверхности традиционным методом, например, с помощью жидкого стекла — рис. 2, в. После планаризации высота ступеньки (Δ_2) изменяется в пределах $\pm 10\%$, но абсолютная величина почти не изменяется — рис. 3, г. Затем проводят вскрытие контактных окон — рис. 2, г. При вскрытии контактных окон плазменным травлением высота ступеньки уменьшается не более чем на 20%.

Профилограмма поверхности подложки после планаризации традиционным методом показана на рис. 3, г. Качество планаризирующего слоя, нанесенного поверх ступенчатой структуры, определяется его конформностью к наклонным элементам профиля ступенек. Покрытие из SOG сглаживает рельеф — рис. 2, г, но не решает проблемы ступенек, высота которых остается почти на том же уровне. Поэтому в процесс планаризации были введены дополнительные операции (*второй вариант*).

После формирования маски по рисунку контактных переходов — рис. 2, д проводят первое локальное анодирование на глубину h_1 — рис. 2, е, селективное химическое травление пористого оксида — рис. 2, ж, второе локальное ЭХА на глубину h_2 — рис. 2, з.

В данном варианте предпринята попытка превращения изотропного анодирования в псевдоанизотропное — рис. 2, ж: свешенные края защитной Ta_2O_5 -маски, образованные при селективном химическом травлении оксида Al_2O_3 , полученного при первом анодировании, блокируют дальнейшее боковое поданодирование. Данный процесс сходен с предложенным в [10, с. 883—895] процессом псевдоанизотропного травления. Загиб маски во время второго анодирования защищает боковую стенку от переанодирования и, кроме того, образуется почти планарная поверхность.

Расчет режимов анодирования начинается с определения толщины оксида, необходимой для изоляции шины питания от сигнальных уровней ($h_{\text{ок}}$).

По известным значениям толщины оксида $h_{\text{ок}}$ и коэффициента объемного роста k по схеме, приведенной на рис. 2, определяют толщину оксида при первом анодировании. Из схемы рис. 2 видно, что

$$h_{\text{ок}} = h_2^- + h_2^+ = h_2^+ + h_1^- \quad (1)$$

Отсюда

$$h_1^- = h_{\text{ок}} - h_2^+, \quad (2)$$

где $h_2^+ = h_{\text{ок}}/k$,

тогда

$$h_1^- = h_{\text{ок}} - h_{\text{ок}}/k = h_{\text{ок}}(1 - 1/k). \quad (3)$$

По значению h_1^- определяют время первого анодирования, используя формулу Сааши для гальваностатического режима [11]. Затем экспериментально определяют время селективного химического травления оксида. Для селективного химического травления анодного оксида на подложках из сплава АМг использовали раствор следующего состава: 35 мл/л 85% H_3PO_4 + 20 г/л CrO_3 ($T=353$ К). Время обработки в этом травителе зависит от условий формирования оксида, а не от его толщины, и в каждом конкретном случае определяется экспериментально. В нашем эксперименте время травления составило $7 \pm 0,5$ мин.

Этот вариант изготовления подложки был разработан при проведении совместных исследований в рамках договора о научном сотрудничестве с фирмой PCB (г. Хайфа, Израиль).

При толщине диэлектрика выше 30 мкм для увеличения прочности сцепления металлической маски с подложкой предварительно проводят неглубокое пористое анодирование ($\sim 0,5$ мкм) для получения однородной шероховатой поверхности, далее осуществляют операции по схеме рис. 2, а—г и после грунтовки проводят механическое полирование поверхности оксида. Этот вариант планаризации используется при разработке конструкции и технологии высокочастотного фильтра на алюминиевой подложке в рамках республиканской программы "Информатика".

На основании полученных теоретических и экспериментальных результатов можно сделать следующие выводы.

Анодированные алюминиевые подложки с теплоотводящими столбиками и контактными переходами могут быть использованы при конструировании гибридных микросборок на крупноформатных подложках, объединяющих бескорпусные кристаллы (МКМ); тонкопленочных ГИС с многоуровневыми системами межсоединений, в том числе со встроенными пассивными элементами [12]; трассировочных микроплат под разварку СВЧ-кристаллов; оснований носителей для миниблоков, получаемых методом поверхностного монтажа, и др.

Толщина алюминиевых подложек для этих целей должна быть в диапазоне 0,8...1,5 мм, геометрические размеры зависят от используемого для полирования оборудования, максимальный прогиб (неплоскостность) составляет 30 мкм (60×48 мм) и 60 мкм (120×120 мм), соответственно.

Толщина анодного оксида на поверхности подложки зависит от конкретного применения, и для устройств, работающих в диапазоне частот до 50 МГц, может быть равна 10—15 мкм при ширине дорожек межсоединений в МСМ порядка 15—20 мкм. При частотах больше 150 МГц толщина диэлектрического слоя должна быть увеличена до 50 мкм и более. Толщина технологического слоя h_1 рассчитывается по формулам (1) — (3) исходя из условий получения планарной поверхности до нанесения тонких пленок. Величина поданоирования зависит от типа сплава, толщины оксида, и должна учитываться при проектировании контактных переходов.

В тех случаях, когда высокотемпературная обработка является необходимой технологической операцией, желательно использовать круглые или с закругленными торцами подложки и контактные переходы и теплопроводящие столбики круглой формы.

Так как переаномирование обусловлено тем, что каналы пор блокируются газовыми пузырьками, определены и исследованы условия анодирования с минимальным газовыделением.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Burman Surendra, Shervani Naveed A. Programable multichip modules // IEEE Micro.— 1993.— Vol. 13, N 2.— P. 28—35.
2. Nakahara H. Printed circuit world convention VI // Galvanotechnic.— 1993.— Vol. 84, N 7.— P. 2426—2429.
3. Muszka E. G., Dixon A. Gassey, Frent J. A multichip package for high-speed logic die // IEEE Trans. Compon. Hybrid and Manuf. Technol.— 1993.— Vol. 16, N 1.— P. 67—73.
4. Makund P. R., McDonald J. F. The high performance electronic packaging technology // Computers.— 1993.— Vol. 26, N 17.— P. 10—12.
5. Сокол В. А., Воробьева А. И., Врублевский И. А., Паркун В. М. Печатные платы на металлических основаниях // Зарубежная радиоэлектроника.— 1991.— № 5.— С. 49—64.
6. Мэнгин Ч. Г., Макклелланд С. Технология поверхностного монтажа.— М.: Мир, 1990.
7. Сокол В. А., Воробьева А. И., Мирский У. Базовые технологии многокристалльных модулей // Сб. "Современные средства связи".— Междунар. науч.-техн. конф.— РБ, г. Нарочь, 1995.— С. 223.
8. Сокол В. А., Костюченко С. А., Фамес Ю. Н., Федотова Т. Н. Применение алюминиевых анодированных подложек в технологии гибридных интегральных микросхем // Специальная техника средств связи. Сер. Технология производства и оборудование.— 1983.— Вып. 1.— С. 1—13.
9. Сокол В. А., Татаренко Н. И., Гусар Ю. С., Данилович Н. И. Получение высококачественной изоляции для многоуровневых коммутационных плат БГИС // Производственно-технический опыт.— 1977.— № 11.— С. 24—30.
10. Моро У. Микролитография. Т. 2.— М.: Мир, 1990.
11. House Dr., Downie Dr. The theory of porous anodization of aluminium // Electroplating and metal finishing.— 1976.— Vol. 29, N 10.— P. 19—24.
12. Воробьева А. И., Москвичев К. В. МСМ-D интегральные резисторы. Процесс изготовления и основные характеристики // Микроэлектроника.— 2000.— Т. 29, № 6.— С. 417—425.

К. ф.-м. н. В. А. ВАСИЛЬЕВ

Россия, Пензенский государственный университет

E-mail: paspen@rambler.ru

Дата поступления в редакцию
05.11 2001 г.

Оппонент к. т. н. Л. Д. БУЙКО
("Белмикроанализ", г. Минск)

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПТОЕМКОСТНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Комплекс позволяет исследовать оптические свойства полупроводниковых материалов, в частности, ширину запрещенной зоны, энергию ионизации примесей.

Известны различные оптические спектральные методы исследований твердых тел — отражательной спектроскопии, спектроскопии пропускания, спектроскопии фотопроводимости [1—3] и др. Методы отражательной спектроскопии и спектроскопии пропускания удобны тем, что они являются бесконтактными, в отличие от спектроскопии фотопроводимости.

Метод оптоемкостной спектроскопии является бесконтактным методом, в котором, как и в методе спектроскопии фотопроводимости, используется свойство полупроводников изменять электропроводность при воздействии оптического излучения.

Метод реализуется с использованием двух металлических пластин 1 и 2 (рис. 1), расположенных в одной плоскости, диэлектрика 3, емкостного преобразователя, спектрометра (например [4, 5]) или монохроматора. Исследуемый образец полупроводниковой пластины 4 помещается на металлические пластины 1 и 2 со стороны диэлектрика. Металлические пластины имеют электрические выводы *a* и *b*, которые служат для подключения твердотельной структуры к преобразователю емкости в электрический сигнал.

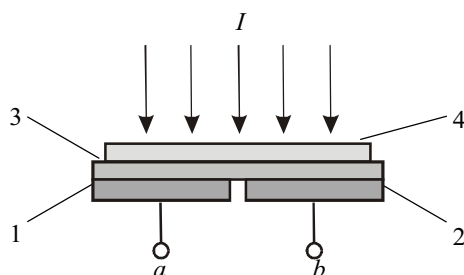


Рис. 1. Твёрдотельная структура для реализации метода

На рис. 2 показана блок-схема информационно-измерительного комплекса для оптоемкостной спектроскопии. Оптическое излучение от источника оптического излучения 1 через оптическую систему 2 и модулятор 3 попадает в монохроматор 4. Из монохроматора оптическое излучение с определенной длиной волны (частоты) направляется на твердотельную

структуру 5 с исследуемым образцом полупроводникового материала. Емкость твердотельной структуры преобразуется в электрический сигнал преобразователем 6. С помощью регистрирующего устройства 7 записывается емкость структуры и относительное изменение емкости структуры в зависимости от частоты (энергии фотонов).

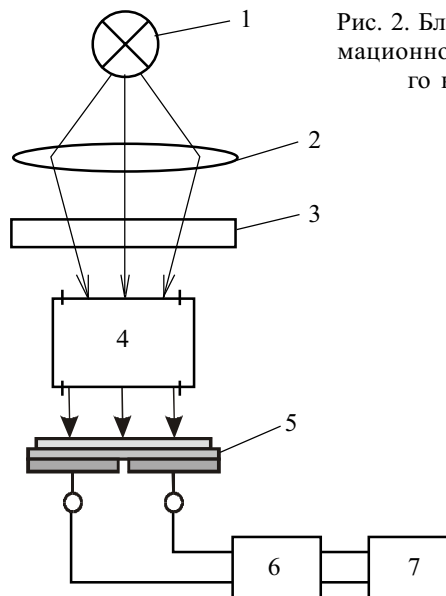


Рис. 2. Блок-схема информационно-измерительного комплекса

Таким образом, облучая поверхность полупроводникового материала оптическим излучением различной частоты ν , представляется возможным регистрировать зависимость относительного изменения емкости от энергии фотонов $h\nu$ (частоты ν , длины волны λ) с помощью установки рис. 2. При облучении поверхности полупроводникового материала в поверхностном слое полупроводника образуется избыточная концентрация свободных носителей заряда. Это приводит к изменению поверхностного сопротивления полупроводника; оно становится меньше, возрастает проводимость поверхностного слоя, и поверхностный слой начинает выполнять функции третьей проводящей пластины, расположенной параллельно металлическим пластинам 1 и 2 (рис. 1). При этом глубинные области полупроводникового материала выполняют роль диэлектрика. Как известно, диэлектрическая проницаемость полупроводников достаточно высока ($\epsilon \sim 11\text{—}14$), а емкость обычного конден-

сатора прямо пропорциональна диэлектрической проницаемости. В результате наблюдается существенное изменение емкости между двумя металлическими пластинами.

При преобразовании емкости в электрический сигнал удобно использовать сравнение преобразуемой величины емкости твердотельной структуры C_x с опорной величиной C_0 . В качестве опорной величины целесообразно выбирать емкость конденсатора, соизмеримую с емкостью твердотельной структуры. Использование мостовых измерительных цепей позволяет получить высокую чувствительность ($\Delta C/C$) емкостного преобразователя — до $1 \cdot 10^9$ — $1 \cdot 10^{-13}$. Ниже представлены различные электрические схемы преобразователя емкости в электрический сигнал, каждая из которых может быть использована.

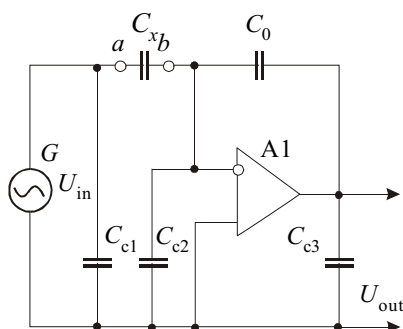


Рис. 3. Автокомпенсационная схема преобразователя емкости твердотельной структуры в электрический сигнал

Схема преобразователя, изображенная на рис. 3, относится к типу автокомпенсационных. Она представляет собой цепь с уравниванием противофазных токов, протекающих через измерительную ветвь, содержащую измеряемую емкость C_x , и опорную ветвь с опорной емкостью C_0 . Выходное напряжение такой измерительной цепи определяется выражением

$$U_{out} \cong U_{in} \frac{C_x}{C_0} \frac{1}{1 + \frac{1}{k} \left(1 + \frac{C_0}{C_x} + \frac{C_{c2}}{C_x} \right)}, \quad (1)$$

где U_{out} , U_{in} — выходное и входное напряжение измерительной цепи;

k — коэффициент усиления операционного усилителя (A1) на несущей частоте;

C_{c2} — емкость экранированного провода.

Анализ выражения (1) показывает, что рассматриваемую измерительную цепь удобно использовать для преобразования в напряжение, поскольку при больших значениях k она практически линейна. Емкости экранированных проводов C_{c1} и C_{c3} слабо влияют на функцию преобразования, и тем меньше, чем меньше выходные сопротивления генератора входного сигнала и самого операционного усилителя. Благодаря глубокой отрицательной обратной связи, охватывающей операционный усилитель, его входное сопротивление, а следовательно, и напряжение на его инвертирующем входе, очень мало. Это обстоятельство позволяет, вне зависимости от длины экранированной линии связи и, соответственно, от емкости C_{c2} , оставлять неизменной измерительную цепь. Однако при этом необходимо использовать операционный усилитель с достаточно высоким быстродействием и большим коэффициентом усиления.

