



**ТЕХНОЛОГИЯ И
КОНСТРУИРОВАНИЕ В
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЕ**

К статье: «СВЧ-электроника — перспективы
в космической энергетике»



6(72) 2007

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

К.т.н. В. М. Чмиль

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

К.т.н. Н. М. Вакив (г. Львов)

Д.т.н. В. Н. Годованюк (г. Черновцы)

К.т.н. А. А. Дашковский (г. Киев)

Д.т.н. В. П. Малахов (г. Одесса)

Д.ф.-м.н. В. Ф. Мачулин (г. Киев)

В. А. Проценко (г. Киев)

Е. А. Тихонова (г. Одесса)

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Д.т.н. А. А. Ащеулов (г. Черновцы)

Д.т.н. В. В. Баранов (г. Минск)

К.т.н. Э. Н. Глушеченко,
зам. гл. редактора (г. Киев)

Д.т.н. В. В. Данилов (г. Донецк)

Д.т.н. В. Т. Дейнега (г. Одесса)

Д.ф.-м.н. В. А. Дроздов (г. Одесса)

К.т.н. И. Н. Еримичой,

зам. гл. редактора (г. Одесса)

К.т.н. А. А. Ефименко,

ответственный секретарь (г. Одесса)

Л. М. Лейдерман (г. Одесса)

Д.т.н. С. Ю. Лузин (г. С.-Петербург)

К.т.н. И. Л. Михеева (г. Киев)

К.т.н. Ю. Е. Николаенко (г. Киев)

Д.ф.-м.н. В. В. Новиков (г. Одесса)

К.ф.-м.н. А. В. Рыбка (г. Харьков)

К.т.н. В. В. Рюхтин (г. Черновцы)

Д.ф.-м.н. П. В. Серба (г. Таганрог)

Д.х.н. В. Н. Томашик (г. Киев)

Д.ф.-м.н. О. И. Шпотюк (г. Львов)

УЧРЕДИТЕЛИ

Институт физики полупроводников

им. В. Е. Лашкарёва,

Научно-производственное

предприятие «Сатурн»,

Одесский национальный

политехнический университет,

Редакция журнала «ТКЭА»

Электронные средства: исследования, разработки

Прогнозирование напряжения отсечки ионно-имплантированных полевых транзисторов с барьером Шоттки на GaAs. *Горев Н. Б., Коджестирова И. Ф., Привалов Е. Н.*

3

Методы формирования заданных коммутационных состояний сложных многоканальных систем и сетей. *Николаенко В. М., Березовский С. А., Николаенко О. В.*

6

Техника сверхвысоких частот

СВЧ-электроника — перспективы в космической энергетике. *Ванке В. А.*

12

Метод расчета многоканальных лучевых переключателей с согласующим отрезком на входе. *Оборжицкий В. И.*

16

Энергетическая электроника

Управление многофазным импульсным преобразователем постоянного напряжения с гранично-разрывным режимом функционирования. *Гунченко Ю. А.*

20

Магний-воздушный первичный источник тока. *Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д., Барба И. Н., Короленко Л. И.*

26

Сенсозлектроника

Первичные преобразователи давления криогенных жидкостей. *Дружнин А. А., Марьямова И. И., Кутраков А. П., Павловский И. В.*

30

Функциональная микро- и нанoeлектроника

Изменение сопротивления силовых диодов под действием импульсов ударного тока. *Павлюк С. П., Савицкий С. М., Солтис Р. Б., Тищенко И. Ю.*

33

Обеспечение тепловых режимов

Исследование процессов теплообмена в коллекторных термосифонах коммутационных плат высокой степени интеграции. *Николаенко Ю. Е., Цыганский А. А.*

36

Бесконтактный тепловой контроль электронно-вычислительных средств. *Панфилова С. П., Власов А. И., Гриднев В. Н., Червинский А. С.*

42

Технологические процессы и оборудование

Формирование наноструктурированных пленок иридия и поликлас-терного алмаза. *Белянин А. Ф., Паль А. Ф., Самойлович М. И., Суе-тин Н. В., Дзбановский Н. Н., Митин В. С., Пащенко П. В., Тимофеев М. А.*

50

Оптимизация распределения концентрации носителей по толщине эпитаксиальных слоев. *Каримов А. В., Ёдгорова Д. М., Саидова Р. А., Гиясова Ф. А., Хайдаров Ш. А.*

57

Метрология. Стандартизация

Метрологические характеристики яркомера «Тензор-28». *Фодчук И. М., Докторович И. В., Годованюк В. Н., Бутенко В. К., Юрьев В. Г.*

62

Библиография

Новые книги

19, 41

В портфеле редакции

61

Выставки. Конференции

25, 2-я, 4-я стр. обл.

ЗМІСТ

Електронні засоби: дослідження, розробки

Прогнозування напруги відсічки іонно-імплантованих польових транзисторів з бар'єром Шотткі на GaAs. *Горев М. Б., Коджеспірова І. Ф., Привалов Є. М.* (3)

Методи формування заданих комутаційних станів складних багатоканальних систем та мереж. *Ніколаєнко В. М., Березовський С. О., Ніколаєнко О. В.* (6)

Техніка надвисоких частот

НВЧ-електроніка — перспективи у космічній енергетиці. *Ванке В. А.* (12)

Метод розрахунку багатоканальних променевих перемикачів з узгоджувачим відрізком на вході. *Оборжизький В. І.* (16)

Енергетична електроніка

Керування багатозначним імпульсним перетворювачем постійної напруги з гранично-розривним режимом функціонування. *Гунченко Ю. О.* (20)

Магній-повітряне первинне джерело струму. *Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д., Барба І. М., Короленко Л. І.* (26)

Сенсоелектроніка

Первинні перетворювачі тиску криогенних рідин. *Дружинін А. О., Мар'ямова І. Й., Кутраков О. П., Павловський І. В.* (30)

Функціональна мікро- та наноелектроніка

Змінення опору силових діодів під дією імпульсів ударного струму. *Павлюк С. П., Савицький С. М., Солтис Р. Б., Тищенко І. Ю.* (33)

Забезпечення теплових режимів

Дослідження процесів теплообміну в колекторних термосифонах комутаційних плат з високим ступенем інтеграції. *Ніколаєнко Ю. Є., Циганський О. О.* (36)

Безконтактний тепловий контроль електронно-обчислювальних засобів. *Панфілова С. П., Власов А. І., Гриднєв В. М., Червинський А. С.* (42)

Технологічні процеси та обладнання

Формування наноструктурованих плівок ірідія та полікластерного алмазу. *Белянін О. Ф., Паль О. Ф., Самойлович М. І., Суєтін М. В., Дзбановський М. М., Мітін В. С., Пащенко П. В., Тимофєєв М. А.* (50)

Оптимізація розподілення концентрації носіїв по товщині епітаксійних шарів. *Каримов А. В., Йодгорова Д. М., Саїдова Р. А., Гіасова Ф. А., Хайдаров Ш. А.* (57)

Метрологія. Стандартизація

Метрологічні характеристики яскравоміра "Тензор-28". *Фодчук І. М., Докторович І. В., Годованюк В. М., Бутенко В. К., Юр'єв В. Г.* (62)

CONTENT

Electronic means: investigations, development

Prediction of the threshold voltage of GaAs ion-implanted metal-semiconductor field-effect transistors. *Gorev N. B., Kodzhespirova I. F., Privalov E. N.* (3)

The formation methodes for complex polychannel systems and nets setted commutation states. *Nikolayenko V. M., Berezovskiy S. A., Nikolayenko O. V.* (6)

Engineering of superhigh frequencies

Microwave-electronics — of prospect in space power. *Vanke V. A.* (12)

Method for computation of single pole multi-throw switches with a matching transformer on the input. *Oborzhytsky V. I.* (16)

Power electronics

Controlling of the multiphase pulse DC-DC converter with a limited-explosive mode of functioning. *Gunchenko Yu. A.* (20)

Magnum-aerial primary current source. *Korolenko S. D., Makordey F. V., Konovalenko L. D., Barba I. N., Korolenko L. I.* (26)

Sensoelectronics

Pressure transducers for cryogenic liquids. *Druzhinin A. A., Maryamova I. I., Kuttrakov A. P., Pavlovskiy I. V.* (30)

Functional micro- and nanoelectronics

The resistance change of the power diodes under the influence of the surge current impulses. *Pavljuk S. P., Savitskiy S. M., Soltys R. B., Tishchenko I. Yu.* (33)

Ensuring of thermal modes

Examination of processes of heat exchange in collector thermosyphon of switching boards high degrees of integration. *Nikolayenko Yu. E., Tsyganskiy A. A.* (36)

Thermography of electronic devices. *Panfilova S. P., Vlasov A. I., Gridnev V. N., Chervinsky A. S.* (42)

Technological processes and equipment

Formation of nanostructured iridium and polycluster diamond films. *Belyanin A. F., Pal' A. F., Samoylovich M. I., Suetin N. V., Dzbanovskiy N. N., Mitin V. S., Pashchenko P. V., Timofeev M. A.* (50)

Optimization of the concentration's distribution of the carriers on thickness of epitaxial layers. *Karimov A. V., Yodgorova D. M., Giyasova F. A., Saidova R. A., Haydarov Sh. A.* (57)

Metrology. Standartization

Metrological characteristics of the Tensor-28 luminance meter. *Fodchuk I. M., Doktorovych I. V., Godovaniouk V. M., Butenko V. K., Yuriev V. H.* (62)

К. ф.-м. н. Н. Б. ГОРЕВ, к. ф.-м. н. И. Ф. КОДЖЕСПИРОВА,
к. ф.-м. н. Е. Н. ПРИВАЛОВ

Украина, г. Днепропетровск, Институт технической механики
E-mail: gorev57@mail.ru

Дата поступления в редакцию
07.06 2007 г.

Оппонент д. т. н. В. И. ТИМОФЕЕВ
(НТУУ «КПИ», г. Киев)

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ОТСЕЧКИ ИОННО-ИМПЛАНТИРОВАННЫХ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ НА GaAs

Напряжение отсечки ионно-имплантированных полевых транзисторов с барьером Шоттки на GaAs можно прогнозировать до нанесения контактов по вольт-фарадным измерениям.