Электрическую схему рис. 3 удобно использовать для измерений в широком температурном диапазоне. Она позволяет разместить измеряемую твердотельную структуру емкостью C_x и опорный конденсатор емкостью C_0 в криостате, на удалении от преобразователя. В качестве конденсатора C_0 можно использовать аналогичную исследуемой твердотельную структуру, помещенную в тень. К недостаткам схемы можно отнести сложность обеспечения устойчивости операционного усилителя и стабилизации его режима по постоянному току при больших k . Устранить этот недостаток можно путем увеличения внутреннего сопротивления операционного усилителя.

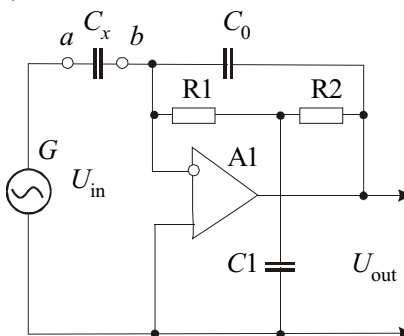


Рис. 4. Схема преобразователя с Т-образной R-C-R-цепью обратной связи

На рис. 4 показана электрическая схема преобразователя с Т-образной корректирующей цепью из резисторов $R1$, $R2$ и конденсатора $C1$. Т-образная цепь обеспечивает стабилизацию режима операционного усилителя по постоянному току. Особенностью ее является то, что она имеет резонансный пик усиления на частоте

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R} \sqrt{C1 C_0}.$$

Для минимизации динамической погрешности требуется выполнить соотношение $f_{вх} \gg f_0$, $f_0 \gg f_{п}$, где $f_{вх}$ — частота напряжения питания, f_0 — частота резонанса измерительной цепи, $f_{п}$ — частота измерительного процесса.

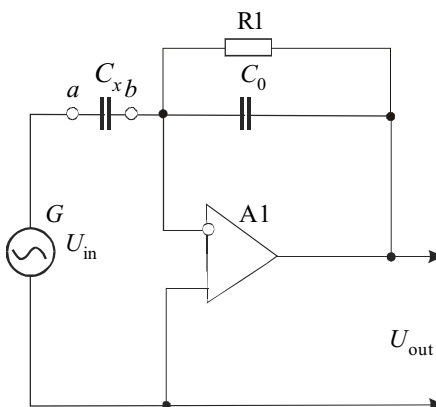


Рис. 5. Схема преобразователя с шунтирующим резистором в цепи обратной связи

С точки зрения расширения полосы пропускания преимущество имеет цепь отрицательной обратной связи по постоянному току в виде шунтирующего сопротивления $R1$ (см. рис. 5), включаемого между инверсным входом и выходом операционного усилителя A1. В этом случае необходимо выполнение условия $f_{вх} \gg 1/(2\pi R1 C_0)$, из которого выбирается значение $R1 \gg 1/(2\pi f_{вх} C_0)$. Введение шунтирующего резистора приводит к смещению выходного напряжения по постоянному уровню и, следова-

тельно, к уменьшению диапазона выходного напряжения операционного усилителя. В результате снижается чувствительность преобразователя.

В качестве устройства регистрации сигнала в самом простейшем варианте может быть использован вольтметр. При этом модулятор оптического излучения 3 (см. рис. 2) не нужен. Он необходим только в случае использования принципа синхронного детектирования сигнала, которое позволяет существенно повысить соотношение "сигнал/шум". Однако это требует применения преобразователя емкости в электрический сигнал с высокими динамическими характеристиками. С этой целью можно использовать схему рис. 4 при условии выполнения указанных выше соотношений частот.

Устройства регистрации сигнала, использующие принцип синхронного детектирования, описаны в работах [4, 5]. Блок-схема такого устройства позволяющего регистрировать сигнал при помощи ПЭВМ, представлена на **рис. 6** (ПЭВМ на рисунке не показана).

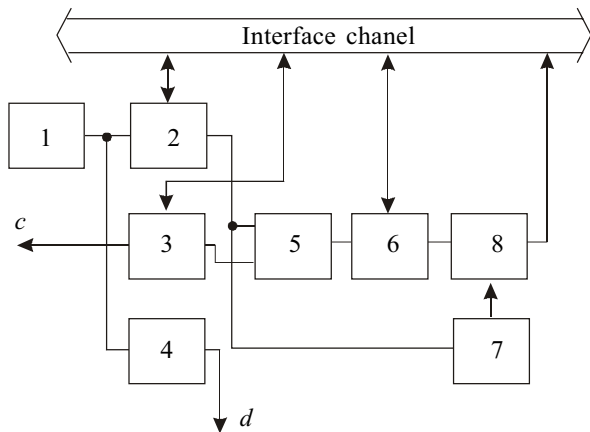


Рис. 6. Блок-схема устройства регистрации сигнала

Устройство регистрации сигнала подключается к ПЭВМ при помощи интерфейса параллельного обмена, позволяющего осуществлять ввод и вывод информации через канал в виде 16-разрядного параллельного двоичного кода по 16 адресам, принимать сигналы запросов прерываний по 4 линиям с учетом приоритета. Опорный сигнал формируется кварцевым генератором 1. Для получения опорного сигнала, сдвинутого по фазе относительно первоначального, служит фазовращатель 2. Канал регистрации включает в себя усилитель низкой частоты 3, синхронный детектор 5, фильтр низкой частоты 6, аналого-цифровой преобразователь 8. Сигнал от преобразователя емкости в электрический сигнал подается на вход. Модуляция оптического сигнала осуществляется при помощи модулятора (см. рис. 2), который представляет собой лопасти, установленные на оси шагового двигателя, управляемого коммутатором шагового двигателя 4 (выход d). Фазовращатель, усилитель низкой частоты и фильтр низкой частоты снабжены цифровыми блоками управления. Для установки и считывания коэффициента усиления использовано 10 бит, для записи и считывания фазы — 6 бит, для записи и считывания постоянной интегрирования — 3 бита, что, соответственно, позволяет изменять ко-

эффициент усиления от 1 до 1023 по 1024 градациям, сдвигать фазу опорного сигнала относительно информационного сигнала в пределах от 0 до 360° по 128 градациям и устанавливать постоянную времени интегрирования фильтра низкой частоты от 0 до 5 с по 8 градациям, осуществляя контроль состояния регистров. Как показала практика, регулировка параметров в указанных пределах с таким числом градаций является вполне достаточной.

Для преобразования информативного сигнала использовался 15-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Формирование импульсов его запуска осуществляется формирователем импульсов⁷. Его электрическая схема отличается использованием активного фильтра низкой частоты с частотой среза ~15 Гц во входном каскаде (что обеспечивает устойчивую работу) и формирователем парных импульсов (для надежного запуска АЦП).

С формирователя импульсов 7 на вход запуска АЦП в режиме измерения поступает последовательность импульсов. Считывание данных с выходных регистров АЦП производится по запросу прерывания, которым служит импульс конца преобразования АЦП.

Использование усилителя низкой частоты с цифровым управлением коэффициентом усиления, фазовращателя с цифровым управлением фазы и фильтра низкой частоты с цифровым управлением постоянной интегрирования позволяет осуществлять установку коэффициента усиления, фазы и постоянной интегрирования как с клавиатуры ПЭВМ, так и автоматически — по выходному сигналу с АЦП с помощью программы "настройка". Детальное описание работы функциональных блоков и алгоритмы приведены в [5].

Проведено экспериментальное исследование образца полупроводникового GaAs (площадь 35 мм², толщина 0,4 мм, ориентация [100], удельное сопротивление 1,7·10⁷ Ом·см, подвижность носителей заряда $\mu=2215$ см²/В·см). Спектральная зависимость относительного изменения емкости для GaAs, измеренная при температуре 300 К, показана на **рис. 7**. В области энергий фотонов от 1,3 до 1,45 эВ четко проявляется край собственного поглощения, а в области от 0,75 до 1,1 эВ наблюдается примесная полоса поглощения. Известно, что оптические свойства полупроводника и, в частности, GaAs определяются его зонной структурой. Зонная структура GaAs представлена на **рис. 8** [6, с. 482]. Край собственного поглощения в GaAs соответствует вертикальным перехо-

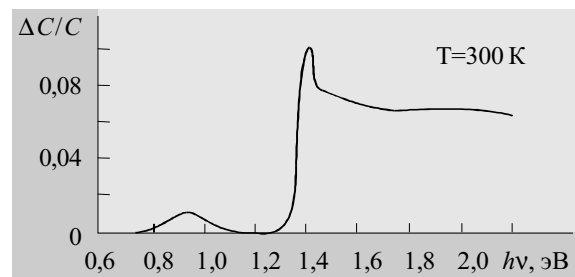


Рис 7. Зависимость относительного изменения емкости твердотельной структуры от энергии фотонов для GaAs

дам между экстремумами двух зон при $k=0$. Ширина запрещенной зоны при температуре $T=300$ К имеет значение $\sim 1,43$ эВ, что хорошо согласуется с результатами эксперимента (рис. 7).

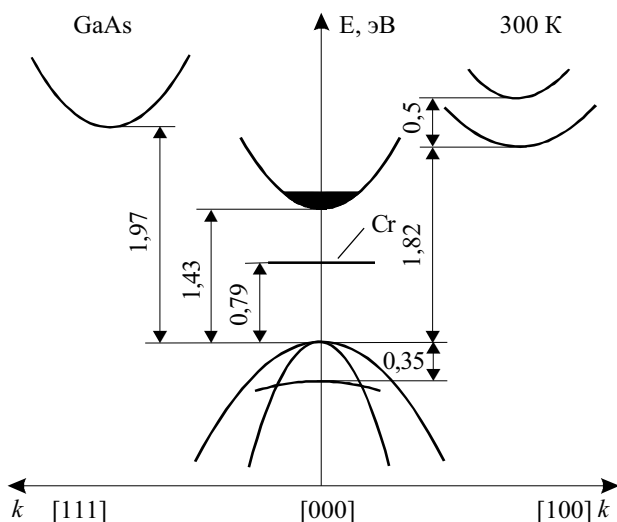


Рис. 8. Энергетическая зонная диаграмма GaAs

Обычно кристаллы GaAs с высоким удельным сопротивлением ($\sim 10^7$ Ом·см) получают путем легирования арсенида галлия железом или хромом. Fe и Cr создают глубоколежащие энергетические уровни акцепторного типа и являющиеся высокоэффективными рекомбинационными ловушками. Энергии ионизации этих примесей имеют значения: Fe — 0,52 эВ, Cr — 0,79 эВ [6, с. 488]. Судя по зависимости рис. 7, в исследованном образце присутствует примесь Cr. Ее наличие объясняет поглощение в области от 0,75 до 1,1 эВ. Уровень энергии ионизации Cr показан на рис. 8, он находится в запрещенной зоне между дном зоны проводимости и потолком валентной зоны.

На рис. 9 и 10 показаны спектр поглощения [6, с. 489] и спектр рекомбинационного излучения [7, с. 353] GaAs. Сопоставляя с ними полученный спектр рис. 7, можно сделать вывод о том, что результаты экспериментальных исследований с использованием метода оптоемкостной спектроскопии хорошо согласуются с данными, полученными другими методами. Так, положение крутого подъема края собственного поглощения GaAs, изображенное на рис. 9 (кривая

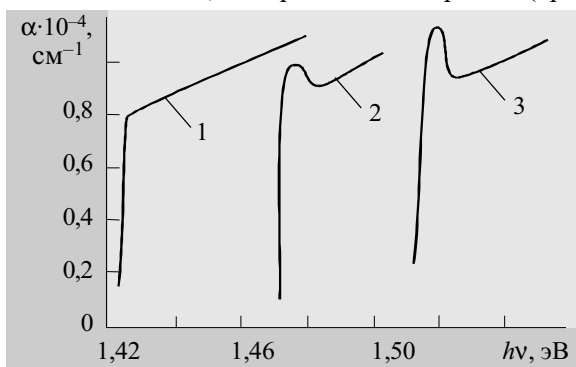


Рис. 9. Зависимость коэффициента поглощения от энергии фотонов для GaAs:

1 — $T=294$ К; 2 — $T=186$ К; 3 — $T=21$ К

1), совпадает с положением крутого подъема края собственного поглощения на рис. 7. Размытость полосы края собственного поглощения в области от 1,27

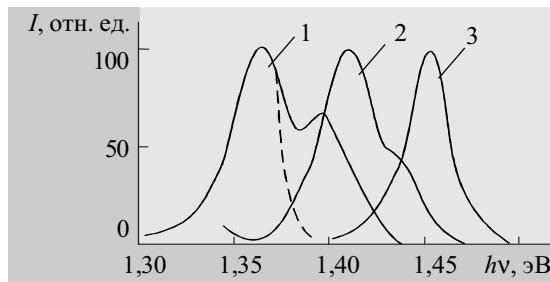


Рис. 10. Зависимость интенсивности рекомбинационного излучения от энергии фотонов для GaAs:

1 — $T=300$ К; 2 — $T=200$ К; 3 — $T=77$ К

до 1,38 эВ, проявляющаяся в спектре рис. 7, подтверждается результатами исследований рекомбинационного излучения на рис. 10 (кривая 1).

Как показали результаты экспериментов, информационно-измерительный комплекс, использующий бесконтактный метод оптоемкостной спектроскопии, позволяет исследовать особенности полупроводников, обнаруживать в них наличие примесей, наличие собственного поглощения. По спектральным зависимостям относительного изменения емкости можно определять глубину залегания примесей и ширину запрещенной зоны.

Достоинством метода является и то, что он позволяет исследовать полупроводниковые пластины (и полупроводниковые слои на диэлектрических подложках), толщина которых меньше, чем диффузионная длина свободных носителей заряда.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Баранов А. Н., Васильев В. А., Копылов А. А., Шерстнев В. В. Спектроскопия оптического отражения эпитаксиальных структур $\text{InAs}_x\text{Sb}_{1-x-y}\text{P}_y$ / *Тез. докл. 1-й Всесоюз. конф. по физическим основам твердотельной электроники*. Т. А. — Ленинград, 25—29 сентября 1989 г. — С. 164—165.
2. Васильев В. А., Дышловенко П. Е., Копылов А. А., Шакмаев А. А. Длинноволновая фурье-спектроскопия примесных состояний в фосфиде галлия // *Оптоэлектронные материалы*. — Л.: (Изв. ЛЭТИ. — 1989. — Вып. 414). — С. 21—24.
3. Васильев В. А. Примесная фотопроводимость в твердом растворе германий—кремний // Там же. — 1990. — Вып. 420. — С. 17—21.
4. А. с. 1622775 СССР. Фурье-спектрометр / В. А. Васильев, А. А. Копылов, А. Н. Холодилов. — Оpubл. в Б. И., 1991, № 3.
5. А. с. 1681171 СССР. Фурье-спектрометр / В. А. Васильев, А. А. Копылов, А. Н. Холодилов. — Оpubл. в Б. И., 1991, № 36.
6. Справочник по электротехническим материалам / Под ред Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева. — Т. 3. — Л.: Энергоатомиздат, 1988.
7. Гавриленко В. И., Грехов А. М., Корбутяк Д. В., Литовченко В. Г. Оптические свойства полупроводников. Справочник. — Киев: Наукова думка, 1987.

К. х. н. В. П. КРУГЛЕНКО, д. т. н. И. Е. МАРОНЧУК,
д. х. н. М. В. ПОВСТЯНОЙ

Украина, Херсонский гос. технический университет
E-mail: design@tlc.kherson.ua

Дата поступления в редакцию
15.03 2001 г. — 17.01 2002 г.

Оппоненты
д. ф.-м. н. В. В. ОДИНЦОВ (ХГПУ, г. Херсон),
Ю. К. ГОРЕЛЕНКО (ЛНУ им. И. Франко, г. Львов)

ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЛАЗЕРНЫХ КРАСИТЕЛЕЙ ДЛЯ ДИАПАЗОНА 472—600 нм

Разработана технология изготовления новых лазерных красителей класса имитринов, эффективно работающих в желто-зеленом спектральном диапазоне.

Практический интерес к активным средам для лазеров на растворах сложных органических соединений (ЛОС) стимулирован выходом в 1966 г. сообщения [1, с. 6] о получении лазерного излучения на красителе — фталоцианине хлористого алюминия. Постоянно совершенствуясь, ЛОС нашли широкое применение в различных отраслях науки и техники [1, 2]. В настоящее время разработана технология получения огромного числа лазерных красителей (ЛК), перекрывающих диапазон от 250 до 1280 нм, однако активных сред, эффективно генерирующих в зеленом диапазоне спектра, не было найдено [3—5]. В 1980 г. предложен новый класс лазерных красителей — имитринов (И), генерирующих излучение в желто-зеленом спектральном диапазоне [6, 7]. За прошедшее время синтезировано около ста представителей этого класса красителей, однако поиск новых соединений с улучшенными спектральными характеристиками остается актуальным.

Настоящая работа является продолжением модификации химической структуры имитринов, направленной на повышение их энергетической эффективности.

Ранее было показано, что присоединение к молекулам И электронодонорных заместителей благоприятно влияет на увеличение КПД генерации [8, 9]. С целью расширения ассортимента лазерных красителей, работающих в желто-зеленом спектральном диапазоне, нами разработана технология изготовления новых И, содержащих при атоме $C_{(3)}$ молекулы различные электронодонорные азотсодержащие группы.

Технологические процессы получения и очистки веществ осуществлялись в стандартных приборах, выполненных из стекла "пирекс" (США) с соединениями на шлифах.

Реагенты, применяемые в эксперименте, подвергались очистке до констант, описанных в литературе, а вновь полученные вещества — до хроматографической чистоты и точки плавления в пределах $1—2\text{ }^{\circ}\text{C}$. Твердые компоненты и продукты реакции (кроме PCl_5 квалификации "ХЧ") перекристаллизовывались из горячих растворов подобранных органических растворителей. Использо-

вались пировиноградная кислота и диэтиламин марки "Ч", хлорокись фосфора перегонялась при атмосферном давлении, метиловый и этиловый спирты, морфолин, пиперидин, диоксан очищались, а бензол и толуол обезвоживались согласно методикам, описанным в [10].

Индивидуальность соединений контролировалась хроматографически на пластинках "Silufol UV-254" в системе "толуол — изопропиловый спирт" 2:1.

Определение углерода, водорода и азота во всех впервые полученных соединениях проводилось ручным методом на установке, описанной в [11, с. 65, 129] (изготовитель ПО "Химлаборприбор", г. Клин, Россия).

Спектры протонного магнитного резонанса (ПМР) растворов имитринов в дейтерированном диметилсульфоксиде записаны на приборе Bruker WH-90 (США) в шкале δ (внутренний стандарт — тетраметилсилан). ИК-спектры получены на спектрофотометре "UR-20" (ГДР) в таблетках с KBr, спектры поглощения и флуоресценции растворов красителей — на приборе "Hitachi EPS-3T" (Япония) с флуоресцентной приставкой G-3, а масс-спектры — на масс-спектрометре "MAT-311 Varian" (США) при стандартном режиме работы [12]. Параметры лазерной генерации определяли по методу [7]. Для оптического возбуждения И применяли излучение второй гармоники (355 нм) неодимового лазера. Концентрация ЛК в активной среде составляла $(1,0—3,0) \times 10^{-3}$ моль/л.

Получены соединения II (перекристаллизовывалось из диметилфлорамида), И109 (из метилового спирта), И111, И112 (из диоксана), И85, И86, И98 (из водного ацетона). Выход, температура плавления кристаллов ($T_{пл}$), показатель хроматографического распределения (R_f) и результаты элементного анализа полученных соединений приведены в табл. 1.

Для получения И с азотсодержащими заместителями при атоме $C_{(3)}$ в качестве исходных веществ были использованы известное соединение И31 [8] и вещества И109, И111, синтезированные нами впервые.

Получение красителя И109 проводилось в две стадии: синтез 4-Н-2-метил-6-(4-метилфенил)имидазо[1,2-*b*]-1,2,4-триазин-3-она (II) и его хлорирование смесью хлорокиси фосфора с PCl_5 .

При синтезе вещества II в колбу объемом 0,5 л помещалось 18,8 г (0,1 моль) диамина I [13], 9,6 г (0,11 моль) пировиноградной кислоты, 350 мл метилового спирта и 0,5 мл концентрированной соляной кислоты. Реакционная смесь кипятилась 1,5 ч, охлаждалась до комнатной температуры, выпавший в

Характеристики синтезированных соединений

Соединение	Выход, %	$T_{пл}$, °C	R_f	Формула	Элементный состав, %					
					экспериментальный			расчетный		
					С	Н	N	С	Н	N
II	86	334—335	0,47	$C_{13}H_{12}N_4O$	65,1	5,1	23,1	65,0	5,0	23,3
II109	72	175—176	0,64	$C_{13}H_{11}N_4Cl$	60,6	4,4	21,6	60,4	4,3	21,7
II111	56	221—223	—	$C_{17}H_{11}N_5OCl$	63,6	3,1	17,2	63,3	3,4	17,4
II85	55	193—194	0,44	$C_{16}H_{17}N_5O$	65,1	6,0	23,5	65,1	6,0	23,7
II86	58	234—235	0,46	$C_{17}H_{19}N_5O$	66,1	6,4	22,5	66,0	6,2	22,6
II98	65	178—180	0,70	$C_{18}H_{21}N_5$	70,1	7,1	22,7	70,3	7,0	22,8
II112	63	184—186	0,42	$C_{21}H_{21}N_5O$	70,3	6,2	19,3	70,2	5,9	19,5

процессе реакции осадок соединения II отфильтровывался на фильтре Шота, промывался горячим метиловым спиртом и высушивался в сушильном шкафу при температуре 75—80°C. Химическое строение соединения II подтверждено методом ИК-спектроскопии. Так, наблюдаемые в ИК-спектре бицикла II полосы поглощения с максимумами при 1645 и 3120 cm^{-1} доказывают присутствие в молекуле групп C=O и NH, а поглощение при 1600 и 1620 cm^{-1} подтверждает наличие в исследуемом соединении II кольцевых связей C=C и C=N, соответственно.

В качестве хлорирующих агентов в превращении вещества II в II109 были опробованы смесь тионилхлорида с диметилформамидом [8] и раствор PCl_5 в хлорокиси фосфора. В процессе отработки технологии синтеза II109 серией экспериментов было установлено, что максимальный выход целевого продукта (табл. 1) достигается при взаимодействии вещества II с PCl_5 в кипящей хлорокиси фосфора. Процесс получения II109 осуществлялся следующим образом. Раствор 4,8 г (0,02 моль) вещества II и 6,2 г (0,03 моль) пятихлористого фосфора в 100 мл хлорокиси фосфора помещался в колбу с обратным холодильником и кипятился 5 ч. Реакционная смесь охлаждалась до -5°C (выпавший осадок отфильтровывался), суспендировалась в воде, затем прибавлялся 10%-ный раствор карбоната натрия до pH=8. По истечении 5 ч осадок отфильтровывался, промывался водой и высушивался при 70—75°C.

Наличие в спектре ПМР полученного соединения сигналов от метинового (синглет, 7,75 м. д.), четырех ароматических (мультиплет, 7,25 м. д.) и шести протонов от двух метильных заместителей (при атоме $C_{(2)}$ — 2,54 м. д. и в фенильном радикале — 2,05 м. д.) свидетельствует о том, что реакция хлорирования не затрагивает эти атомные группировки. В то же время отсутствие в ИК-спектре красителя II109 поглощения в области 1645 и 3120 cm^{-1} , характерного для исходного соединения (II), и появление дополнительной полосы поглощения связи C—Cl при 720 cm^{-1} является прямым доказательством того, что в условиях реакции произошло замещение кислорода на атом хлора с образованием II109.

Следует отметить, что в отличие от процесса хлорирования аналогичного соединения при получении ИЗ1 [8] реакция вещества II со смесью PCl_5 и $POCl_3$ протекает только в одном направлении с образованием монохлорзамещенного имитрина II109.

Для получения II111 из соединения III [14] была применена та же технология, что и в случае синтеза II109, с тем отличием, что процесс проводился в течение 7 ч. Попытка замещения обоих атомов кислорода в молекуле вещества III путем увеличения количества смеси хлорокиси фосфора с пятихлористым фосфором не привела к успеху. При увеличении содержания в хлорирующей смеси PCl_5 с 0,03 до 0,06 моль удалось лишь повысить выход II111 с 42 до 63%.

Химическое строение II111 установлено с помощью метода масс-спектрометрии. В масс-спектре II111 наблюдаются пики молекулярного иона (M^+) с отношением массы к заряду (m/z) 324 и 322 и соотношением интенсивностей 1:3. Значения $m/z M^+$, с учетом изотопного состава атома хлора, соответствуют рассчитанной молекулярной массе для этого соединения, а соотношение интенсивностей дублета подтверждает присутствие в молекуле одного атома хлора. Картина фрагментации M^+ под электронным ударом продиктована положением атома хлора, что позволяет легко установить его местонахождение в молекуле. Так, элиминирование на первых стадиях распада M^+ частицы C_3HN_4OCl и образование иона дифенилацетилена с m/z 178 свидетельствует об отсутствии атома хлора в фенильных заместителях при атомах $C_{(6)}$ и $C_{(7)}$. Отщепление непосредственно из M^+ частицы $HNCO$ (ионы Φ и Φ_1) с последующим образованием заряженного фрагмента $\Phi_2-[M-HNCO-Cl]^+$ является однозначным подтверждением того, что атом хлора в II111 находится в положении 3. Этот вывод основан на следующем: энергия связи $N_{(1)}-N_{(8)}$ (~40 ккал/моль) значительно меньше, чем связи $N_{(4)}-C_{(4a)}$ (~73 ккал/моль), что предполагает ее первоначальный разрыв; в этом случае при электронном ударе отщепляющаяся частица R^1CN иллюстрирует структуру R^1 ; в случае изомерного II111 соединения, где $R^1=Cl$, вместо наблюдаемых в спектре ионов Φ , Φ_1 должны фиксироваться заряженные фрагменты $[M-CICN]^+$.

Масс-спектр II111, m/z (в скобках — отношение интенсивностей пиков ионов к максимальному пику в спектре, %): M^+ — 324(29), 322(91), 321(9); Φ — 281(10); Φ_1 — 279(33); Φ_2 — 244(12), 178(16), 167(7), 149(32), 106(9), 105(100), 104(6), 77(33), 71(9), 70(9), 57(24), 56(6), 55(12), 42(15).

Исследованием реакции хлорзамещенных веществ И31, 109 с морфолином и пиперидином было установлено, что подвижность атома хлора зависит от природы заместителя в пятизвенном цикле и уменьшается в ряду И31 — И109 — И111. Так, И85 с хорошим выходом (табл. 1) был получен за 2 ч кипячения И31 и морфолина в бензоле. В этих условиях взаимодействие И109 с морфолином реализовалось образованием красителя И86 лишь на 29%, а удовлетворительный выход целевого продукта (табл. 1) достигнут при проведении реакции (3 ч) в кипящем толуоле. Кипячением в течение 3 ч в толуоле люминофора И109 с пиперидином с хорошим выходом синтезирован и имитрин 98.

Образование И112 также протекает при кипячении И111 с диэтиламином в толуоле, однако время процесса удлинняется до 6 ч. Такая же закономерность наблюдается и в случае гидролиза атома хлора И31, И109, И111 при нагревании в водных растворителях.

Следует отметить, что применение безводных растворителей в технологии получения И85, И86, И98, И112 является обязательным условием. Согласно данным тонкослойной хроматографии, в присутствии воды происходит гидролиз атомов хлора бициклов И31, И109, И111 с образованием соответствующих кислородсодержащих соединений II, III или их аналога [14].

Таким образом, исследование взаимодействия хлорзамещенных красителей И31, И43 или И109 с аминами позволило предложить общую технологию изготовления новых имитринов, которая заключается в следующем. В колбу емкостью 150 мл помещалось 100 мл обезвоженного бензола или толуола, 0,01 моль хлорзамещенного соединения И31, И109 или И111, прибавлялось 0,015 моль морфолина или пиперидина (0,02 моль диэтиламина при получении вещества И112), и смесь кипятилась 3 ч (6 ч при синтезе И112). Реакционная масса охлаждалась, выделившийся осадок красителей отфильтровывался, промывался эфиром и высушивался при 60°C.

Предложенная химическая структура полученных красителей (рис. 1) подтверждена спектральными методами.