Ионная имплантация является одной из самых прогрессивных технологий изготовления интегральных схем на основе GaAs. К полевым транзисторам с барьером Шоттки (ПТШ), входящим в состав интегральных схем, предъявляются жесткие требования по однородности параметров, включая напряжение отсечки, в то время как известно, что в ионно-имплантированных ПТШ, изготовленных на одной пластине, может наблюдаться заметный разброс напряжения отсечки, вплоть до смены его знака [1, 2]. Это связывается с вариацией концентрации свободных носителей в имплантированном слое, обусловленной неоднородным распределением атомов хрома в легированных хромом подложках [1, 3] и неоднородным распределением дислокаций в слаболегированных хромом и нелегированных подложках [4, 5].

Прогнозирование (еще до изготовления транзисторов) напряжения отсечки в пластинах GaAs с ионно-имплантированным слоем является целью данной работы.

В состоянии отсечки проводящий канал транзистора практически полностью обеднен свободными носителями. С другой стороны, ранее нами показано [6, 7], что как для эпитаксиальных, так и для ионно-имплантированных тонкопленочных структур GaAs вольт-фарадная характеристика имеет особенности, позволяющие определить напряжение на затворе, при котором достигается это обеднение. Эти особенности обусловлены наличием области встроенного пространственного заряда (перехода «активный слой—подложка») на границе между низкоомным активным слоем и полуизолирующей компенсированной подложкой. А именно, когда область обеднения барьера Шоттки достигает границы области обеднения перехода «активный слой—подложка», на вольт-фарадной характеристике появляется участок резкого падения, обусловленный резким падением концентрации свободных носителей на этой границе.

С дальнейшим же ростом обратного напряжения на барьере Шоттки зондирующий край области обед-

нения барьера Шоттки достигает места, где концентрация свободных носителей начинает выходить на свое значение в глубине полуизолирующей подложки, т. е. величина градиента этой концентрации начинает уменьшаться. Это приводит к тому, что участок резкого падения вольт-фарадной характеристики начинает выполаживаться, причем, как следует из вышесказанного, это выполаживание начинается при практически полном обеднении канала. Это позволяет предположить, что напряжение отсечки можно оценить как напряжение точки перегиба на вольт-фарадной кривой, при переходе через которую эта кривая из выпуклой становится вогнутой — точка *I* на рис. 1. (Здесь площадь барьерного контакта $S=300$ мкм², максимальная концентрация имплантированных доноров $N_p=1,88 \cdot 10^{17}$ см⁻³, средняя проекция пробега ионов $R_p=0,123$ мкм, среднеквадратичное отклонение $\sigma=0,051$ мкм, концентрация мелких доноров в исходной подложке $N_s=10^{15}$ см⁻³, концентрация глубоких центров в подложке $N_t=5 \cdot 10^{15}$ см⁻³, концентрация свободных носителей в глубине подложки $n_{sub}=10^9$ см⁻³, $T=300$ К.)

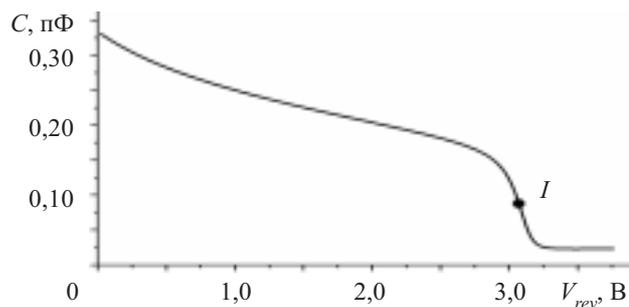


Рис. 1. Рассчитанная зависимость высокочастотной барьерной емкости C ионно-имплантированной структуры от обратного напряжения на барьере V_{rev}

Для проверки этого предположения необходимо рассчитать напряжение отсечки транзистора и сравнить его с напряжением отсечки, найденным из вольт-фарадной характеристики.

Расчет вольт-фарадной характеристики ионно-имплантированной структуры с учетом наличия области встроенного пространственного заряда на границе имплантированного слоя и полуизолирующей подложки выполнен нами в [6]. Поэтому необходима модель ионно-имплантированного ПТШ, позволяющая рассчитать напряжение отсечки.

Имеются аналитические модели ионно-имплантированных ПТШ для транзисторов как с низким, так и с высоким напряжением перекрытия канала [8, с. 316]. Однако эти модели основаны на допущении, что проводящий канал электронейтрален, область обеднения барьера Шоттки полностью обеднена свободными носителями, и граница между каналом и этой областью является резкой (приближение резких границ). Приближение же это справедливо только в том случае, если ширина канала намного больше такого характерного размера как дебаевская длина, и поэтому оно становится заведомо неприменимым вблизи отсечки. Численные же двумерные модели ионно-имплантированных ПТШ имеют довольно большое число входных параметров (точные значения которых часто неизвестны) и требуют довольно значительного объема вычислений. Поэтому ниже мы предлагаем простую квазидвухмерную модель ионно-имплантированного ПТШ, которая не использует приближения резких границ и сводится к двум одномерным задачам, решаемым последовательно.

Рассмотрим ПТШ, полученный имплантацией донорной примеси в полуизолирующую подложку, содержащую мелкие доноры с концентрацией N_s и компенсирующие их глубокие электронные центры захвата акцепторного типа с концентрацией N_t .

Пусть параметр Шокли–Рида этих центров (концентрация свободных носителей в случае, когда уровень Ферми совпадает с энергетическим уровнем глубокого центра) равен n_1 . Направим ось OY системы координат от истока к стоку параллельно поверхности транзистора, ось OX — вглубь подложки, и зафиксируем начало координат на поверхности транзистора на истоковом конце затвора. Пусть профиль концентрации имплантированной донорной примеси имеет гауссов вид:

$$N_d(x) = N_p \exp\left\{-\left[\frac{(x - R_p)}{\sigma\sqrt{2}}\right]^2\right\},$$

где N_p — максимальная концентрация имплантированных доноров;
 R_p — средняя проекция пробега ионов;
 σ — среднеквадратичное отклонение.

Сделаем следующие предположения, являющиеся общепринятыми при рассмотрении структур ПТШ:

— продольное электрическое поле E_y существует только в проводящем канале и не зависит от поперечной координаты x ;

— поперечной компонентой и диффузионной составляющей продольной компоненты плотности тока можно пренебречь.

В этих предположениях ток исток–сток I_{ds} имеет вид

$$I_{ds} = qWv(E_y) \int_0^{d(y)} n(x, y) dx, \quad (1)$$

где q — заряд электрона;
 W — ширина транзистора;
 v — дрейфовая скорость носителей;
 d — расстояние от плоскости затвора до границы «активный слой—подложка», т. е. до границы между областями обеднения и накопления перехода «активный слой—подложка»;
 n — концентрация свободных носителей.

Напряжение отсечки транзистора V_{th} определяется как напряжение исток–затвор, при котором ток насыщения I_{sat} достигает некоторой заданной малой величины (обычно 10 или 5 мкА). Поэтому для определения напряжения отсечки надо найти зависимость тока насыщения I_{sat} от напряжения исток–затвор V_G .

Для арсенида галлия на зависимости дрейфовой скорости носителей от электрического поля имеется падающий участок, т. е. участок отрицательной дифференциальной проводимости (ОДП), который во многом определяет свойства этого материала и приборов на его основе. В частности, в случае арсенидгаллиевых ПТШ наличие этого участка приводит к тому, что когда продольное электрическое поле на стоковом конце затвора достигает порогового поля E_t появления ОДП, там начинает формироваться статический домен сильного электрического поля, который ответственен за насыщение тока исток–сток [9, с. 72].

В дальнейшем будем предполагать, что ток исток–сток насыщается уже в момент достижения продольным электрическим полем на стоковом конце затвора значения E_t . Это предположение позволяет найти ток насыщения оставаясь в области продольных электрических полей $E_y \leq E_t$, в которой зависимость дрейфовой скорости от электрического поля может быть представлена как $v(E_y) = \mu E_y$, где μ — низковолевая подвижность.

Из (1) вытекает следующее выражение для продольного электрического поля в точке y :

$$E_y(y) = \frac{E_y(0)G(0)}{G(y)}, \quad (2)$$

где введено обозначение $G(y) = \int_0^{d(y)} n(x, y) dy$.

Ниже будет показано, что если продольное электрическое поле под затвором меньше порогового поля появления ОДП (т. е. $E_y < E_t$ при $y < l$, где l — длина затвора), то распределение концентрации свободных носителей в поперечном сечении $y = \text{const}$ определяется только эффективным напряжением V_{Gef} на затворе в этом сечении:

$$V_{Gef}(y) = V_G + \int_0^y E_y(y') dy' \quad (3)$$

(здесь и далее под V_G и V_{Gef} понимается их абсолютная величина).

Заметим, что в выражении (3) мы пренебрегли падением напряжения на сопротивлении исток–затвор. Это вполне допустимо, поскольку рассматривается состояние вблизи отсечки, в котором практически все приложенное напряжение исток–сток падает под затвором.

В силу вышесказанного функция G зависит от y как сложная функция $G(y) = G[V_{Gef}(y)]$. Будем считать, что зависимость $G(V_{Gef})$ известна (мы определим ее позже). Тогда, проинтегрировав (3) по y , с учетом (2) получим следующее дифференциальное уравнение для V_{Gef} :

$$\frac{dV_{Gef}}{dy} = \frac{E_y(0)G(V_G)}{G(V_{Gef})} \quad (4)$$

Численное решение этого уравнения с начальным условием $V_{Gef}(0)=V_G$ дает $V_{Gef}(l)$, а следовательно, и продольное электрическое поле на стоковом конце затвора:

$$E_y(l) = \frac{E_y(0)G(V_G)}{G[V_{Gef}(l)]} \quad (5)$$

Ток насыщения транзистора I_{sat} находится как

$$I_{sat} = qW\mu E_{y0}G(V_G) \quad (6)$$

где E_{y0} — значение продольного электрического поля $E_y(0)$ на истоковом конце затвора, при котором $E_y(l)=E_r$.

Найдем теперь функцию $G(V_{Gef})$. Поскольку для напряжений исток-сток, для которых при $y<l$ продольное электрическое поле $E_y(y)<E_r$, статического домена сильного электрического поля под затвором еще нет, то для этих напряжений выполняется условие $dE_y/dy \ll \partial E_x/\partial x$, в силу чего уравнение Пуассона принимает вид

$$\frac{\partial E(x, y)}{\partial x} = \frac{q}{\epsilon\epsilon_0} \left[n(x, y) + N_t \frac{n(x, y)}{n(x, y) + n_1} - N_d(x) - N_s \right] \quad (7)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника;

ϵ_0 — диэлектрическая постоянная.