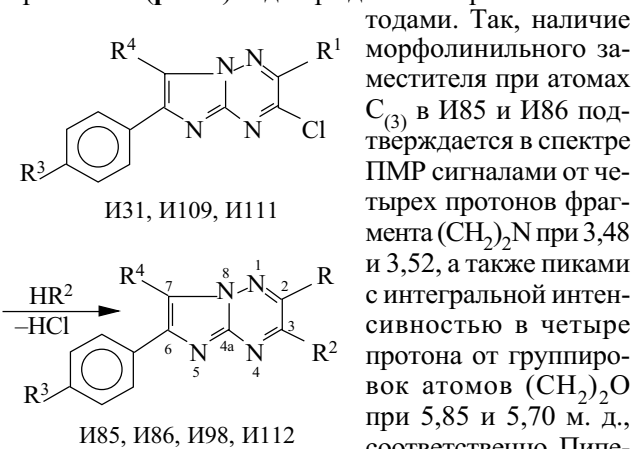


Рис. 1. Структура красителей

фиксируется сигналами 3,54 (4H, квартет, $(\text{CH}_2)_2\text{N}$) и 1,44 м. д. (6H, мультиплет, $(\text{CH}_2)_3\text{C}$), а диэтиламинный

радикал И112 — резонансными сигналами при 3,70 (4H, квартет, $2\text{CH}_2\text{N}$, константа спин-спинового взаимодействия между ядрами — $J_{\beta,\alpha}=8$ Гц) и 1,40 м. д. ($2\text{CH}_3\text{CH}_2$, $J_{\beta,\alpha}=8$ Гц). Во всех спектрах ПМР красителей сигналы от ароматических протонов образуют сложный мультиплет с центрами в области 7,30—7,56 м. д. Протоны метильных групп, расположенных при атоме $\text{C}_{(2)}$ в И85, И86, И98, проявляются в виде единичных пиков в области 2,50—2,70 м. д., а резонансные сигналы протонов групп CH_3 в фенильном радикале И86 и И98 смещены в сторону сильных полей и наблюдаются в виде синглетов при 2,05 и 2,10 м. д., соответственно. Протоны при атомах $\text{C}_{(7)}$ в И85, И86, И98 фиксируются в спектре синглетными слабополюсными сигналами в области 7,80—8,05 м. д. Наличие группы $\text{C}=\text{O}$ в молекуле И112 подтверждается полосой в ИК-спектре при 1650 см^{-1} и свидетельствует о нахождении исследуемого вещества в лактамной таутомерной форме. Таким образом, совокупность приведенных спектральных данных однозначно подтверждает химическую структуру всех впервые полученных соединений.

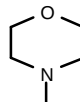
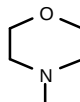
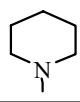
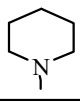
С целью определения возможности применения полученных веществ в качестве активных сред для ЛОС были исследованы их спектральные свойства (табл. 2). В спектрах поглощения хлорсодержащих красителей И109, И111 длинноволновые полосы расположены в диапазоне 368—395 нм, а полосы флуоресценции смещены в красную область и лежат в диапазоне 478—510 нм. Смещение полос поглощения и испускания И111 в длинноволновую область, по сравнению с таковыми И109, объясняется вовлечением π -электронов дополнительного бензольного ядра в положении R^4 в π -электронную систему основного хромофора молекулы. Замена метильной группы при атоме $\text{C}_{(2)}$ в И109 на гидроксильную (И111) ведет к батохромному смещению спектра генерации, однако ее эффективность уменьшается вдвое. Падение интенсивности свечения И111, скорее всего, связано не с менее значимым электронодонорным эффектом группы OH по сравнению с метильной в И109, а с уменьшением степени сопряжения фенильных заместителей в положениях $\text{C}_{(6)}$ и $\text{C}_{(7)}$ за счет пространственных препятствий. Это иллюстрируется увеличением значения стоксового смещения (с 90 нм у красителя И109 до 115 нм у соединения И111), что свидетельствует о потере молекулой структурной жесткости.

Сопоставление спектральных характеристик красителей И109, И111 и имитринов И85, И86, И98, И112 (табл. 2) показало, что присоединение к атому $\text{C}_{(3)}$ бицикла азотсодержащих заместителей благоприятно влияет на эмиссионные свойства активных сред. При этом наблюдается не только увеличение эффективности свечения, но и смещение максимумов спектров излучения в зеленую область (рис. 2). В случае И112, содержащего более сильную, чем хлор, электронодонорную гидроксильную группу, батохромное смещение спектра генерации еще значительнее.

Аномально высокий КПД (по сравнению с ф) активных сред на основе И112 объясняется увеличением вероятности излучательного перехода в молеку-

Таблица 2

Длины волн в максимумах полос поглощения (λ_0), флуоресценции (λ_Φ), генерации ($\lambda_\Gamma^{\max}$), квантовый выход флуоресценции (Φ), диапазон ($\Delta\lambda_\Gamma$) и КПД генерации имитринов

Активная среда	R ¹	R ²	R ³	R ⁴	λ_0 , нм	λ_Φ , нм (Φ , %)	$\Delta\lambda_\Gamma$, нм	$\lambda_\Gamma^{\max}$, нм (КПД, %)
И109, этанол	CH ₃	Cl	CH ₃	H	368	478 (29)	472—518	496 (19)
И111, этанол	OH	Cl	H	C ₆ H ₅	395	510 (12)	532—557	545 (9)
И85, диоксан	CH ₃		H	H	390	522 (49)	521—565	548 (39)
И86, диоксан	CH ₃		CH ₃	H	392	522 (46)	530—565	548 (36)
И98, этанол	CH ₃		CH ₃	H	—	—	538—586	567 (28)
И98, диоксан	CH ₃		CH ₃	H	395	520 (43)	525—562	536 (40)
И112, этанол	OH	(C ₂ H ₅) ₂ N	H	C ₆ H ₅	405	534 (8)	558—600	570 (17)
И112, диоксан	OH	(C ₂ H ₅) ₂ N	H	C ₆ H ₅	405	530 (17,5)	545—590	565 (24)

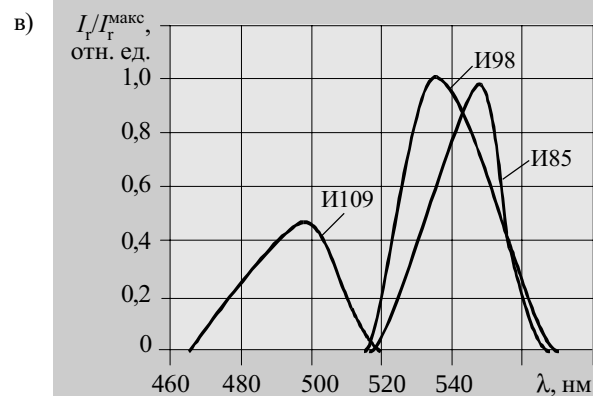
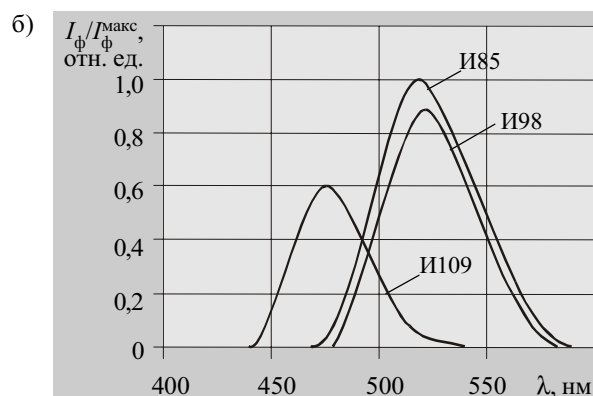
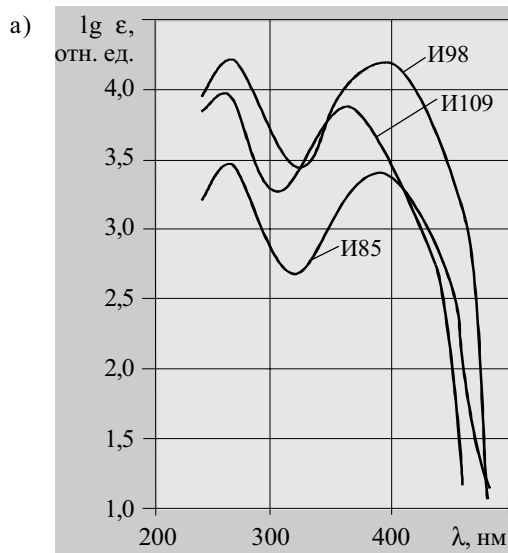


Рис. 2. Спектры поглощения (а), флуоресценции (б) и лазерной генерации (в) красителей И98, И109, И85 в растворе диоксана:

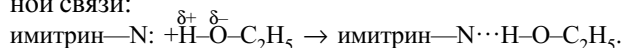
$\lg \epsilon$ — логарифм молекулярного коэффициента поглощения света;
 I_Φ , $I_\Phi^{\max}$, I_Γ , $I_\Gamma^{\max}$ — интенсивности флуоресценции и генерации, соответственно

лах красителя под действием интенсивного поля лазерной генерации. Это связано с тем, что предельный квантовый КПД ЛОС, обладающих в возбужденном состоянии сечением индуцированного перехода σ_{31} и одновременно сечением поглощения генерации σ_{35} , определяется выражением $\text{КПД} = (\sigma_{31} - \sigma_{35}) / \sigma_{31}$ и не зависит от квантового выхода флуоресценции [15].

Дальнейшие исследования показали, что излучательные характеристики активных сред на основе имитринов неразрывно связаны с концентрацией красителя и природой применяемого растворителя.

На примере двух красителей было продемонстрировано влияние концентрации раствора на параметры генерации. Так, при увеличении содержания И85 в диоксановом растворе с $0,2 \cdot 10^{-3}$ до $0,8 \cdot 10^{-3}$ моль/л наблюдался рост квантового КПД с 28 до 39%. В интервале концентраций $(0,8-4,0) \cdot 10^{-3}$ моль/л эффективность генерации не менялась, а дальнейшее насыщение раствора люминофором вело к снижению интенсивности излучения, вплоть до его полного исчезновения. Аналогичная картина наблюдалась и в случае И98, для которого значение оптимальной концентрации красителя активной среды составляет 1,0—4,0 моль/л. Примечательно, что изменение концентрации активной среды на основе имитринов не влияет на положение максимума и ширину полосы генерации.

Применение в качестве растворителя для И98 и И112 диоксана вместо этанола позволило увеличить КПД стимулированного излучения на 12 и 7%, соответственно. Это объясняется тем, что для этих имитринов в положении R^2 ρ — π -сопряжение, в отличие от π — π -сопряжения, подавляется связыванием неподеленной пары электронов атома азота заместителей с молекулами этанола за счет образования водородной связи:



Подтверждением участия в образовании ассоциатов с этанолом именно азотсодержащих групп атомов красителей И98 и И112 являются практически одинаковые спектральные характеристики этанольных и диоксановых растворов И109 и И111, у которых в структуре такие группы отсутствуют.

Предложенная технология позволила на основе доступных исходных компонентов синтезировать ряд новых лазерных красителей класса имитринов, эффективно генерирующих лазерное излучение в зеленой области спектра, что позволяет рассчитывать на их применение в качестве активных сред для оптических квантовых генераторов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Шеффер Ф. П. Лазеры на красителях.— М.: Мир, 1976.
2. Красовицкий Б. М., Болотин Б. М. Органические люминофоры.— Л.: Химия, 1976.
3. Денисов Л. К., Ужинов Б. М. Гетероциклические соединения — активные среды для лазеров // Химия гетероциклических соединений.— 1980.— № 6.— С. 208—221.
4. Грузинский В. В. Активные среды ОКГ на многоатомных органических молекулах. Общие сведения, КПД генерации излучения.— Минск, 1977 (препринт Ин-та физики АН БССР).— С. 133—135.
5. Mitsuo Maeda. Laser Dyes. Properties of organic compounds for dye lasers.— London: Acad. Press. inc., 1984.
6. Григорьянц В. В., Алиев В. А., Повстяной М. В., Кругленко В. П. Генерация конденсированных азотсодержащих систем на основе триазины при лазерной накачке // Квантовая электроника.— 1980.— Т. 7.— С. 1373—1375.
7. Кругленко В. П., Логунов О. А., Старцев А. В. и др. Имитрины. I. Новый класс лазерных красителей видимого диапазона // Там же.— С. 2136—2138.
8. Кругленко В. П., Тимошин А. А., Клюев Н. А. и др. Конденсированные имидазо-1,2,4-азины 14. Синтез и реакционная способность 3-хлорзамещенных имидазо[1,2-b]-1,2,4-триазины // Химия гетероциклических соединений.— 1986.— № 7.— С. 981—985.
9. Кругленко В. П., Клюев Н. А., Гнидец В. П. и др. Конденсированные имидазо-1,2,4-триазины 29. Синтез 3-аминозамещенных 1,2,4-триазино[1,2-f] ксантинов и их спектральные свойства // Там же.— 1998.— № 4.— С. 551—554.
10. Гордон А., Форд Р. Спутник химика.— М.: Мир, 1976.
11. Гельман Н. И. Методы количественного органического элементного микроанализа.— М.: Химия, 1987.
12. Повстяной М. В., Кругленко В. П., Тимошин А. А. и др. Синтез и спектральные характеристики новых производных имидазо[1,2-b]-1,2,4-триазины // Изв. Тимирязевской сельскохозяйственной академии.— 1984.— Вып. 5.— С. 155—159.
13. Beyer H., Hetzheim A., Honeck H., Pyl T. Synthesen neuer imidazol-derivate. Über reaktionen von α -halogenketonverbindungen mit dem guanidinen-system, I // Chemische Berichte.— 1968.— Bd 101.— S. 3151—3162.
14. Повстяной М. В., Кругленко В. П. Синтез 2,3-диоксо-1,2,3,4-тетрагидроимидазо[1,2-b]-1,2,4-триазинов // Украинский химический журнал.— 1976.— № 11.— С. 82—83.
15. Стойлов Ю. Ю. О предельной длине лазеров на сложных органических соединениях при перепоглощении генерации невозбужденными и возбужденными синглетными молекулами // Квантовая электроника.— 1979.— Т. 6.— С. 1655—1665.

С. А. АДАРЧИН, А. С. КУЖНЕНКОВ,
д. т. н. Л. В. КОЖИТОВ, д. т. н. В. Г. КОСУШКИН

Россия, г. Калуга, ОАО "Автоэлектроника",
КФ МГТУ им. Н. Э. Баумана; г. Москва, МИСиС
E-mail: axauto@kaluga.ru

Дата поступления в редакцию
21.09 2001 г.

Оппонент д. ф.-м. н. И. М. ВИКУЛИН
(УНАС им. А. С. Попова, г. Одесса)

ОДИН ИЗ МЕХАНИЗМОВ ДЕГРАДАЦИИ МИКРОЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СТРУКТУР ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

Установлен механизм возникновения отказов микроэлектромеханических структур, связанный с увеличением температурного гистерезиса выходного сигнала.

В последние годы возросли требования к надежности миниатюрных датчиков давления, которые широко применяются в промышленности и автомобилестроении.

Особое место среди датчиков занимают приборы, созданные по двум базовым технологиям — микроэлектронной и микропрофилирования кремния. Такие твердотельные устройства с интегрированными электрическими, электронными и микромеханическими структурами получили название микроэлектромеханических структур (МЭМС). Наиболее характерным представителем их является тензорезистивный датчик давления.

Целью работы являлось установление механизма деградации интегральных измерительных тензопреобразователей (ИИТП) датчиков давления.

В результате анализа датчиков давления, полученных в условиях массового производства, была выявлена группа приборов, выходной сигнал которых изменялся в течение некоторого времени эксплуатации. Анализ причин этого изменения позволил установить, что чувствительные элементы этих датчиков имеют гистерезис выходного сигнала, связанный с температурой.

Известно, что причиной гистерезиса выходного сигнала полупроводниковых приборов могут быть механические напряжения, возникающие в полупроводниковых структурах ИИТП [1,2] по различным причинам. Механические напряжения могут возникать вследствие различных коэффициентов линейного расширения материалов прибора и корпуса, а также из-за особенности конструкции (наличия прогиба мембраны чувствительного элемента, **рис. 1**) и работы прибора в условиях переменных давлений.

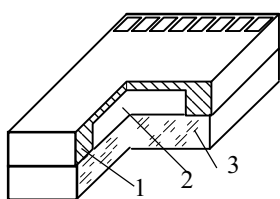


Рис. 1. Интегральный измерительный тензопреобразователь датчика давления:
1 — кремниевая микроструктура;
2 — полость с разреженным газом;
3 — стеклянная подложка

Результаты предварительного анализа причин деградации датчиков давления позволили предположить, что именно напряжения в структурах ИИТП при циклическом изменении внешнего давления, действующего на мембрану, и под воздействием переменных температур являются причиной изменения структуры кристаллической мембраны, что и приводит к изменению параметров датчика.

Расчет величины упругих напряжений в структурах ИИТП. Для анализа уровня напряжений, возникающих в мембране в условиях рассматриваемой задачи, был использован обобщенный закон Гука. Уровень возникающих напряжений для анизотропного материала (в нашем случае — кремния) можно считать по формуле

$$\sigma_{ij} = C_{ijkl} \epsilon_{kl},$$

где σ_{ij} и ϵ_{kl} — тензоры второго ранга напряжения и деформации;

C_{ijkl} — тензор четвертого ранга модуля упругости.

В рассматриваемом случае задачу можно решать, пользуясь теорией упругости изотропных тел с учетом зависимости модуля Юнга, коэффициента Пуассона и модуля сдвига от кристаллографических на-

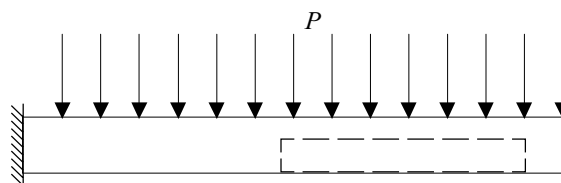


Рис. 2

правлений [3]. Схематично ИИТП может быть представлен в виде балки, жестко зашпеленной с одной стороны и имеющей в середине выемку (**рис. 2**). Такой вариант крепления ИИТП в корпусе наиболее широко используется при производстве датчиков давления. Рассматриваемая деталь имеет длину 6 мм, ширину 4 мм и высоту 0,5 мм. Выемка квадратной формы 2×2 мм расположена на расстоянии 1 мм от краев. Толщина мембраны 0,05 мм. Балка нагружена сверху равномерно распределенным давлением $P=101$ кПа.

Для численного решения задачи был использован метод конечных разностей в приближении статичес-

кого анализа. Уравнение, описывающее изгиб балки, использовали в виде

$$[K]\{u\}=\{F\},$$

где $[K]$ — матрица жесткостей, $\{u\}$ — вектор перемещений, компоненты вектора сил $\{F\}$ представляют собой сосредоточенные силы. Решение проводили с использованием справочных данных с учетом рекомендаций и методик, изложенных в [3].

В результате расчетов было установлено, что в структурах ИИТП в зоне мембраны уровень напряжений превышал 10^8 Па. Известно, что при столь высоких значениях напряжений в полупроводниках могут генерироваться дефекты кристаллической решетки (дислокации), которые приводят к еще большему увеличению напряжений в окружающих локальных объемах материала [4]. Эти дефекты, по-видимому, и являлись причиной гистерезиса в рассматриваемом приборе.

Справедливость предположения о возможности генерации дислокаций в рассматриваемых условиях была подтверждена металлографическими исследованиями. Установлено, что в зоне мембраны, в местах расположения активных элементов, плотность дислокаций превышала 10^4 см^{-2} , хотя для изготовления мембран датчиков использовали бездислокационный монокристаллический кремний.

Методика и результаты испытаний ИИТП. Для выявления закономерностей изменения гистерезиса со временем в рабочих режимах датчика была сделана случайная выборка датчиков в количестве (n) 100 шт. У всех датчиков был измерен гистерезис выходного сигнала. Величину выходного сигнала измеряли при температуре $+25^\circ\text{C}$, затем при температуре $+125^\circ\text{C}$, затем температуру вновь снижали до $+25^\circ\text{C}$ и повторяли измерения. Гистерезис (Γ) определяли как разность значений выходных сигналов при температуре 25°C , измеренных до и после повышения температуры. При выполнении экспериментов внешнее давление поддерживали постоянным.

Полученное распределение величины гистерезиса, показанное на **рис. 3**, может быть описано нормальным законом распределения случайных величин. Это позволило для дальнейших исследований отобрать четыре датчика с гистерезисом, равным сред-

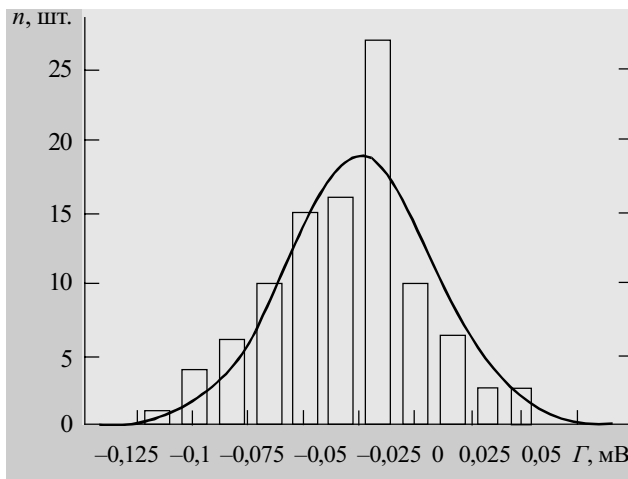


Рис. 3

нестатистическому (математическому ожиданию) — $-0,022$ мВ.

Отобранные датчики были испытаны на наработку в течение 167 ч в форсированном режиме при температуре $+85^\circ\text{C}$, что соответствовало (с учетом коэффициента ускорения) наработке в нормальных условиях продолжительностью 13000 ч. Кроме того, датчики подвергали воздействию переменного давления с амплитудой 85 кПа и количеством циклов 30 тысяч. Гистерезис у этих образцов составил 0,410, 0,380, 0,350 и 0,390 мВ. Увеличение гистерезиса в среднем составило 0,405 мВ.

В дальнейшем эти образцы прошли наработку продолжительностью 80 ч при температуре $+125^\circ\text{C}$, что, с учетом коэффициента ускорения, также соответствовало 13000 ч в условиях обычной эксплуатации. Датчики также были подвергнуты воздействию переменного давления с амплитудой 85 кПа и количеством циклов 15 тысяч. В этом случае гистерезис возрос в среднем на 0,2 мВ.

Для уточнения причин возникновения гистерезиса опытные образцы были выдержаны при температуре $+200^\circ\text{C}$ в течение 20 ч. Величина температурного гистерезиса после этого составила 0,06 мВ (см. таблицу).

Изменение величины гистерезиса

	Начальная величина гистерезиса Γ_1 , мВ	Величина гистерезиса после наработки Γ_2 , мВ	Величина изменения гистерезиса $\Delta\Gamma$ (прирост) после испытаний, мВ	Параметры процесса наработки		Продолжительность наработки в пересчете на нормальные условия, ч	Количество циклов воздействия переменного давления
				Продолжительность, ч	Температура, $^\circ\text{C}$		
Наработка 1	-0,022	0,383	0,405	167	+85	13 000	30 000
Наработка 2	0,383	0,583	0,200	80	+125	13 000	15 000
Стабилизация	0,583	0,060	0,523	20	+200	—	—

Математическая модель изменения температурного гистерезиса ИИТП. Полученные результаты могут быть описаны уравнением

$$\Gamma(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2,$$

где $\Gamma(t)$ — величина гистерезиса как функция времени t ;

a_n — коэффициенты регрессии ($a_0 = -0,022$, $a_1 = 3,904 \cdot 10^{-5}$, $a_2 = -6,065 \cdot 10^{-10}$).

Эта модель была получена методом полиномиальной регрессии экспериментальных данных. Необходимо отметить, что в модели коэффициент a_0 является начальным значением величины температурного гистерезиса выходного сигнала ИИТП, а коэффициент a_1 можно считать средневзвешенной скоростью изменения температурного гистерезиса ИИТП со временем.

Полученная математическая модель позволяет оценить величину гистерезиса выходного сигнала со временем. С учетом коэффициента усиления датчика на основе его калибровочной характеристики можно оценить время, за которое проявится отказ датчика. Отказавшим можно считать датчик, величина температурного гистерезиса которого превысит 1/2 от ширины поля допуска на калибровочную характеристику. Так, расчеты показали, что в рассматриваемой партии датчиков через 5,5 тыс. часов может возникнуть параметрический отказ у 10% изделий, а через 18 тыс. часов могут отказать все 100% датчиков.

В результате исследований впервые установлен один из механизмов деградации датчиков давления, связанный с увеличением температурного гистерезиса выходного сигнала. Этот механизм является наиболее вероятным, поскольку датчики, изготовленные на базе МЭМС, работают в условиях переменных воздействий механических нагрузок. Анализ различных приборов, созданных на базе МЭМС, показал, что в большинстве случаев они работают в режиме малых электрических нагрузок, а по своей структуре являются аналогом интегральной микросхемы с низкой степенью интеграции. В таких условиях их ресурс составлял бы сотни тысяч часов [5], согласно же проведенным исследованиям и расчетам он ограничивается тысячами часов.

На основании сказанного выше было сделано предположение о том, что для снижения величины температурного гистерезиса выходного сигнала ИИТП необходимо устранить причины возникновения упругих механических напряжений в их структурах. Оптимизация технологического процесса изготовления датчиков (изменение технологии формирования отверстий в стекле, на которое крепилась мембрана) позволила снизить величину гистерезиса выходного сигнала датчиков до 0,01 мВ против 0,07 мВ по базовой технологии.

В результате проведенных исследований впервые установлен один из механизмов деградации и, как ее следствие, механизм возникновения отказов микроэлектромеханических структур ИИТП датчиков давления, связанный с увеличением температурного гистерезиса выходного сигнала. Также установлено, что путем оптимизации ряда технологических процессов изготовления датчиков давления можно добиться как снижения скорости увеличения гистерезиса, так и уменьшения его величины.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Адарчин С. А., Кужненко А. С. Исследование процессов деградации микроэлектромеханических структур // 1-я Рос. конф. молодых ученых по математическому моделированию. — М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. — С. 138.
2. Адарчин С. А., Кужненко А. С. Исследование процессов деградации микроэлектромеханических структур датчиков давления // 5-я междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2000». — Новосибирск, 2000. — Т. 4. С. 287.
3. Ваганов В. И. Интегральные тензопреобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Мильвидский М. Г., Освенский В. Б. Структурные дефекты в полупроводниках. — М.: Металлургия, 1987.
5. Шавыкин Н. А., Петрухин Б. П. Модели расчета показателей безотказности некоторых видов датчиков и выходных исполнительных устройств систем управления // Датчики и системы. — 2001. — № 9. — С. 8—12.

ISSN 0234-6206

ПРОБЛЕМЫ

**МАШИНОСТРОЕНИЯ
И АВТОМАТИЗАЦИИ**

ENGINEERING & AUTOMATION

Международный научно-технический журнал,
периодичность — 4 номера в год.

Начало издания — 1982 г.

Главный редактор академик РАН К. В. Фролов.
Для научных, инженерно-технических работников,
аспирантов и студентов.

Зарегистрирован в ВАК РФ.

Журнал публикует результаты научных исследований и практических разработок в России и за рубежом по актуальным проблемам машиностроения, а также материалы (обзоры, статьи, сообщения) о передовом опыте, новых материалах и прогрессивных технологиях, включая проблемы управления и автоматизации.

Цена годового комплекта 18 ам. дол.

Цена одного номера 5 ам. дол. НДС 10%.

Расходы на пересылку — 30% от стоимости журнала.
Библиотекам России и стран СНГ предоставляется скидка —
50% от стоимости заказа.

Заказы на журнал принимаются непосредственно редакцией.

Россия, 101990, Москва, Лубянский проезд, 5, комн. 7,

Московский городской центр научно-технической информации

Тел.: (095) 921 24 40 Факс: (095) 928 60 39

E-mail: MOSCNTI.RIR@g23.telcom.ru

Д. ф.-м. н. Я. И. ЛЕПИХ, к. т. н. В. К. ЛОПУШЕНКО,
к. т. н. Н. Г. ЧЕРНЯК, к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО

Украина, г. Одесса, НТЦ "Фонон";
г. Киев, НИИ ПМ "Ритм", Минпромполитики
E-mail: ndl_lepikh@gomail.com.ua

Дата поступления в редакцию
09.10 2001 г.

Оппонент к. т. н. Е. Б. ПЛАВИНСКИЙ
(ОНПУ, г. Одесса)

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ НА ПАВ ДЛЯ АЭС

Показана возможность построения акустоэлектронных датчиков давления для АЭС, основанных на тензочувствительности скорости распространения поверхностных акустических волн.

Датчики давления являются основными элементами автоматизированных систем управления технологическими процессами АЭС.