В предположении отсутствия поперечного тока, для свободных носителей в поперечном направлении имеет место распределение Больцмана, дифференциальная форма которого дается выражением

$$\frac{\partial n(x, y)}{\partial x} = \frac{q}{kT} n(x, y) E_x(x, y) \quad (8)$$

где k — постоянная Больцмана;

T — абсолютная температура.

В рамках диодной теории барьера Шоттки граничное условие на границе «металл—полупроводник» имеет вид

$$V_{Gef}(y) = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_c}{n(0, y)} - \Phi_b/q, \quad (9)$$

где N_c — эффективная плотность состояний в зоне проводимости полупроводника;

Φ_b — высота барьера Шоттки.

Еще одно граничное условие имеет место в глубине подложки:

$$E_x(x, y) \rightarrow 0 \Leftrightarrow n(x, y) \rightarrow n_{sub}, \quad (10)$$

где n_{sub} — концентрация свободных носителей в глубине подложки, связанная с N_p, N_s, n_1 условием электронейтральности $n_{sub} + N_t n_{sub} / (n_{sub} + n_1) = N_s$.

Из уравнений (7), (8) и граничных условий к ним (9), (10) видно, что распределение концентрации свободных носителей в поперечном направлении действительно зависит от y только через посредство величины V_{Gef} . Искомая функция $G(V_{Gef})$ получается в

результате численного решения этих уравнений с указанными граничными условиями.

Итак, предложенная модель транзистора состоит из двух одномерных задач, решаемых последовательно: вначале строится функция $G(V_{Gef})$, а потом с использованием этой функции находится зависимость тока насыщения I_{sat} от напряжения исток-затвор V_G , позволяющая найти напряжение отсечки V_{th} .

На рис. 2 приведены зависимости напряжения отсечки V_{th} (рассчитанного по приведенной выше модели ПТШ и найденного по рассчитанной вольт-фарадной характеристике) от максимальной концентрации N_p легирующей примеси в канале транзистора. (Здесь $W=300$ мкм, $l=1$ мкм, $\Phi_b=0,8$ эВ, $\mu=3000$ см²/(В·с), $E_r=3$ кВ/см, $R_p=0,123$ мкм, $\sigma=0,051$ мкм, $N_s=10^{15}$ см⁻³, $N_t=10^{16}$ см⁻³, $n_{sub}=10^9$ см⁻³, $T=300$ К.)

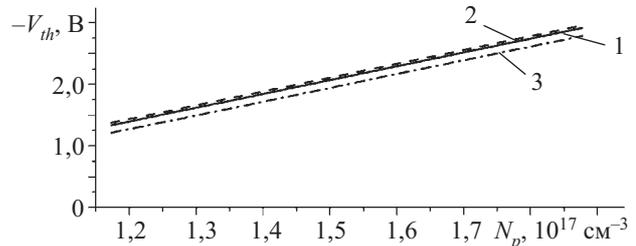


Рис. 2. Напряжение отсечки V_{th} ионно-имплантированного ПТШ, рассчитанное по модели ПТШ (1 — $I_{sat}=10$ мкА; 2 — $I_{sat}=5$ мкА) и предсказанное по рассчитанной вольт-фарадной характеристике (3)

Как видно из графиков, напряжение отсечки действительно можно прогнозировать по вольт-фарадной характеристике с хорошей точностью.

В зависимости от технологии изготовления ионно-имплантированных ПТШ, предложенный метод может быть использован для прогнозирования напряжения отсечки с помощью вольт-фарадных измерений до нанесения контактов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Наниси Я., Исиды С., Миядзава С., Исии Я. Оценка свойств полуизолирующего GaAs для изготовления интегральных схем // Кэнкю дзисьюка хококу. — 1984. — Т. 33, № 4. — С. 675—693.
2. Миядзава С. Характеристики полуизолирующих кристаллов GaAs // Нихон кэссэ гакайси. — 1986. — Т. 28, № 2. — С. 92—102.
3. Martin G. M., Berth M., Venger C. Role of substrate in electrical properties of GaAs implanted layers // Electronics Letters. — 1980. — Vol. 16, N 8. — P. 278—279.
4. Nanishi Y., Ishida S., Miyazawa S. Correlation between dislocation distribution and FET performances observed in low Cr doped LEC GaAs // Japanese Journal of Applied Physics. — 1983. — Vol. 22, N 1. — P. L54—L56.
5. Miyazawa S., Nanishi Y. Characterization of semi-insulating GaAs substrates for GaAs ICs // Japanese Journal of Applied Physics. — 1983. — Vol. 22, Suppl. 22-1. — P. 419—425.
6. Gorev N. B., Kodzheshirova I. F., Privalov E. N. et al. Photocapacitance of GaAs thin-film structures fabricated on a semi-insulating compensated substrate // International Journal of High Speed Electronics and Systems. — 2004. — Vol. 14, N 3. — P. 775—784.
7. Gorev N. B., Kodzheshirova I. F., Privalov E. N. et al. Photocapacitance of GaAs thin-film epitaxial structures // Solid-State Electronics. — 2005. — Vol. 49, N 3. — P. 343—349.
8. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия. — М.: Мир, 1991.
9. Костылев С. А., Прохоров Е. Ф., Уколов А. Т. Явления токопереноса в тонкопленочных арсенидгаллиевых структурах. — Киев: Наукова думка, 1990.

Д. т. н. В. М. НИКОЛАЕНКО, С. А. БЕРЕЗОВСКИЙ,
к. т. н. О. В. НИКОЛАЕНКО

Украина, Одесский нац. политехнический университет
E-mail: bsa@int.ospu.odessa.ua, nikolvm@rambler.ru

Дата поступления в редакцию
07.05—20.11 2007 г.

Оппоненты д. т. н. Э. А. СУКАЧЕВ
(ОНАС им. А. С. Попова, г. Одесса),
к. т. н. А. А. ЧАПЛЫГИН (СКБ АФУ, г. Воронеж)

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЗАДАННЫХ КОММУТАЦИОННЫХ СОСТОЯНИЙ СЛОЖНЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Для решения задач формирования заданных коммутационных состояний сложных многоканальных систем и сетей на базе коммутирующих модулей предложены методы прямой, обратной и гибридных подстановок.

Одной из актуальных задач проектирования во многих технических отраслях является разработка эффективного коммутационного обеспечения сложных многоканальных систем и сетей (МКС) в различных режимах их функционирования [1, 2]. Эта задача относится прежде всего к переключению сложных компьютерных систем и сетей, к управлению системами мониторинга и охранными сетями, к коммутации канального телевидения, радиовещания, телефонии и сетей Интернета, к поддержанию требуемого состояния сетей оптоэлектронной связи и др. [3].

Существующие методы проектирования соответствующих средств коммутации для перечисленных МКС имеют ряд известных недостатков [4], снижающих эффективность функционирования многоканальных сетей. Решение задач коммутации МКС для ряда наборов соединений их каналов на основе ограниченного числа переключающих устройств известных типов требует дальнейшего развития, и потому любой подход, позволяющий повысить эффективность обеспечения заданных коммутационных состояний МКС, представляет определенный теоретический и практический интерес.

Одному из таких подходов посвящена настоящая работа. Основные положения предлагаемого подхода рассматриваются ниже.

Итак, пусть для заданной МКС, содержащей M каналов y_k ($k = \overline{1, M}$), необходимо обеспечить их переключение в N состояний S_i ($i = \overline{1, N}$) на базе некоторого коммутирующего модуля (КМ). В свою очередь КМ характеризуется n коммутирующими переменными x_r ($r = \overline{1, n}$) и m коммутируемыми полюсами (переменными) z_l ($l = \overline{1, m}$). При этом для КМ также существует определенное число Q коммутационных состояний (КС) V_j ($j = \overline{1, Q}$) по множеству переменных z .

Тогда решение задачи по переключению рассматриваемой МКС может быть сведено к определению

некоторого числа КМ, которые на основе ряда состояний V под управлением n коммутирующих переменных x посредством переменных z обеспечивают коммутацию каналов y для заданных состояний S .

Решение поставленной задачи может быть получено на основе различных КМ. В частности, в качестве практического применения предложены технические решения на основе новых КМ [5, 6]. Вопросы же их проектирования выходят за рамки данного рассмотрения.

Одним из простых вариантов представления информации о заданном i -м КС (S_i) может служить **табл. 1**.

Таблица 1

y	y_1	y_2	...	y_M
y_1	1	0	...	0
y_2	0	1	...	1
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
y_M	1	0	...	1

В силу наличия симметрии табл. 1 можно упростить (**табл. 2**).

Таблица 2

y	y_1	y_2	...	y_M
y_1	0	0	...	0
y_2	0	0	...	1
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
y_M	0	0	...	0

На основе табл. 1 и 2 удобно ввести следующие обозначения, которые при наличии соединения между p -м и q -м каналами представимы в виде

$$y_p y_q = 1, \quad (1)$$

а при его отсутствии записываются следующим образом:

$$y_p y_q = 0. \quad (2)$$

Тогда с учетом обозначений (1) и (2) i -е КС (S_i) представимо в форме

$$S_i = g_1(i) + g_2(i) + \dots + g_{ai}(i) = a_i, \quad (3)$$

где $g_k(i)$ — k -е соединение каналов $y_p y_q$ (1) в i -м КС МКС.

Опираясь на введенные представления (табл. 1, 2, выражения (1)—(3)), в целом задание на коммута-

цию МКС можно представить в форме табл. 3, где в строке g представлены все используемые в КС сочетания соединений каналов МКС типа

$$g_1=y_1y_2, g_2=y_1y_3, \dots, g_A=y_{M-1}y_M, \quad (4)$$

исключая $y_k y_k$ ($k = 1, M$).

Таблица 3

S	g			
	g ₁	g ₂	...	g _A
S ₁	1	0	...	0
S ₂	1	0	...	1
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
S _N	0	1	...	0

Эту же информацию (табл. 3) легко представить в форме выражений (3):

$$S_i = \sum_{k=1}^{a_i} g_k(i) = a_i, \quad i = \overline{1, N}. \quad (5)$$

В частности, простое включение МКС, в силу соотношений (5), описывается следующим образом:

$$S_i = \sum_{k=1}^{a_i} g_k(i) = a_i, \quad i = 1, 2, \quad (6)$$

где $a_1=0, S_1=0$.

В свою очередь, для КМ также можно сформировать табл. 4 и 5, аналогичные вышерассмотренным.

Таблица 4

z	z ₁	z ₂	...	z _m
z ₁	0	1	...	0
z ₂	0	0	...	1
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
z _m	0	0	...	0

Таблица 5

V	w			
	w ₁	w ₂	...	w _B
V ₁	1	0	...	1
V ₂	1	1	...	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
V _Q	0	1	...	1

Описание КС КМ по аналогии с выражением (5) имеет вид

$$V_j = \sum_{z=1}^{b_j} w_r(j) = b_j, \quad j = \overline{1, Q}, \quad (7)$$

где $w_r(j)$ — r -е соединение переменных $z_l z_n$ (1) в j -м КС.

Для КМ дополнительно необходимо описать состояние управляющих переменных x_r ($r = \overline{1, n}$) (управляющее состояние (УС) X_j) для каждого КС V_j коммутируемых переменных z_l ($l = \overline{1, m}$) (табл. 5). Для этого удобно воспользоваться табл. 6.

Таблица 6

x ₁	0	0	...	1	1
x ₂	1	1	...	0	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
x _n	0	1	...	0	1
V	V ₁	V ₂	...	V _{Q-1}	V _Q

В табл. 6 приняты обозначения 1 (имеется управляющий сигнал) и 0 (этот сигнал отсутствует), что представимо для k -й управляющей переменной в следующей форме:

$$x_k=1 \text{ или } \overline{x_k}=0, \quad k = \overline{1, n}. \quad (8)$$

Тогда описание j -го УС (X_j) для j -го КС (V_j) имеет вид

$$X_j = \overline{x_1} x_2 \overline{x_3} \dots \overline{x_n}. \quad (9)$$

Учитывая соотношения (8) и (9), а также известные тождества булевой алгебры, для представления (7) получаем:

$$V_j = b_j X_j = b_j (\overline{x_1} x_2 \overline{x_3} \dots \overline{x_n}), \quad j = \overline{1, Q}. \quad (10)$$

Действительно, в соответствии с табл. 6 и выражениями (8), (9), для V_j имеем:

$$X_j = \overline{x_1} x_2 \overline{x_3} \dots \overline{x_n} = 1. \quad (11)$$

Здесь следует отметить, что как для КС МКС (S_i), так и для КС КМ (V_j), имеет место простая и/или сложная коммутация. Для первого типа коммутации характерно отсутствие повторения индексов в описании $g_k(i)$ (5) и $w_r(j)$ (7), т. е. каждый канал МКС и каждый полюс КМ имеют лишь одно соединение. Сложная коммутация допускает повторение указанных индексов, что свидетельствует о наличии нескольких соединений для отдельных каналов МКС и полюсов КМ. Отмеченные особенности налагают дополнительные требования на процесс формирования заданных КС сложных МКС, что обуславливает разработку отдельных методов решения поставленной задачи.

Итак, для формирования заданных КС сложных МКС предлагается ввести первую процедуру, которую назовем МПП (метод прямой подстановки). Суть этого метода заключается в следующем.

Пусть для МКС с M каналами y_k ($k = \overline{1, M}$) требуется сформировать N КС S_i ($i = \overline{1, N}$) на основе КМ с n коммутирующими переменными x_r ($r = \overline{1, n}$), m коммутируемыми полюсами z_l ($l = \overline{1, m}$) и Q КС V_j ($j = \overline{1, Q}$). Во введенных выше описаниях (5) и (7) представление этой задачи имеет вид ($Q \geq N, m \geq M$)

$$\sum_{k=1}^{a_i} g_k(i) = a_i, \quad i = \overline{1, N}; \quad \sum_{z=1}^{b_j} w_r(j) = b_j, \quad j = \overline{1, Q}, \quad (12)$$

где $g_1(i)=y_1y_2, g_2(i)=y_1y_3, \dots, g_{m-1}(i)=y_1y_m;$
 $g_m(i)=y_2y_3, g_{m+1}(i)=y_2y_n, \dots, g_{2m-3}(i)=y_2y_m;$

$$g_c(i)=y_{m-1}y_m. \quad (13)$$

Для $w_r(j)$ справедливы соотношения, аналогичные равенствам для $g_k(i)$ (12). Очевидно, что при $m > M$ отдельные значения $g_k(i)$ (13) равны нулю по определению ($g_M(i) = y_1 y_{M+1} = 0$ и т. п.).

В МПП предусматривается определение всех возможных вариантов решения сформулированной выше задачи. Для этого на каждом шаге идентификации соединений между каналами y_k ($k = 1, M$) МКС и полюсами z_l ($l = 1, m$) КМ производится задание этих соединений (на основе некоторого алгоритма перебора или случайным образом) в следующем виде:

$$y_1 = z_\alpha; y_2 = z_\beta; \dots; y_m = z_\omega. \quad (14)$$

Далее КС МКС S_i ($i = 1, N$) (12), (13) переписываются с учетом выбранных соединений (14) в форме

$$\sum_{k=1}^{a_i} w_k(i) = a_i, \quad i = \overline{1, N}, \quad (15)$$

и рассматривается отдельно для каждого S_i ($i = \overline{1, N}$) выполнение следующих равенств:

$$\begin{aligned} V_j - S_1 &= b_j - a_1, \quad j = \overline{1, Q}; \\ V_j - S_2 &= b_j - a_2, \quad j = \overline{1, Q}; \\ &\dots \\ V_j - S_N &= b_j - a_N, \quad j = \overline{1, Q}. \end{aligned} \quad (16)$$

Наличие несовпадающих значений j для каждого КС S_i ($i = 1, N$) свидетельствует о правильности выбранных соединений (14). Нарушение этого требования определяет ошибочность соотношений (14). При этом каждому значению j (V_j), входящему в полученное решение, соответствует описание управляющих переменных x_r ($r = \overline{1, n}$) (9) — X_j .

В отдельных случаях для решения поставленной задачи можно использовать таблицы индексов КС (S_i — табл. 7 и V_j — табл. 8).

Простое отыскание строк в табл. 8, перекрывающих строки из табл. 7, при отсутствии их наложения

Таблица 7

S	g			
	g ₁	g ₂	...	g _A
S ₁	α ₁	α ₂	...	α _A
S ₂	β ₁	β ₂	...	β _A
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
S _N	γ ₁	γ ₂	...	γ _A

Таблица 8

V	w			
	w ₁	w ₂	...	w _B
V ₁	ε ₁	ε ₂	...	ε _B
V ₂	δ ₁	ε ₂	...	ε _B
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
V _Q	v ₁	v ₂	...	v _B

для различных S_i ($i = \overline{1, N}$) также доказывает правильность выбранных соединений (14).

Для иллюстрации предложенного МПП рассмотрим следующий простой пример. Для некоторой МКС, имеющей 4 канала y_k ($k = 1, 4$), на основании заданных таблиц типа табл. 1—3 построены КС (5) S_i ($i = 1, 2$):

$$S_1 = y_1 y_3 + y_2 y_4 = 2; \quad S_2 = y_1 y_2 + y_3 y_4 = 2. \quad (17)$$

При этом имеется КМ с 6 полюсами z_l ($l = \overline{1, 6}$) и 10 управляющими переменными x_r ($r = \overline{1, 10}$). Для обеспечения КС (17) у КМ можно использовать следующие КС (V_j) (7):

$$\begin{aligned} V_1 &= z_1 z_4 + z_2 z_3 + z_2 z_5 = 3; \\ V_2 &= z_1 z_5 + z_2 z_4 + z_3 z_6 = 3; \\ V_3 &= z_1 z_3 + z_2 z_4 + z_5 z_6 = 3. \end{aligned} \quad (18)$$

С учетом представления (13) описания КС (18) приобретут вид

$$\begin{aligned} V_1 &= w_3(1) + w_6(1) + w_8(1) = 3; \\ V_2 &= w_4(2) + w_7(2) + w_{12}(2) = 3; \\ V_3 &= w_2(3) + w_7(3) + w_{15}(3) = 3. \end{aligned} \quad (19)$$

Каждому КС (18), (19) соответствует описание управляющих переменных (9):

$$X_1 = x_1 x_2 \dots x_{10}; \quad X_2 = x_1 x_2 \dots x_{10}; \quad X_3 = x_1 x_2 \dots x_{10}. \quad (20)$$

Далее задаются соединения (14) —

$$y_1 = z_1; \quad y_2 = z_2; \quad y_3 = z_3; \quad y_4 = z_4 \quad (21)$$

и записываются выражения (15), (17):

$$S_1 = w_2(1) + w_7(1) = 2; \quad S_2 = w_1(2) + w_{10}(2) = 2. \quad (22)$$

Проверка условий (16) на основе выражений (22) и (19) дает следующие соотношения:

$$\begin{aligned} V_1 - S_1 &= 3; \quad V_2 - S_1 = 2; \quad V_3 - S_1 = 1; \\ V_1 - S_2 &= 3; \quad V_2 - S_2 = 3; \quad V_3 - S_2 = 3. \end{aligned} \quad (23)$$

В наборе $V_j - S_1$ ($j = \overline{1, 3}$) имеется решение ($V_3 - S_1 = 1$), однако во втором наборе $V_j - S_2$ ($j = \overline{1, 3}$) такого решения нет, что свидетельствует о неудачном выборе соединений (21).