В широко применяемых на АЭС Украины датчиках давления типа «Сапфир» среднего класса точности в качестве чувствительного элемента используется структура КНС — кремний на сапфире. Промышленная технология КНС в Украине отсутствует, а ее освоение требует больших капитальных затрат, что в условиях мелкосерийного производства невыгодно (для АЭС нужны датчики давления большой номенклатуры, но в относительно небольших количествах). Кроме того, существенно возросли требования к датчикам такого назначения по метрологическим характеристикам, надежности, по использованию возможностей микропроцессорной техники.

Вместе с тем в последнее время получили развитие более перспективные принципы построения датчиков, в их числе акустоэлектронные на поверхностных акустических волнах (ПАВ).

В настоящей работе представлены результаты проектирования датчика давления (ДД) жидкости и газа для АЭС на основе измерительных преобразователей (ИП) на ПАВ, действие которых основано, в частности, на тензочувствительности скорости распространения ПАВ [1, 2].

Функциональная схема дифференциального автогенераторного ДД на ПАВ приведена на рис. 1. Здесь $Y1$, $Y2$ — усилители электронные; CM — смеситель сигналов; $ФНЧ$ — фильтр нижних частот, P — измеряемое давление.

ДД строится по разомкнутой схеме, включающей последовательно соединенные первичный и вторичный преобразовательные элементы (ППЭ и ВПЭ). ППЭ представляет собой пьезоэлектрический упругий деформируемый чувствительный элемент (ЧЭ), жестко закрепленный по периметру в основании корпуса ДД, на внешней поверхности которого расположены встречно-штыревые преобразователи (ВШП), образующие линии задержки (ЛЗ) на ПАВ. Это дает возможность непосредственного измере-

ния давления. В качестве пьезоэлектрика преимущественно используется пьезоэлектрический кварц, обладающий высокой температурной и временной стабильностью (ТКЧ для ST-среза близок к нулю) [3].

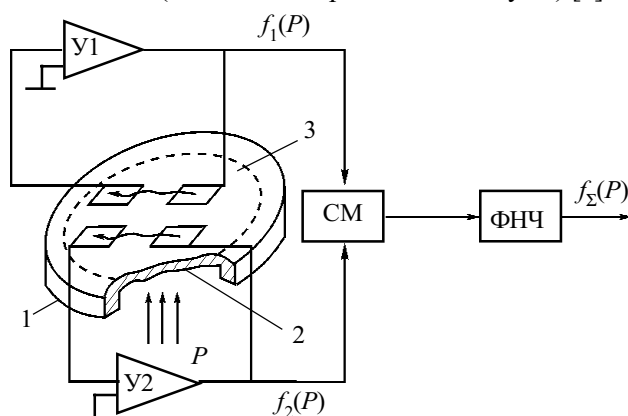


Рис. 1. Функциональная схема датчика давления с первичным преобразователем на ПАВ:

1 — профилированная мембрана; 2 — приемная полость; 3 — внешняя поверхность мембраны

ЧЭ ДД (рис. 1) представляет собой профилированную мембрану 1 из SiO_2 , воспринимающую внутренней приемной полостью 2 давление измеряемой среды P , уравнивающее его силами упругости и редуцирующее это давление в напряженно-деформированное состояние $\epsilon_j^0(p)$ характерных участков внешней плоской поверхности 3 мембраны, на которой методами тонкопленочной технологии формируются входной ВШП1 и выходной ВШП2 преобразователи двух ЛЗ — ЛЗ1 и ЛЗ2, расположенных в областях, испытывающих деформации противоположного знака [4] (рис. 2).

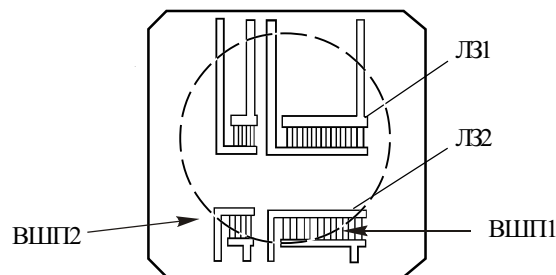


Рис. 2. Схема расположения ЛЗ на ПАВ на поверхности пьезоэлектрического звукопровода-мембраны

ВПЭ представляет собой акустоэлектронный дифференциальный тензопреобразователь, состоящий из двух высокостабильных перестраиваемых ПАВ-автогенераторов (ПАВ-АГ), смесителя (СМ) и фильтра нижних частот (ФНЧ). Каждый АГ включает в себя высокочастотный широкополосный усилитель, в цепь обратной связи которого включен частотозадающий элемент — ЛЗ на ПАВ. Каждый перестраиваемый ПАВ-АГ представляет собой одномодовую колебательную систему, допускающую в определенных пределах непрерывную управляемую измеряемым воздействием модуляцию частоты ПАВ-колебаний.

Для определения динамического диапазона измерений проанализируем работу ПАВ-АГ. Условия существования автоколебаний ПАВ-АГ как линейной резонансной системы определяются уравнением баланса фаз

$$\varphi_{\Sigma} = \varphi_{\text{ЛЗ}}(\omega) + \varphi_3(\omega) = 2\pi n, \quad n \in Z \quad (1)$$

и уравнением баланса амплитуд

$$A_{\Sigma} = A_y(\omega) A_1(\omega) A_2(\omega) \geq 1, \quad (2)$$

где $\varphi_{\text{ЛЗ}}(\omega) = \omega\tau$ — фазовый набег (ФЧХ) в ЛЗ на текущей частоте $\omega = 2\pi f$;

$\tau = LV^{-1}$ — время акустической задержки ПАВ-сигнала в ЛЗ;

L — акустическая длина ЛЗ (расстояние между геометрическими центрами ВШП1 и ВШП2);

V — фазовая скорость ПАВ;

$\varphi_3(\omega)$ — электрический фазовый сдвиг в цепях усилителя;

A_y, A_1, A_2 — амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) усилителя, ВШП1 и ВШП2, соответственно.

Из (1) определяются частоты, на которых возможна генерация n -й моды ПАВ:

$$f_n = (n - \varphi_3/2\pi)\tau^{-1}. \quad (3)$$

Согласно (3), возможные частоты генерации f_n образуют гребенчатый дискретный спектр (рис. 3) с периодическими интервалами $\delta f \approx \tau^{-1}$ при $\varphi_{\text{ЛЗ}}(\omega) \gg \varphi_3(\omega)$.

Узкополосный ВШП1 возбуждает, а ВШП2 детектирует непрерывный частотный спектр ПАВ в пределах полос пропускания АЧХ $A_1(f)$ и $A_2(f)$, которые для неаподизированных эквидистантных преобразователей аппроксимируются функцией

$$A_i(f) = \frac{\sin X_i}{X_i}, \quad i = 1, 2, \quad (4)$$

где $X_i = \pi N_i(f - f_A)\tau^{-1}$;

N_i — число пар штырей в соответствующих ВШП;

$f_A = V\lambda_0^{-1}$ — частота акустического синхронизма преобразователей;

λ_0 — длина ПАВ.

Интервалы между локальными минимумами главных лепестков $A_i(f)$ составляют $\Delta f_i = 2f_A N_i^{-1}$. Типовая АЧХ ЛЗ, определяемая выражением (2), а также АЧХ и ФЧХ ВШП1 и ВШП2 приведены на рис. 3.

При соответствующем расчете топологии ЛЗ, обеспечивающем выполнение условия

$$\delta f \approx 0,5\Delta_1, \quad (5)$$

в резонансной системе устанавливается устойчивый одномодовый (n -я мода) режим колебаний на частоте f_n^0 (рис. 3), что необходимо для устойчивой работы ПАВ-АГ в составе тензопреобразователя (ТП).

Важным свойством ПАВ-АГ для построения ТП является то, что АЧХ и ФЧХ частотозадающего элемента можно изменять независимо друг от друга, поскольку полоса пропускания АЧХ Δ_1 определяется в первом приближении числом пар штырей ВШП, а крутизна ФЧХ — временем акустической задержки сигнала

$$d\varphi_{\text{ЛЗ}}(f)/df = 2\pi\tau. \quad (6)$$

Таким образом, в одномодовом режиме на частоте f_n в пределах полосы пропускания линейной резонансной системы $A_{\Sigma}(f) \geq 1$ возможна непрерывная управляемая внешним измеряемым воздействием (деформацией звукопровода) модуляция частоты генерации ПАВ-АГ согласно (3) и (6) путем изменения τ .

Девиацию частоты n -й моды колебаний в предположении приближенного равенства полных приращений параметров в (3) их дифференциалам можно представить в виде [5]

$$\Delta f_n \approx df_n/d\tau \Delta\tau + df_n/d\varphi_3 \Delta\varphi_3 = \Delta\tau/\tau - \Delta\varphi_3, \quad (7)$$

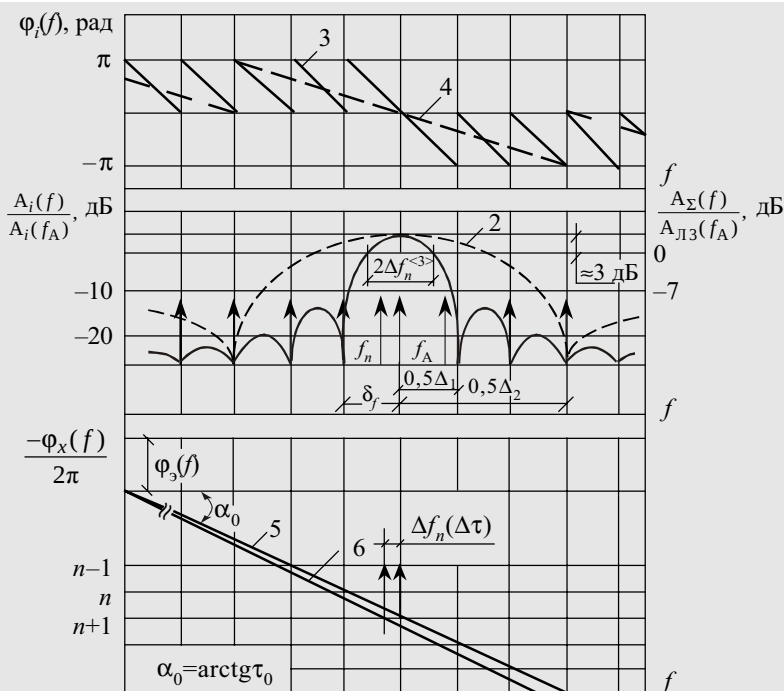


Рис. 3. АЧХ и ФЧХ ВШП, ЛЗ и перестраиваемого ПАВ-АГ (при $N_1 = 3N_2$, $L_0 = N_1\lambda_0$):

1 — $A_1(f) \approx A_{\Sigma}(f)$; 2 — $A_2(f)$; 3 — $\varphi_1(f)$; 4 — $\varphi_2(f)$; 5 — $\varphi_{\Sigma}(f)$ при $\varphi_3 \approx \text{const}$, $\tau = \tau_0$; 6 — $\varphi_{\Sigma}(f)$ при $\tau > \tau_0$

где $df_n/d\tau = n\tau_0^{-2} \approx -V_0 N_1^{-1} \lambda_0^{-2}$ — чувствительность ПАВ-АГ к изменению τ ;

$df_n/d\phi_3 = -(2\pi\tau_0)^{-1} \approx -V_0(2\pi N_1 \lambda_0)^{-1}$ — чувствительность ПАВ-АГ к нестабильности ϕ_3 .

Из (7) относительная девиация частоты генерации n -й моды определяется из выражений

$$\Delta f_n/f_n^0 \approx -\Delta\tau/\tau_0 - \Delta\phi_3/2\pi n \quad (8)$$

или, учитывая, что $\tau = LV^{-1}$,

$$\Delta f_n/f_n^0 \approx \Delta V/V_0 - \Delta L/L_0 - \Delta\phi_3/2\pi n. \quad (9)$$

Определим максимально возможную полезную девиацию частоты $\Delta f^{\max}$ ПАВ-АГ, при которой сохраняется одномодовый режим работы. Из выражения (3) видно, что $\Delta f^{\max}$ определяется максимальным полезным изменением времени акустической задержки $\Delta\tau^{\max}$. Для вычисления $\Delta\tau^{\max}$ рассмотрим переход с n -й на $(n+1)$ -ю моду колебаний.

Пусть в ЛЗ время задержки сигнала равно τ_0 . Согласно рис. 3, ему соответствует частота генерации f_0 . В результате деформации время задержки изменилось на величину $\Delta\tau$: $\tau_0 + \Delta\tau$; соответственно сместилась частота генерации n -й моды и стала равной $f_n = f_0 - X_1$ (рис. 4).

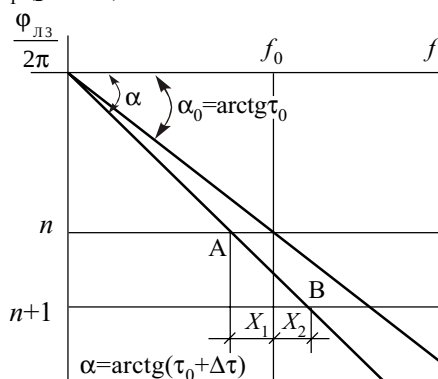


Рис. 4. Фазочастотная характеристика ЛЗ

Из графика рис. 4 видно, что для точек А и В время акустической задержки одинаково: $\tau_A = \tau_B$. При этом τ_A и τ_B определяются из (3) выражениями

$$\tau_A = \frac{n}{f_0 - X_1}, \quad \tau_B = \frac{n+1}{f_0 + X_2}.$$

Тогда максимально возможное время задержки, при котором произойдет переход с n -й на $(n+1)$ -ю моду колебаний, определится как

$$\tau^{\max} = \frac{n}{f_0 - X_1} = \frac{n+1}{f_0 + X_2}, \quad (10)$$

откуда

$$X_1 = f_0 - \frac{n}{\tau^{\max}} = \frac{n}{\tau_0} - \frac{n}{\tau_0 + \Delta\tau^{\max}};$$

$$X_2 = \frac{n+1}{\tau^{\max}} - f_0 = \frac{n+1}{\tau_0 + \Delta\tau^{\max}} - \frac{n}{\tau_0}.$$

Переход с n -й на $(n+1)$ -ю моду возможен при условии $X_1 = X_2$, из которого следует:

$$\frac{n}{\tau_0} - \frac{n}{\tau_0 + \Delta\tau^{\max}} = \frac{n+1}{\tau_0 + \Delta\tau^{\max}} - \frac{n}{\tau_0}$$

или

$$\Delta\tau^{\max} = \frac{\tau_0}{2n} \quad (11)$$

максимально возможное изменение времени задержки сигнала, в пределах которого не происходит переход с n -й на $(n+1)$ -ю моду.

Из (11) и основного уравнения ПАВ-АГ

$$\Delta f_n = -\frac{n}{\tau_0^2} \Delta\tau$$

для теоретически возможной максимальной девиации частоты генерации запишем:

$$\Delta f_n^{\max} = -\frac{n}{\tau_0^2} \Delta\tau^{\max} = -\frac{n}{\tau_0^2} \frac{\tau_0}{2n} = -0,5\tau_0^{-1}. \quad (12)$$

Таким образом, перестройка частоты в пределах n -й моды возможна в диапазоне

$$f_0 \pm \Delta f_n^{\max} = f_0 \pm 0,5\tau_0^{-1}. \quad (13)$$

С учетом (4) и максимальной девиации частоты уровень АЧХ ЛЗ по отношению к максимуму равен:

$$20 \lg \left(\frac{\sin(\pi f_A \tau_0 \frac{f - f_A}{f_A})}{\pi f_A \tau_0 \frac{f - f_A}{f_A}} \right) = 20 \lg \left(\frac{\sin 0,5\pi}{0,5\pi} \right) \approx 4 \text{ дБ}.$$

Ширина частотного спектра $A_1(f)$ на уровне 3 дБ равна $0,885 \tau_0^{-1}$, откуда для перестраиваемого ПАВ-АГ при оптимальном по критерию устойчивости одномодового режима запасе по усилению в 3 дБ примем

$$\Delta f_n^{\max} \approx f_n^{<3>} = \pm 0,442 \tau_0^{-1} \quad (14)$$

или, в относительных единицах ($f_n^0 \approx f_A$):

$$\frac{\Delta f_n^{<3>}}{f_n^0} \approx \pm \frac{0,442}{f_n^0 \tau_0} = \pm \frac{0,442}{f_n^0 \frac{N_t}{f_A}} = \pm \frac{0,442}{N_1} 100\%. \quad (15)$$

При $N_1 = 180—220$ получаем $\Delta f_n^{<3>}/f_n^0 \approx \pm 0,245—0,2\%$.

Высокая несущая частота ПАВ-АГ $f_n^0 \approx 10^8$ Гц обеспечивает в фазовых преобразователях на перестраиваемых АГ до нескольких сот кГц полезной девиации частоты, а реально получаемая кратковременная нестабильность частоты генерации ($\Delta f_3/f_n^0$) на уровне 10^{-8} позволяет создавать измерительные преобразователи с высокой разрешающей способностью (чувствительностью) в динамическом диапазоне около 100 дБ. Прочностные свойства мембраны и коэффициент деформационной чувствительности фазовой скорости ПАВ позволяет производить перестройку ПАВ-АГ в указанном динамическом диапазоне.

Нами установлена существенная зависимость чувствительности и аддитивной температурной погрешности дифференциального измерительного преобразователя давления (ИПД) с двумя акустоэлектронными тензопреобразователями от их расположения на поверхности мембраны (рис. 2).

Согласно [5], относительное изменение частоты генерации каждого ПАВ-АГ ($i=1,2$) имеет вид

$$\Delta f_i/f_{0i} \approx \chi_{\epsilon} \gamma_{pi} \Delta P + (K_T - \gamma_{Ti}) \Delta T, \quad (16)$$

где $\chi_\varepsilon = K_\varepsilon(1-2\nu)-1$;
 $\gamma_{pi} = \varepsilon(\Delta P)\Delta P^{-1}$ — относительный деформационный коэффициент акустической длины ЛЗ;
 $\gamma_{ti} = \varepsilon(\Delta T)\Delta T^{-1}$ — относительный температурный коэффициент акустической длины ЛЗ;
 K_ε, K_T — коэффициенты деформационной и температурной чувствительности фазовой скорости ПАВ, соответственно.

Функция преобразования дифференциального ИПД может быть представлена следующим образом:

$$f_\Sigma = f_{0\Sigma} + S_p \Delta P + S_T \Delta T, \quad (17)$$

где $f_{0\Sigma} = f_{01} - f_{02}$;
 f_{01}, f_{02} — соответственно выходная частота ИПД и частоты генерации ТП1 и ТП2 при $\Delta P=0$;
 S_p, S_T — чувствительность и удельная аддитивная температурная погрешность ИПД, определяемые из следующих выражений:

$$\begin{aligned} S_p &= \chi_\varepsilon (f_{01} \gamma_{p1} - f_{02} \gamma_{p2}); \\ S_T &= f_{0\Sigma} K_T - f_{01} \gamma_{t1} + f_{02} \gamma_{t2}. \end{aligned} \quad (18)$$

Для определения величин γ_{pi}, γ_{ti} необходимо получить выражение для средней деформации ЛЗ. Рассмотрим деформацию участка мембраны, представляющую узкую полосу длиной L_0 , симметрично расположенную относительно оси y (рис. 5).

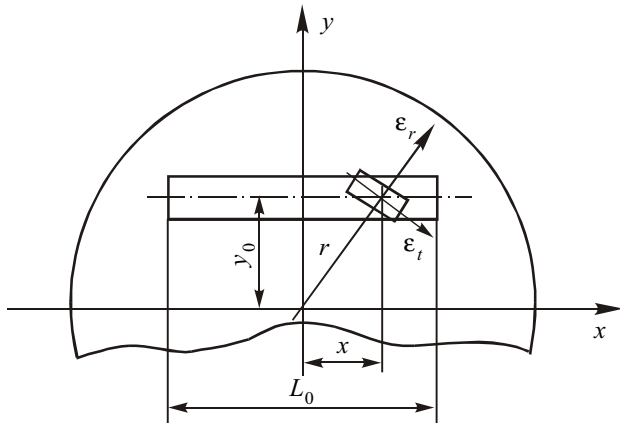


Рис. 5. К определению относительных деформационных (γ_{pi}) и температурных коэффициентов акустической длины ЛЗ

Пренебрегая погрешностью, вызванной искривлением рассматриваемого участка, относительное удлинение полосы выразим в виде интеграла:

$$\Delta L / L_0 = 2L_0^{-1} \left(\int_0^{0,5L_0} \epsilon_r x (y_0^2 + x^2)^{-0,5} dx + \int_0^{0,5L_0} \epsilon_t y_0 (y_0^2 + x^2)^{-0,5} dx \right). \quad (19)$$

Здесь ϵ_r и ϵ_t — радиальные и окружные составляющие деформации поверхности, которые для мембраны большой толщины имеют вид [6, с. 538]

$$\epsilon_r = A(R^2 - 3r^2) + \dots \alpha \Delta T; \quad \epsilon_t = A(R^2 - r^2) + \dots \alpha \Delta T;$$

$$A = 3(1-\nu^2)(8h^2E)^{-1} \Delta P; \quad r^2 = y_0^2 + x^2,$$

где R и r — радиус и толщина мембраны;

α — температурный коэффициент линейного расширения материала.

Обозначив $y_0 = \delta_0 R$ ($0 \leq \delta_0 \leq 1$), $L_0 = \delta_1 R$, $h = \delta_2 R$, после интегрирования найдем:

$$\gamma_p = S \hat{\gamma}_p; \quad \gamma_T = 2\alpha \hat{\gamma}_T, \quad (20)$$

где $S = 3(1-\nu^2)/4\delta_2^2 E$;

$$\begin{aligned} \hat{\gamma}_p &= \delta_1^{-1} \left[\delta_0 (1 - 0,5\delta_0^2) \left(\ln \frac{0,5\delta_0 + (\delta_0^2 + 0,25\delta_1^2)^{0,5}}{\delta_0} - 1 \right) + \right. \\ &\quad \left. + (\delta_0^2 + 0,25\delta_1^2)^{0,5} (1 + \delta_0^2 - 0,25\delta_1^2 - 0,25\delta_1\delta_0) \right]; \\ \hat{\gamma}_T &= \delta_1^{-1} \left[\delta_0 \ln \frac{0,5\delta_1 + (\delta_0^2 + 0,25\delta_1^2)^{0,5}}{\delta_0 e} + (\delta_0^2 + 0,25\delta_1^2)^{0,5} \right]. \end{aligned}$$

Величины $\hat{\gamma}_p$ и $\hat{\gamma}_T$ определяются только расположением ЛЗ на поверхности мембраны.

Графики зависимости $\gamma_p(\delta_0)$ и $\gamma_T(\delta_0)$ для различных значений δ_1 показаны на рис. 6.

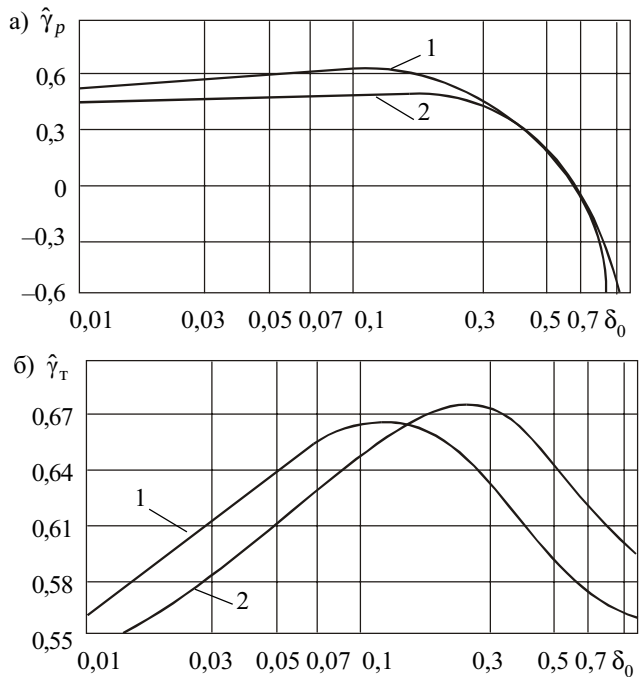


Рис. 6. Зависимость относительных деформационных (а) и температурных (б) коэффициентов акустической длины ЛЗ от положения на поверхности мембраны:

1 — $\delta_1 = 0,5$; 2 — $\delta_1 = 0,9$

Анализ графиков и выражений (18) позволяет сделать некоторые качественные выводы:

— для обеспечения высокой чувствительности ИПД необходимо выполнение условия $\gamma_{p1} \approx -\gamma_{p2}$, что возможно при расположении ТП1 в центральной, а ТП2 — в периферийной ($\delta_0 \geq 0,75$) областях поверхности мембраны, при этом большая крутизна зависимости $\hat{\gamma}_p$ в периферийной области свидетельствует о более высокой тензочувствительности ТП2 по сравнению с ТП1;

— наименьшей аддитивной температурной погрешности ИПД соответствует условие

$$\hat{\gamma}_{T1} = (0,5 f_{0\Sigma} K T \alpha^{-1} + f_{02} \hat{\gamma}_{T2}) f_{01}^{-1}, \quad (21)$$

которое может быть обеспечено выбором параметра $\delta_0^{\text{ТП1}}$ без существенного снижения его тензо-

чувствительности вследствие малой крутизны зависимости $\hat{\gamma}_p$ в области $\delta_0 < 0,05$.

Таким образом, можно предложить следующую схему выбора по графикам рис. 6 варианта расположения ТП1 и ТП2 на поверхности мембранного ЧЭ и расчета чувствительности ИПД:

а) задавая величины δ_1 и $\delta_0^{\text{ТП2}} = 0,5(4 - \delta_1^2)^{0,5} - 0,5WR^{-1}$ (где W — апертура ЛЗ), определить по рис. 6, б значения $\hat{\gamma}_{\text{Т2}}$;

б) найти значение $\delta_0^{\text{ТП1}}$, удовлетворяющее условию (21);

в) для значений $\delta_0^{\text{ТП1}}$ и $\delta_0^{\text{ТП2}}$ по рис. 6, а определить значение $\hat{\gamma}_{p1}$ и $\hat{\gamma}_{p2}$;

г) по формулам (17) и (19) оценить чувствительность ИПД.

С целью экспериментальной проверки предлагаемой схемы расчета были изготовлены образцы ДД с ИПД двух типов с ЧЭ из пьезоэлектрического кварца ST-среза, имеющие диапазон измерения $0 - 1,6 \cdot 10^2$ кПа.

Конструктивно ДД на ПАВ представляет собой (рис. 7) герметичный корпус из стали, разделенный на две части внутренней полостью. В одной из них размещен чувствительный ПАВ-элемент 1, в другой — электронная часть (У1, У2, СМ, ФНЧ). Электронная часть включает в себя основной измерительный канал (ОК) и температурный канал (ТК), выполненный в виде ГИС, содержащей две микросхемы двух ВЧ-усилителей 8, микросхему смесителя 9, микросхему выходного каскада 10 и микросхему ТК 11. Каждая микросхема ВЧ-усилителя помещена в металlostеклянный корпус. Микросхемы установлены на коммутационные платы 12, которые закрепляются на стойках 13 шпильками 14. К корпусу со стороны ППЭ приваривается стандартный штуцер 3. Со стороны ВПЭ корпус закрывается контактной колодкой 4, которая по специально сформированным кромкам сваривается с основанием. В колодку введены золо-

тые проводники с ЛЗ на ПАВ. В нее же вваривается крышка 6. На рисунке: 2 — основание корпуса; 5 — провод передачи сигнала от чувствительного элемента к электронной части; 7 — крышка кварцевая защитная; 15 — крышка корпуса; 16 — металlostеклянный разъем.

ИПД имели ряд общих конструктивных параметров ($f_{0i} \approx 8,82 \cdot 10^7$ Гц; $f_{0\Sigma} \approx 1,83 \cdot 10^5$ Гц; $\delta_0^{\text{ТП2}} = 0,820$; $\delta_1 = 0,649$; $\delta_2 = 0,488$) и отличались расположением ТП1 в центральной области поверхности мембраны $\delta_0^{\text{ТП1}} = 0$ в ИПД типа 1 и $\delta_0^{\text{ТП2}} = 0,027$ в ИПД типа 2.

Испытания ДД проводились на стенде, оснащенном датчиком давления МПА-15 и термокамерой МС-81 в температурном диапазоне $\pm 80^\circ\text{C}$.