Такое же заключение можно сделать и относительно, например, следующих соединений:

$$\begin{aligned} y_1 = z_1, y_1 = z_3, y_3 = z_4, y_4 = z_5; \\ y_1 = z_3, y_2 = z_4, y_3 = z_5, y_4 = z_6; \\ y_1 = z_6, y_2 = z_5, y_3 = z_4, y_4 = z_3 \text{ и др.} \end{aligned}$$

Удачным является соотношение

$$y_1 = z_1, y_2 = z_4, y_3 = z_5, y_4 = z_2, \quad (24)$$

которое определяет КС вида (22):

$$S_1 = w_4(1) + w_7(1) = 2; \quad S_2 = w_3(2) + w_8(2) = 2. \quad (25)$$

При этом проверка требований (16), (23) имеет вид

$$\begin{aligned} V_1 - S_1 &= 3; \quad V_2 - S_1 = 1; \quad V_3 - S_1 = 2; \\ V_1 - S_2 &= 1; \quad V_2 - S_2 = 3; \quad V_3 - S_2 = 3. \end{aligned} \quad (26)$$

Второе соотношение ($V_2 - S_1 = 1$) из первого набора $V_j - S_1$ ($j = \overline{1, 3}$) и первое равенство ($V_1 - S_2 = 1$) из второго набора $V_j - S_2$ ($j = \overline{1, 3}$) удовлетворяют тре-

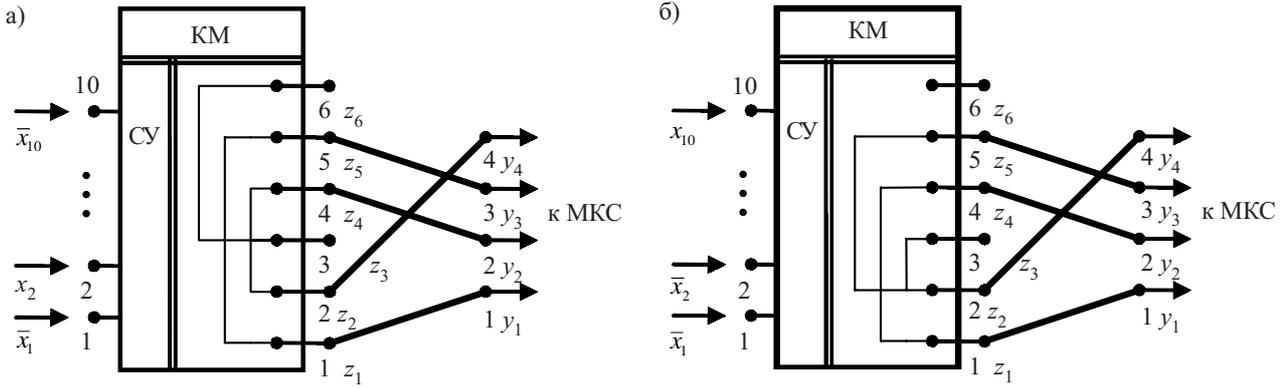


Рис. 1. Реализация КС S_1 (а) и S_2 (б) на основе МПП (V_2, V_1)

Таблица 9

S	g	
	g1	g2
S_1	2	7
S_2	1	10

Таблица 11

S	g	
	g1	g2
S_1	4	7
S_2	3	8

Таблица 10

V	w		
	w1	w2	w3
V_1	3	6	8
V_2	4	7	12
V_3	2	7	15

Таблица 12

V	w		
	w1	w2	w3
V_1	3	6	8
V_2	4	7	12
V_3	2	7	15

бованиям (16), и, следовательно, соединения (24) являются решением рассматриваемой задачи.

На рис. 1, а показана реализация S_1 (17), на рис. 1, б — реализация S_2 (17) посредством КС КМ соответственно V_2 и V_1 . На схему управления (СУ) КМ при этом подаются управляющие переменные X_2 и X_1 соответственно (20). В первом случае (рис. 1, а) имеет место простое соединение, а во втором (рис. 1, б) имеется двойное подключение для z_2 .

Применение таблиц индексов (табл. 7 и 8) дает достаточно наглядное представление о наличии и отсутствии решения. Для варианта соединений (21) таблицы индексов имеют вид табл. 9 и 10. Из этих таблиц наглядно следуют ранее приведенные выводы (23) об отсутствии решения.

Для правильных соединений (24) имеют место табл. 11 и 12, которые убедительно иллюстрируют наличие решения задачи.

В качестве второй процедуры, позволяющей решать рассматриваемую задачу формирования КС для МКС на основе КМ, предлагается метод обратной подстановки (МОП), суть которого заключается в следующем.

В МОП сохраняется этап построения описаний (12) и (13), как и в МПП, а этап задания соединений (14) исключен. На следующем этапе в каждом наборе (16) ($V_j - S_1, j = 1, Q, \dots, V_j - S_N, j = 1, Q$) выбирается одно выражение с несовпадающими значениями j :

$$V_\alpha - S_1 = b_\alpha - a_1; V_\beta - S_2 = b_\beta - a_2, \dots, V_\omega - S_N = b_\omega - a_N. \quad (27)$$

Из выражений (27) на основе выполнения требований (16) формируются КС МКС S_i^* ($i = \overline{1, N}$) в виде (15):

$$S_i^* = \sum_{k=\alpha_i}^{a_i^*} w_k^*(i) = a_i, \quad i = \overline{1, N}, \quad (a_i^* = \alpha_i + a_i), \quad (28)$$

которые далее приравняются к исходным представлениям S_i ($i = \overline{1, N}$) (12):

$$S_i^* = S_i = \sum_{k=i}^{a_i} w_k^*(i) = \sum_{k=1}^{a_i} g_k(i), \quad i = \overline{1, N}. \quad (29)$$

Из равенств (29) легко получить следующие соотношения:

$$w_k^*(i) = g_k(i), \quad k = \overline{1, a_i}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (30)$$

которые, в свою очередь, позволяют определить искомые соединения в виде

$$z_\alpha z_\beta = y_\gamma y_\delta, z_\epsilon z_\mu = y_\nu y_\rho, \dots, z_\tau z_\eta = y_\xi y_\psi, \quad (31)$$

или

$$y_\gamma = z_\alpha, y_\delta = z_\beta, y_\nu = z_\epsilon, y_\rho = z_\mu, \dots, y_\xi = z_\tau, y_\psi = y_\eta. \quad (32)$$

Полученные соединения должны быть согласованы для всех S_i ($i = \overline{1, N}$), что в большинстве случаев требует применения сложной коммутации. Как и в предыдущем методе, здесь достаточно эффектив-

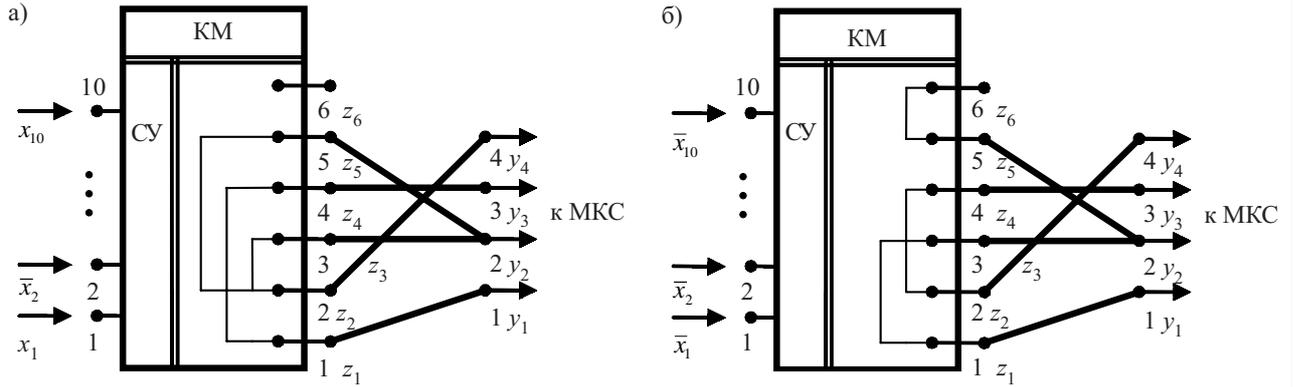


Рис. 2. Реализация КС S_1 (а) и S_2 (б) на основе МОП (V_1, V_3)

ным может быть использование таблиц индексов (табл. 7 и 8) в обратном порядке.

Выберем в качестве иллюстрации применения предложенного МОП предыдущий пример. Тогда, используя условия задачи и данные представления (17)—(20), остановимся на следующих условиях типа (27):

$$V_1 - S_1 = w_3(1) + w_6(1) + w_8(1) - w_3^*(1) - w_8^*(1) = 1; \quad (33)$$

$$V_3 - S_2 = w_2(3) + w_7(3) + w_{15}(3) - w_2^*(2) - w_7^*(2) = 1,$$

откуда получаем равенства вида (29):

$$g_2(1) + g_7(1) = w_3^*(1) + w_8^*(1); \quad (34)$$

$$g_1(2) + g_{10}(2) = w_2^*(2) + w_7^*(2).$$

Выражение (34) можно представить в форме (30):

$$w_3^*(1) = g_2(1); \quad w_8^*(1) = g_7(1); \quad (35)$$

$$w_2^*(2) = g_1(2); \quad w_7^*(2) = g_{10}(2).$$

Соотношения (35) в силу обозначений (13) принимают вид (31):

$$z_1 z_4 = y_1 y_3; \quad z_2 z_5 = y_2 y_4; \quad z_1 z_3 = y_1 y_2; \quad z_2 z_4 = y_3 y_4. \quad (36)$$

Окончательно искомые соединения (32) определяются на основе равенства (36):

$$y_1 = z_1; \quad y_2 = z_3 \quad (y_2 = z_5); \quad y_3 = z_4; \quad y_4 = z_2. \quad (37)$$

На рис. 2, а приведена реализация КС S_1 посредством КС КМ V_1 , а на рис. 2, б — реализация S_2 на основе V_3 . При этом на СУ КМ подаются соответственно X_1 и X_3 (20). И в первом, и во втором случае имеет место сложная коммутация ($y_2 z_3, y_2 z_5, z_2 z_3, z_2 z_5$) и ($y_2 z_3, y_2 z_5$). Для наглядности решения можно было использовать таблицы индексов (табл. 7 и 8).

Третья процедура, которая предлагается для решения задачи формирования заданных КС для сложных МКС, включает как прямую, так и обратную подстановку, является комбинированной процедурой и называется методом гибридных подстановок (МГП). В этом методе на первом этапе формируются описания (12), (13) в соответствии с условиями задачи. Далее задаются отдельными соединениями (14), а часть переменных y остаются неизвестными:

$$y_1 = z_\alpha, \quad y_2 = z_\beta, \dots, \quad y_d = z_\lambda, \quad y_{d+1} = \chi_1, \quad (38)$$

$$y_{d+2} = \chi_2, \quad \dots, \quad y_M = \chi_{M-d-1}.$$

Тогда для КС МКС S_i ($i = \overline{1, N}$) можно записать:

$$S_i = S_{i1} + S_{i2}, \quad S_{i1} = \sum_{k=\alpha_i}^{a_i \alpha} w_k(i);$$

$$S_{i2} = \sum_{k=\beta_i}^{a_i \beta} w_k^*(i), \quad i = \overline{1, N}, \quad (39)$$

где $w_k^*(i)$ содержит неизвестные соединения на основе χ_v ($v = \overline{1, M-d-1}$).

На следующем этапе для каждого S_i ($i = \overline{1, N}$) из набора (16) выбираются неповторяющиеся требования вида (27), (16)

$$V_\alpha - S_{i1} - S_{i2} = b_\alpha - a_1;$$

$$V_\beta - S_{i2} - S_{i2} = b_\beta - a_{21}; \dots; \quad V_\omega - S_{i1} - S_{i2} = b_\omega - a_N, \quad (40)$$

на основе которых определяются

$$S_{i2} = \sum_{k=\beta_i}^{a_i \beta} w_k^*(i), \quad (a_{i\beta} = \alpha_i + a_i), \quad i = \overline{1, N}. \quad (41)$$

Далее применяются выражения (30), приводящие к соотношениям вида

$$z_\phi z_\omega = \chi_\gamma \chi_\delta, \quad z_\epsilon z_\mu = \chi_\nu \chi_\rho, \dots, \quad z_\tau z_\eta = \chi_\xi \chi_\psi, \quad (42)$$

посредством которых можно определить согласованные между S_i ($i = \overline{1, N}$) соединения (32):

$$\chi_\gamma = z_\phi, \quad \chi_\delta = z_\omega, \quad \chi_\nu = z_\epsilon, \quad \chi_\rho = z_\mu, \dots, \quad \chi_\xi = z_\tau, \quad \chi_\psi = z_\eta. \quad (43)$$

Окончательное решение (искомые соединения) формируются на базе выражений (38) и (43) в форме следующих равенств:

$$y_1 = z_\alpha, \quad y_2 = z_\beta, \dots, \quad y_d = z_\lambda, \quad y_{d+1} = z_\omega, \dots, \quad y_M = z_\eta. \quad (44)$$

Здесь, как и для предыдущих методов, в ряде случаев полезным следует считать применение таблиц индексов (табл. 7 и 8).

Примером, иллюстрирующим суть предлагаемого МГП, также может служить МКС и задача формирования ее КС с условиями (17)—(20).

Итак, примем следующие обозначения (38):

$$y_1 = z_3, \quad y_3 = \chi_1, \quad y_3 = z_6, \quad y_4 = \chi_2. \quad (45)$$

Далее, в силу формул (39), имеем:

$$S_1 = S_{11} + S_{12}, \quad S_{11} = w_{12}(1), \quad S_{12} = w_1^*(1);$$

$$S_2 = S_{21} + S_{22}, \quad S_{21} = w_1^*(2), \quad S_{22} = w_2^*(2), \quad (46)$$

где $w_k(1)=z_3z_6$, $w_1^*(1)=\chi_1\chi_2$, $w_1^*(2)=z_3\chi_1$,

$w_2^*(2)=z_6\chi_6$.

Формулируем запись требований типа (40) —

$$V_2 - S_1 = w_4(2) + w_7(2) + w_{12}(2) - w_{12}(1) - w_1^*(1) = 1; \quad (47)$$

$$V_3 - S_2 = w_2(3) + w_7(3) + w_{15}(3) - w_1^*(2) - w_2^*(2) = 1,$$

из которых получаем соотношение вида (41):

$$w_4(2) = w_1^*(1); w_2(3) = w_1^*(2); w_{15}(3) = w_2^*(2). \quad (48)$$

Соотношения (46), (48) являются основанием для получения описаний типа (42) —

$$z_1z_5 = \chi_1\chi_2, z_1z_3 = z_3\chi_1, z_5z_6 = z_6\chi_6, \quad (49)$$

которые позволяют определить выражения вида (43):

$$\chi_1 = z_1, \chi_2 = z_5. \quad (50)$$

Окончательно искомые соединения определяют на базе формул (44), (45), (50):

$$y_1 = z_3, y_2 = z_1, y_3 = z_6, y_4 = z_5. \quad (51)$$

Соединения (51) обеспечивают реализацию КС S_1 и S_2 МКС, что проиллюстрировано на рис. 3. При этом СУ КМ управляются для S_1 сигналом X_2 (20), а КС S_2 — сигналом X_3 (20).

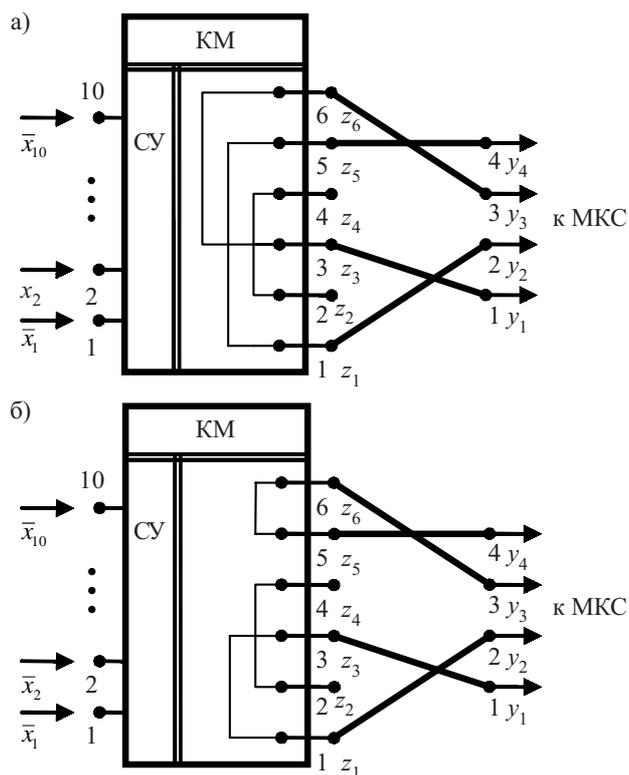


Рис. 3. Реализация КС S_1 (а) и S_2 (б) на основе МПП (V_2, V_3)

В примере рис. 3 отсутствует сложная коммутация. Здесь, как и в предыдущих случаях (рис. 1, 2) для большей наглядности полученного решения можно использовать таблицы индексов (табл. 7—12).

В заключение отметим, что каждый из предложенных методов обладает своими достоинствами и недостатками. Метод прямой подстановки (МПП)

(12)—(26) позволяет получить все возможные решения, просто алгоритмизируется и легко допускает учет дополнительных требований при выборе соединений. К этим требованиям можно отнести ограничения на токи, напряжения, мощности, быстродействие и т. д. каналов многоканальных систем и их согласование с возможностями коммутирующих модулей. В качестве недостатка этого метода следует отметить его громоздкость.

Второй метод — обратной подстановки (МОП) позволяет быстро отыскать решение, но требует интеллектуального сопровождения, с трудом описывает все многообразие решений и обладает рядом сложностей в учете дополнительных условий, налагаемых на коммутационные состояния и свойства коммутируемых каналов.

Третий метод — гибридных подстановок (МГП), будучи комбинированной процедурой, при квалифицированном его применении может объединить достоинства первых двух методов и минимизировать недостатки МПП и МОП.

В процессе решения поставленной задачи могут быть использованы несколько КМ одного или различных типов. В этом случае описание методов несколько усложнится. При этом важно стремиться к соблюдению требований $Q_\Sigma \geq N$ и $m_\Sigma \geq M$, где Q_Σ, m_Σ — суммарное количество КС КМ и их коммутируемых полюсов. Равенство $Q_\Sigma = N$ и $m_\Sigma = M$ свидетельствует о наличии риска потерпеть фиаско в решении поставленной задачи.

Дополнительно отметим, что управляющие переменные x_l ($l = 1, n$) можно рассматривать как объект коммутации, подключая КМ первого уровня к КМ следующих уровней. При этом успешное применение найдут предложенные методы формирования КС для решения задач коммутации всех уровней.

В качестве базовых коммутирующих модулей, обеспечивающих достаточно универсальное практическое применение предложенного подхода для решения задач формирования заданных коммутационных состояний сложных многоканальных систем и сетей, можно предложить поликомбинационные ячейки [5—7].

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Грушвицкий Р. И., Мурсаев А. Х., Угрюмов Е. Г. Проектирование систем и микросхем с программируемой структурой.— СПб: БХВ-Петербург, 2006.
2. Советов Б. Я., Яковлев С. Л. Построение систем интегрального обслуживания.— Л.: Машиностроение, 1990.
3. Алгоритмы, математическое обеспечение и архитектура многопроцессорных систем / Под ред. А. П. Ершова.— М.: Наука, 1982.
4. Клейнрок Л. Вычислительные сети с очередями.— М.: Мир, 1979.
5. А. с. 1464214 СССР. Динамическое ассоциативное запоминающее устройство / С. А. Березовский, Ю. К. Филипский, Л. Б. Березовская.— 1989.— Бюл. № 9.
6. А. с. 1665367 СССР. Коммутационный элемент Березовского / С. А. Березовский.— 1989.— Бюл. № 27.
7. Пат. 2020739. N-мерный коммутационный элемент С. А. Березовского / С. А. Березовский.— 1994.— Бюл. № 18.

Д. ф.-м. н. В. А. ВАНКЕ

Россия, Московский гос. университет им. М. В. Ломоносова
E-mail: vanke@orc.ru

Перепечатано из журнала
«Электроника: Наука. Технология. Бизнес»,
№ 5, 2007

СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА — ПЕРСПЕКТИВЫ В КОСМИЧЕСКОЙ ЭНЕРГЕТИКЕ

Проблемы современной энергетики хорошо известны: ограниченность природных ресурсов, вредные выбросы в атмосферу, утилизация радиоактивных отходов АЭС и др. Одно из перспективных направлений в решении этих проблем — использование солнечного излучения как уже существующего, неисчерпаемого и экологически чистого источника энергии. К сожалению, эффективность наземных устройств преобразования солнечной энергии в электрическую во многом зависит от погодных условий, и работают они только в светлое время суток. Поэтому в ряде стран разрабатываются проекты создания солнечных электростанций в космосе, на орбите Земли. Но здесь возникает другая сложность — как передать полученную энергию на Землю? Сейчас наиболее эффективным способом решения этой задачи представляется использование СВЧ-излучения.

Один из крупнейших российских физиков, лауреат Нобелевской премии, академик Петр Леонидович Капица посвятил немало времени исследованию перспектив использования СВЧ-колебаний и волн для создания новых и высокоэффективных систем передачи энергии. В 1962 году в предисловии к своей монографии он писал «... я хочу напомнить, что электротехника, прежде чем прийти на службу энергетике, в прошлом веке занималась широко только вопросами электросвязи (телеграф, сигнализация и пр.). Вполне вероятно, что история повторится: теперь электроника используется главным образом для целей радиосвязи, но ее будущее лежит в решении крупнейших проблем энергетике» [1].

В то же время известный специалист в области СВЧ-электроники Вильям Браун (William C. Brown) проводил в США (Raytheon Co.) эксперименты по созданию трактов передачи энергии СВЧ-пучком (Wireless Power Transmission — WPT). Было впервые испытано устройство, способное принимать и преобразовывать энергию СВЧ-пучка в энергию постоянного тока. Это устройство — антенная решетка, состоящая из полуволновых диполей, независи-

мо нагруженных на высокоэффективные диоды с барьером Шоттки, — получило название ректенна (от англ. rectify и antenna). Впоследствии ректенны совершенствовались во многих странах. Уже в 1976 году [2] Вильяму Брауну удалось передать СВЧ-пучком мощность 30 кВт на расстояние в 1 милю (1,6 км). КПД ректенны в этом эксперименте превышал 80%.