Кратковременная нестабильность выходной частоты ИПД не превысила 10^{-5} за 1,0 мин, что позволило фиксировать изменение давления в $2 \cdot 10^{-3}\%$. Измеренные чувствительности S_p обоих ИПД составили $5,95 \cdot 10^2$ Гц·кПа $^{-1}$, а их удельные аддитивные температурные погрешности S_T не превысили соответственно 25 Гц· $^\circ\text{C}^{-1}$ в ИПД типа 1 и 8 Гц· $^\circ\text{C}^{-1}$ в ИПД типа 2. При этом предварительно рассчитанные по полученным зависимостям значения S_p и S_T соответственно составили $6,09 \cdot 10^2$ Гц·кПа $^{-1}$ и 16 Гц· $^\circ\text{C}^{-1}$ для типа 1, $6,1 \cdot 10^2$ Гц·кПа и 0 Гц· $^\circ\text{C}^{-1}$ для ИПД типа 2.

Результаты исследований датчиков давления демонстрируют хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных.

Таким образом, полученные аналитические выражения и графики позволяют при проектировании дифференциального ИПД на ПАВ с погрешностью до 5% оценить его чувствительность и обеспечить приведенную к диапазону измерения аддитивную температурную погрешность не более $10^{-2} \%$ · $^\circ\text{C}^{-1}$.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Лепих Я. И. Датчики механических величин на поверхностных акустических волнах // 35 Internat. wissenschaft. kolloquium technische hochschule. Ilmenau, DDR.— 1990. Vortragsreihe. D. 9.— S. 80—82.
2. Гуляев Ю. В., Колешко В. М., Мешков Ю. В. Тензоэффект в структурах на ПАВ со звуководом из монокристаллического кварца // Радиотехника и электроника.— 1988.— Т. 33, № 11.— С. 2448—2451.
3. Lepikh Ya. I. Strein effect in surface acoustic wave elements with a piezoelectric acoustic line sensors based on this effect // Semicond. Phys. Quart. Electron.— 2000.— Vol. 3, N 1.— P. 91—93.
4. Лопушенко В. К., Тентюк С. В., Черняк Н. Г. Расположение ПАВ-структур на мембранном чувствительном элементе датчика давления // Мат-лы конф. «Акусто-электронные устройства обработки информации на ПАВ».— Москва, 1990.— С. 330—331.
5. Павловский М. А., Лопушенко В. К., Кондратенко Н. Г. Деформационные, температурные и гироскопические эффекты в автогенераторах по поверхностным акустическим волнам // Механика гироскопических систем.— 1990.— Вып. 9.— С. 50—56.
6. Биргер И. А., Мавлютов Р. Р. Сопротивление материалов.— М.: Наука, 1986.

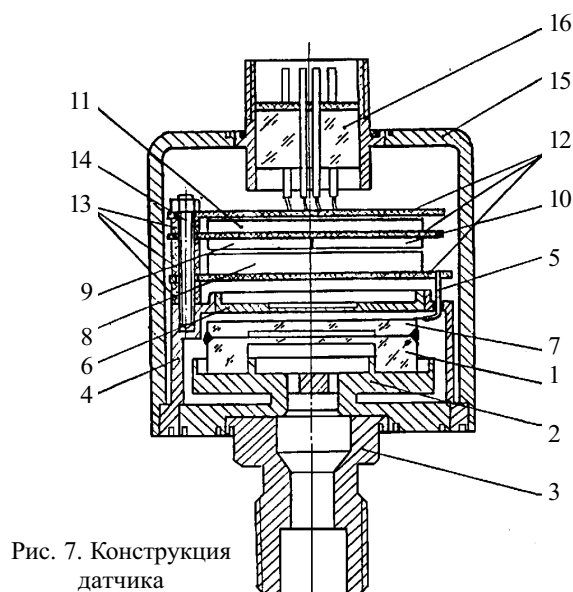


Рис. 7. Конструкция датчика

К. т. н. А. В. СТЕРХОВА

Россия, Ижевский гос. технический университет
E-mail: root@istu.udm.ruДата поступления в редакцию
07.08 2001 г.Оппонент д. ф.-м. н. В. В. НОВИКОВ
(ОНПУ, г. Одесса)РАЗМЕРНО-ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛЕЙ
МИКРОСТРУКТУРЫ ТОЛСТЫХ РЕЗИСТИВНЫХ ПЛЕНОК*Проанализированы сходства и различия
размерно-геометрических параметров
моделей по мере изменения объемной
доли проводящей фазы.*

Объектами данной работы служили образцы Ag—Pd толстопленочных резисторов (ТПР) толщиной 20—25 мкм, полученные по стандартной технологии трафаретной печати, с удельным сопротивлением (ρ) 0,1, 0,5, 3,0 и 20,0 кОм/. Для количественной оценки основных параметров физической модели металлических кластеров и кластерной модели электрических связей ТПР [1, 2], в силу большой выборки экспериментальных данных [1], целесообразно было использовать математический метод статистической обработки с построением интегральной функции распределения исследуемой величины $F(x)$, при этом средняя величина $\bar{x}$ определялась на уровне 0,5 $F(x)$ со среднеквадратической погрешностью $\pm \sigma$.

Целью данной работы является апробация методики построения моделей микроструктуры ТПР, изложенной в работе [1], и, на основе полученных результатов, выявление основных особенностей микроструктур ТПР в широком диапазоне удельных сопротивлений.

Измеряемыми параметрами являлись диаметр зерен (d), вписанных в гранулы, длина гранулы (l), площадь гранул (S), плотность их распределения (P), межгранулярное расстояние (L), т. к. известно [3], что размеры частиц влияют на критическое поведение электропроводности, в частности, на порог протекания [4]. Более того [5], возрастание проводимости при увеличении концентрации связывают с постепенным увеличением размеров металлических кластеров.

Как следует из статистической обработки исходного массива экспериментальных данных, полученных при измерении диаметра зерен, функция $F(d)$ для всех ρ носит одномодальный характер, т. е. подчиняется нормальному закону Гаусса. Средние значения $d \pm \sigma$ имеют минимальный разброс (в скобках дана выборка N): 0,14 $\pm$ 0,13 (912), 0,14 $\pm$ 0,13 (483), 0,16 $\pm$ 0,15 (400), 0,13 $\pm$ 0,11 (364). Полученные значения хорошо согласуются с величиной диаметра мелкодисперсного порошка проводящей фазы и с литературными данными [3].

В то же время общие выборки экспериментальных данных при измерении остальных параметров (длина гранулы, ее площадь и длина межгранулярно-

го расстояния) оказались многомодальными, т. е. каждая выборка характеризуется средним значением величины со своим соответствующим среднеквадратичным отклонением, что видно из представленных ниже табличных данных.

В табл. 1 приведены значения длины гранул $\bar{l} \pm 3\sigma$ по выборкам и максимальные величины $l_{\max} = \bar{l} \pm 3\sigma$ для указанных значений ρ . Из табличных данных следует многомодальность общей выборки экспериментальных данных для всех образцов. Максимальное число выборок, равное четырем, наблюдалось для образца с удельным сопротивлением 0,5 кОм/, структурная модель металлических кластеров которого являлась переходной от одной модели к другой [2].

Таблица 1

Длина гранул (мкм) согласно выборкам общего распределения

ρ , кОм/	Номер выборки			
	1	2	3	4
Среднее значение ($\bar{l} \pm \sigma$, N — выборка)				
0,1	0,19 $\pm$ 0,11 $N=91$	0,42 $\pm$ 0,10 $N=29$	1,05 $\pm$ 0,55 $N=34$	—
0,5	0,20 $\pm$ 0,10 $N=53$	0,64 $\pm$ 0,21 $N=44$	1,24 $\pm$ 0,14 $N=14$	2,19 $\pm$ 0,34 $N=14$
3	0,20 $\pm$ 0,13 $N=45$	0,60 $\pm$ 0,25 $N=49$	—	—
20	0,20 $\pm$ 0,10 $N=113$	0,62 $\pm$ 0,18 $N=21$	—	—
Максимальное значение ($l_{\max} + 3\sigma$)				
0,1	0,52 (60%)	0,72 (19%)	—	2,72 (21%)
0,5	0,50 (43%)	—	1,28 (35%)	1,69 (11%) 3,35 (11%)
3	0,60 (48%)	—	1,35 (52%)	—
20	0,50 (84%)	—	1,16 (16%)	—

Для всех образцов минимальный размер гранул (первая выборка) имел значение 0,2 $\pm$ 0,1 мкм и совпадал со средней величиной диаметра зерен исходного мелкодисперсного порошка проводящей фазы, который был общим материалом для всех образцов при максимальной длине порядка 0,6 мкм.

"Длинные" гранулы (до 2—3 мкм) были характерны для низкоомных образцов (третья и четвертая выборки), для высокоомных образцов их длина уменьшалась примерно в два раза. Среди высокоом-

ных образцов различие наблюдалось в большей степени не в численном значении размера гранул, а в преобладании для образцов с $\rho=20$ кОм/ в основном "мелких" частиц, в то время как для образцов с $\rho=3$ кОм/ гранул первой и второй выборки было примерно равное количество, а для $\rho=50$ кОм/ функцию $F(l)$ можно признать одномодалной с высокой степенью вероятности ($P=0,865$).

Эти выводы остаются справедливыми и при анализе $F(S)$, данных в табл. 2. Отличие же следует из того факта, что в каждом образце присутствуют отдельные "сверхбольшие" гранулы, не вошедшие ни в одну из гауссовских выборок и обозначенные в табл. 2 как "единичные"; их площадь была примерно равна суммарной площади всех "мелких" гранул.

Таблица 2

Площадь гранул ($S \pm \sigma$ мкм²) согласно выборкам общего распределения

ρ , кОм/	Номер выборки			
	1	2	3	Единичные
0,1	165±144 N=87 (3,8%)	870±290 N=25 (5,2%)	5400±640 N=28 (50,0%)	31500±66000 N=4 (42,0%)
0,5	108±72 N=69 (3,8%)	1050±300 N=44 (15,0%)	3180±165 N=19 (28,5%)	18540±27000 N=5 (52,9%)
3	180±126 N=40 (18,6 %)	—	2100±231 N=64 (82,0%)	14250±13400 N=2 (13,8%)
20	102±66 N=72 (11,1%)	384± 264 N=67 (39,0%)	—	3720±10000 N=11 (50,0%)

Интересным представляется рассмотрение табл. 3, где даны межгранулярные расстояния ($L \pm \sigma$), определяющие прыжковую проводимость в ТПР [6] и $L_{\max} = L \pm 3\sigma$. Многомодалность общей выборки также имеет место, однако формирование таблицы по абсолютному значению $L_{\max}$ приводит к большему числу колонок (до 6).

Практическая значимость таблицы в части $L_{\max}$ состоит в том, что по ней можно определить максимальную величину межгранулярного расстояния (аналог сопротивления), при которой ток между гранулами перестает протекать. Это значение определялось по образцу с максимальным удельным сопротивлением и составляла $L_{\max} > 1$ мкм (0,98 мкм). Данные табл. 3 также численно подтверждают тот факт, что плотность распределения гранул в низкоомных образцах максимальна, а в высокоомных — минимальна.

Как следует из экспериментальных данных, доля суммарной площади всех гранул в площади фрагментов модели составила 0,29, 0,19, 0,15 и 0,12 соответственно для ρ 0,1, 0,5, 3,0 и 20,0 кОм/. Средняя плотность распределения гранул, проведенная по оценке удельной площади, для низкоомных образцов составила величину 0,20±0,07, а для высокоомных — 0,12±0,03.

Отсюда можно сделать некоторые выводы.

1. Впервые по структурной модели металлических кластеров и кластерной модели электрических связей из экспериментальных данных рассчитано число выборок, каждое из которых подчиняется закону распределения Гаусса.

Таблица 3

Межгранулярное расстояние (мкм)

ρ , кОм/	Номер выборки					
	1	2	3	4	5	6
Средняя величина ($L \pm \sigma$)						
0,1	0,21±0,13 N=80	0,53±0,14 N=64	0,87±0,15 N=32	2,01±0,75 N=46	—	—
0,5	0,20±0,11 N=123	0,50±0,12 N=56	0,92±0,16 N=87	1,46±0,90 N=13	—	—
3	0,23±0,13 N=50	0,67±0,16 N=58	—	1,75±1,01 N=77	—	—
20	0,28±0,23 N=89	—	—	1,94±1,39 N=142	—	—
Максимальная величина ($L_{\max} = L + \sigma$)						
0,1	0,60 (36%)	0,98 (28%)	1,32 (14%)	2,61 (22%)	—	—
0,5	0,53 (44%)	0,84 (20%)	1,38 (31%)	2,06 (5%)	—	—
3	0,62 (27%)	—	1,13 (31%)	—	4,78 (36%)	—
20	—	0,98 (38%)	—	—	—	6,10 (62%)

2. Число выборок коррелирует (через ρ) с величиной концентрации проводящей фазы в исходной резистивной пасте в равной степени для всех исследованных параметров (l , L , S), кроме d .

В то же время выявленные отличия, хотя и являются следствием "разрежения" структуры за счет уменьшения доли проводящей фазы в исходной резистивной пасте, тем не менее не обладают свойствами самоподобия и масштабной инвариантностью на подобии фрактальных структур. Свидетельством этого является впервые выявленный для ТПР многомодалный характер распределения длин проводящих гранул общей выборки экспериментальных данных.

Таким образом, из проведенного анализа численных значений параметров моделей микроструктуры ТПР следует непротиворечивость в целом выявленных изменений формы, геометрии и распределения металлических кластеров от образца к образцу по мере уменьшения доли проводящей фазы в стекле. Размещение проводящих частиц в структуре имеет статистически взаимозависимый (многомодалный) характер.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Sterhova A. V., Ushakov P. A., Zharkov P. N. The procedure determination of parameters of structural and cluster models of thick resistive films // Sci. and Techn. J. TDEE. — 2001. — N. 1. — С. 39—43.
2. Стерхова А. В., Стыров С. В. Геометрическое моделирование микроструктуры ТРП в широком диапазоне удельных сопротивлений // Тез. докл. конф. "Микроэлектроника и информатика-2001". — 2001. — Москва, МИЭТ. — С. 82.
3. Carcia P. F., Ferreti A. and Suna A. J. Particle size effects in thick film resistors // Appl. Phys. — 1982. — Vol. 57. — N 7. — P. 5282—5287.
4. Ito O., Asai T., Ogawa T. et al. Effect of conduction particle size on LaB₆ thick film resistor // Thin Solid Films. — 1991. — Vol. 198. — P. 17—27.
5. Шкловский Б. И. Критическое поведение коэффициента Холла вблизи порога протекания // ЖЭТФ. — 1977. — Т. 72, вып. 1. — С. 288—295.
6. Paszczynski S. On possibilities of synthesis of a useful model of thick film components // Electron. Sci. Technol., Active and Passive Elec. Comp. — 1985. — Vol. 12. — P. 71—89.