Одно из возможных применений СВЧ-пучков — передача энергии с солнечных космических электростанций (СКЭС).

Общая схема СКЭС

В 1968 году американский специалист в области космических исследований Питер Е. Глейзер (Peter E. Glaser) предложил размещать крупные панели солнечных батарей на геостационарной орбите, а вырабатываемую ими энергию (уровня 5—10 ГВт) передавать на поверхность Земли хорошо сфокусированным пучком СВЧ-излучения, преобразовывать в энергию постоянного или переменного тока технической частоты и раздавать потребителям [3]. Такая схема (рис. 1) позволяет использовать интенсивный поток солнечного излучения, существующий на геостационарной орбите (~1,4 кВт/м²), и передавать полученную энергию на поверхность Земли непрерывно — вне зависимости от времени суток и погодных условий [3—12]. За счет наклона экваториальной плоскости к плоскости эклиптики под углом 23,5° спутник на геостационарной орбите практически постоянно освещен потоком солнечной радиации. Исключения составляют лишь небольшие периоды времени вблизи дней весеннего и осеннего равноденствия, когда спутник попадает в тень Земли. Эти

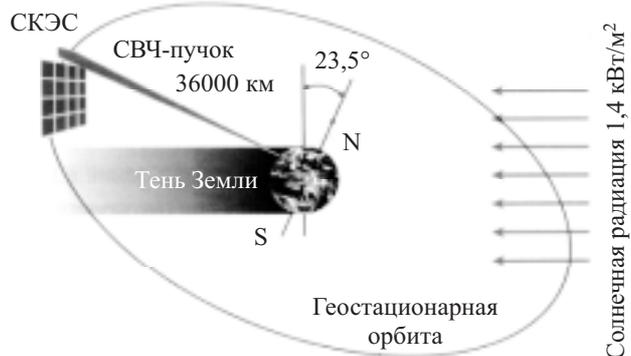


Рис. 1. Общая схема СКЭС

периоды можно точно предсказать, и в сумме они не превышают 1% от общей продолжительности года.

Частота электромагнитных колебаний СВЧ-пучка должна соответствовать тем диапазонам, которые выделены для промышленных применений, научных исследований и медицины. Если эта частота выбрана равной 2,45 ГГц, то метеорологические условия, включая густую облачность и интенсивные осадки, практически не влияют на КПД передачи энергии. Диапазон 5,8 ГГц весьма привлекателен, поскольку дает возможность уменьшить размеры передающей и приемной антенн. Однако влияние метеорологических условий здесь требует дополнительного изучения.

Современный уровень развития СВЧ-электроники позволяет говорить о довольно высоком значении КПД передачи энергии СВЧ-пучком с геостационарной орбиты на поверхность Земли — порядка 70—75%. При этом диаметр передающей антенны обычно выбирают равным 1 км, а размер наземной ректенны — 10×13 км для широты местности 35°. СКЭС с уровнем выходной мощности 5 ГВт имеет плотность излучаемой мощности в центре передающей антенны 23 кВт/м², а в центре приемной — 230 Вт/м² (рис. 2).

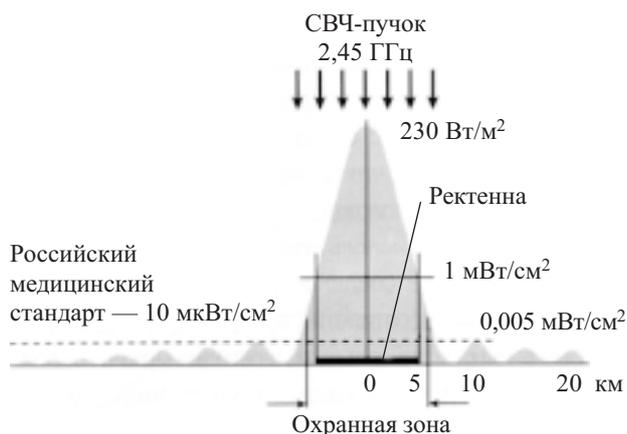


Рис. 2. Распределение плотности СВЧ-мощности на поверхности Земли

Были исследованы различные типы твердотельных и вакуумных СВЧ-генераторов для передающей антенны СКЭС. В частности, Вильям Браун показал, что хорошо освоенные промышленностью магнетроны, предназначенные для СВЧ-печей, можно использовать также и в передающих антенных решетках СКЭС. Для этого каждый из них нужно снабдить собственной цепью отрицательной обратной связи по фазе по отношению к внешнему синхронизирующему сигналу (так называемый Magnetron Directional Amplifier — MDA). Передающая антенна СКЭС в этом случае представляет собой обратно переизлучающую активную антенную решетку на основе щелевых волноводов. Ее грубая ориентация производится механически, а для точного наведения СВЧ-пучка служит пилот-сигнал, излучаемый из центра приемной ректенны и анализируемый на поверхности передающей антенны сетью датчиков.



Рис. 3. Эскиз общего вида ректенны

Ректенна (рис. 3) — высокоэффективная приемно-преобразующая система, однако низковольтность диодов и необходимость их последовательной коммутации может приводить к лавинообразным пробоям. Устранить эту проблему во многом позволяет циклотронный преобразователь энергии [8, 13, 14].

Достоинства СКЭС

Вкратце опишем преимущества, которые имеет СКЭС как одна из энергосистем будущего.

— СКЭС использует неистощимую (возобновляемую) энергию Солнца — уже созданного природой термоядерного котла, благодаря которому существует все живое на нашей планете.

— Не расходуются ограниченные и ценные для технологических процессов будущего природные ресурсы Земли (уголь, нефть, газ и др.).

— СКЭС обеспечивает минимальные тепловые потери (КПД ректенны может достигать 85—90%), что довольно существенно — тепловое загрязнение является одной из наиболее крупных глобальных проблем человечества.

— Отсутствуют выбросы, загрязняющие атмосферу.

— Нет проблем, связанных с захоронением радиоактивных отходов и/или отработавшего ресурс радиоактивного оборудования.

— Наземную приемную систему можно приподнять над поверхностью Земли, при этом ее прозрачность для солнечного излучения может достигать 80—90%. Это позволяет эффективно использовать площадь приемной системы для сельскохозяйственных или промышленных целей.

— Микроволновый пучок СКЭС можно легко перебрасывать с одной приемной системы на другую, тем самым обеспечивая возможность оперативного переключения территориально удаленных потребителей.

Из истории исследований в области СКЭС

Первое десятилетие после появления концепции СКЭС характеризовалось постепенным ростом интереса к ней со стороны ведущих аэрокосмических фирм — Boeing Aerospace Co., Grumman Aerospace Corp., Rockwell Inc. и др. Исследования в области СКЭС выполнялись за счет собственных ресурсов этих компаний [2].

В 1978—1979 годах в США под руководством Министерства энергетики (Department of Energy — DOE) и НАСА (NASA) была выполнена первая государственная научно-исследовательская программа, направленная на определение перспектив СКЭС [7]. В 1995—1997 годах НАСА вновь вернулось к обсуждению перспектив СКЭС, опираясь на прогресс технологий, достигнутый к тому времени [9]. Исследования были продолжены в 1999—2000 годах (Space Solar Power (SSP) Strategic Research & Technology Program) [10].

Наиболее активно и планомерно исследования в области СКЭС проводила Япония. В 1981 году под руководством профессоров М. Нагато (Makoto Nagatomo) и С. Сасаки (Susumu Sasaki) в Институте космических исследований Японии были начаты исследования по разработке прототипа СКЭС с уровнем мощности 10 МВт, который мог бы быть создан с использованием существующих ракетносителей. Создание такого прототипа позволяет накопить технологический опыт и подготовить основу для формирования коммерческих систем. Проект был назван СКЭС2000 (SPS2000) [7] (рис. 4) и получил признание во многих странах мира.

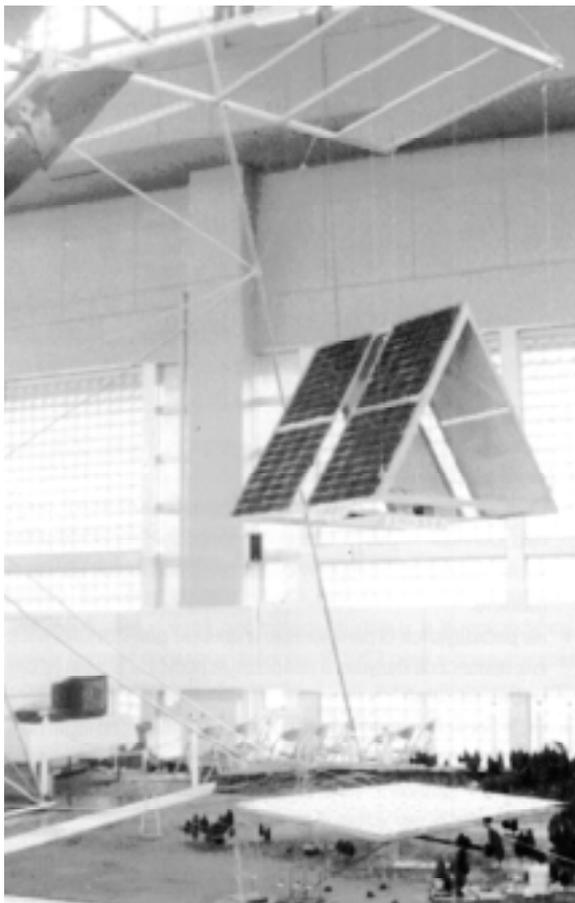


Рис. 4. Действующий макет SPS2000 в выставочном зале Института космических исследований Японии

Более 25 лет регулярно проводится ежегодный всеяпонский симпозиум по космической энергетике [12,15]. Особенно активно в развитии концепции СКЭС участвуют университет Киото — проф.

Х. Матсумото (Hiroshi Matsumoto), проф. К. Хашимото (Kozo Hashimoto), университет Хоккайдо — проф. К. Ито (Kiyohiko Itoh), университет Кобе — проф. Н. Кайя (Nobuyuki Kaya) и др. В 2003 году университет Киото получил статус перспективного центра исследований в области возобновляемых источников энергии (Center of Excellence on Sustainable Energy System). В 2004 году в том же университете организован научно-исследовательский институт возобновляемой среды обитания человека (Research Institute for Sustainable Humanosphere). Одним из крупных направлений работ этого института являются исследования в сфере СКЭС.

Франция, Канада, Россия, Германия и ряд других стран в той или иной мере также проводили исследования в области СКЭС.

Варианты конструкции СКЭС

Ранние конструкции СКЭС с уровнем мощности 5 ГВт представляли собой плоскую панель солнечных батарей размером 5×10 км, постоянно ориентированную перпендикулярно потоку солнечной радиации (см. рис. 1). Передающая антенна диаметром 1 км связана с основной панелью сочленением типа карданного подвеса, что позволяет ориентировать ее на приемную ректенну, расположенную на поверхности Земли.

В этих конструкциях использовались Si-фотобатареи или фотобатареи на основе соединения GaAlAs с КПД порядка 12%. За прошедшие десятилетия прогресс в области фотобатарей был весьма значительным, и сегодня можно говорить о КПД порядка 30—40%. Это означает, что размеры, масса и стоимость СКЭС существенно снизятся. В дальнейшем эта тенденция будет, вероятно, продолжаться.

Современные конструкции полномасштабных СКЭС предполагают отказ от технически сложных и недостаточно надежных вращающихся узлов. Что-

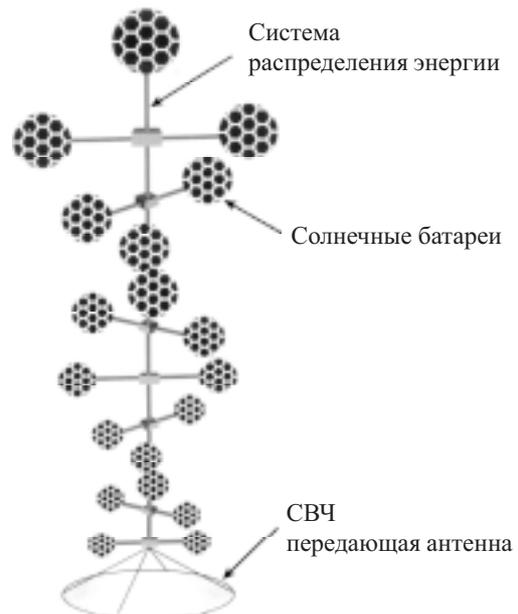


Рис. 5. Схема СКЭС с гравитационной стабилизацией (Япония)

бы стабилизировать СКЭС в пространстве, в таких конструкциях задействуют естественный градиент гравитационного поля Земли. Конструкция длиной 15—20 км (рис. 5) обеспечивает постоянную ориентацию СВЧ-пучка вдоль направления, исходящего из центра земного шара.

Еще один вариант — СКЭС с вращением конструкции (~1 об./ч), которое позволяет стабилизировать ее относительно потока солнечной радиации (рис. 6).



Рис. 6. Схема СКЭС с вращением конструкции (Япония)

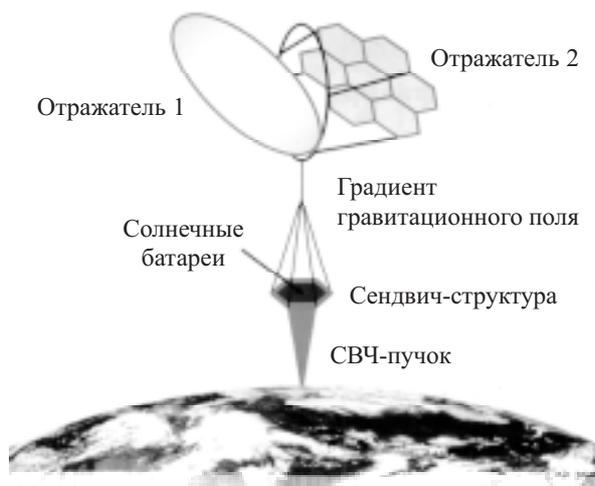


Рис. 7. Схема СКЭС, содержащей «сэндвич-структуру» (Япония)

Определенный интерес вызвала и так называемая «сэндвич-конструкция», объединяющая фотобатареи и передающую антенну СКЭС (рис. 7). Тонкопленочные надувные отражатели концентрируют солнечное излучение на той поверхности «сэндвич-структуры», которая содержит фотобатареи. В целом конструкция весьма перспективна, однако вопросы отвода тепла из внутренних частей «сэндвич-систем» должны быть подробно изучены. Это особенно актуально для диапазона 5,8 ГГц, которому соответствует меньший диаметр антенны и более высокая плотность мощности СВЧ-пучка.

Международное сотрудничество

Уже накоплен определенный позитивный опыт международного сотрудничества в области управля-

емого термоядерного синтеза (ITER), создания и использования международной космической станции (ISS), разработки и создания пускового ракетного комплекса «Морской старт» (Sea Launch) и др.

Международное сотрудничество подобного типа было бы весьма продуктивным для разработки и создания экспериментального прототипа СКЭС с уровнем мощности 5—10 МВт. Эти работы, вероятно, займут 10—20 лет. В проекте можно задействовать существующие или частично модернизированные ракетно-транспортные системы.

Коммерческое применение СКЭС (5—10 ГВт) станет возможным, скорее всего, не ранее чем через 30—50 лет. Для этого необходимы транспортные средства нового поколения с существенно сниженной удельной стоимостью доставки грузов на орбиту. Такие транспортные средства обязательно появятся в связи с общими тенденциями промышленного освоения космического пространства. Целенаправленные работы по линии СКЭС могут ускорить этот процесс.

СКЭС — одна из наиболее перспективных, экологически чистых энергосистем будущего, которая не только базируется на широкомасштабном использовании средств современной электроники, но и будет эффективно стимулировать ее развитие в дальнейшем.

ЛИТЕРАТУРА

- Капица П. Л. Электроника больших мощностей.— М.: Изд. АН СССР, 1962.
- Ванке В. А., Лопухин В. М., Саввин В. Л. Проблемы солнечных космических электростанций // Успехи физических наук, 1977, т. 123, вып. 4, с. 633.
- Glaser P. E. Power from the Sun: its Future.— Science, 1968, vol. 162, p. 857.
- Гриликес В. А. Солнечные космические энергостанции.— Л.: Наука, 1986.
- Ванке В. А., Лесков Л. В., Лукьянов А. В. Космические энергосистемы.— М.: Машиностроение, 1990.
- Нариманов Е. А. Космические солнечные электростанции.— М.: Знание, 1991.
- Нагатоми М., Сасаки С., Наруо Й., Ванке В. А. Работы Института космических исследований Японии в области космической энергетики // Успехи физических наук, 1994, т. 164, с. 631.
- Vanke V. A., Matsumoto H., Shinohara N., Kita A. Cyclotron Wave Converter of Microwaves into DC.— IEICE Trans, on Electronics (Japan), 1998, vol. E81-C, No. 7, p. 1136.
- Mankins J. C. A Fresh Look at Space Solar Power: New Architectures, Concept and Technologies, 1997 - http://www.spacefuture.com/archive/a_fresh_look_at_space_solar_power_new_architectures_concepts_and_technologies.shtml.
- Mankins J. C. The Promise and the Challenge of Space Solar Power.— July 2003, Japan/US Workshop, Kyoto Univ., Japan.
- Boswell D. Whatever happened to solar power satellites? — The Space Review, August 10, 2004, <http://www.thespaceview.com/article/214/1>.
- The Proceedings of the 8th SPS Symposium. Sept. 2005, Kyoto Univ., Japan.
- Будзинский Ю., Быковский С., Ванке В. Нетрадиционная вакуумная СВЧ-электроника на основе поперечных волн электронного потока.— ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2005, № 4, с. 38.
- Ванке В. А. Поперечные волны электронного потока в микроволновой электронике // Успехи физических наук, 2005, т. 175, № 9, с. 957.
- The Proceedings of the 25th Space Energy Symposium. March 10, 2006, ISAS/JAXA, Japan.

К. т. н. В. И. ОБОРЖИЦКИЙ

Украина, г. Львов, НУ «Львовская политехника»
E-mail: oborz@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
11.06 2007 г.

Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО
(НПП «Сатурн», г. Киев)

МЕТОД РАСЧЕТА МНОГОКАНАЛЬНЫХ ЛУЧЕВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ С СОГЛАСУЮЩИМ ОТРЕЗКОМ НА ВХОДЕ

Предлагается метод расчета электрических параметров элементов многоканального переключателя лучевого типа, у которого входное согласование обеспечивается трансформирующим отрезком линии, расположенным перед многоплечим разветвлением.

Применение микроволновых устройств многоканальной коммутации сигнала в структуре СВЧ-трактов радиотехнических систем различного предназначения сопровождается весьма жесткими требованиями относительно уровня развязки, диссипативных потерь, а также относительно уровня согласования на входе, особенно при увеличении числа выходных каналов.

Выполнение указанных требований в лучевых переключателях достигается путем выбора типа коммутирующих элементов (ключей) и схемы их соединения и путем использования согласующих четырехполюсников. При этом такие переключатели могут отличаться как способом реализации данных четырехполюсников, так и местом их размещения в структуре переключателя. Чаще всего, особенно в случае присоединения ключей параллельно к линии, в качестве согласующих четырехполюсников используют либо отрезки линий передачи [1], либо ступенчатые трансформаторы [2], расположенные между выходами многоплечевого разветвления и ключами.

В [3, 4] предложены методы расчета переключателя с отрезками линий передачи, нагруженными дополнительной реактивностью, а также со ступенчатым трансформатором. Известны варианты конструкций [5], у которых согласующие четырехполюсники расположены на выходах каналов после ключей.

К общим недостаткам таких способов согласования следует отнести возможность возникновения паразитных резонансов [6], вызванных наличием отрезков линий передачи в каналах переключателя. В результате снижается уровень развязки между входом переключателя и выходами закрытых каналов, возрастают вносимые потери в открытом канале, вследствие чего сужается рабочая полоса частот.

Решение указанной проблемы может быть достигнуто путем использования согласующего четырехполюсника, расположенного на входе переключателя непосредственно перед многополюсным разветвле-

нием, при минимальной длине отрезков линий, соединяющих выходы разветвления с ключами. Поэтому цель данной работы заключалась в получении аналитических соотношений, позволяющих рассчитывать электрические параметры элементов многоканальных лучевых переключателей с различными типами ключей и согласованных указанным способом.

Структура многоканального лучевого переключателя

Лучевые N -канальные переключатели работают в режиме, когда один из выходных каналов открыт, а остальные $N-1$ выходов закрыты. При этом структура всех каналов идентична.

В рассматриваемом случае она имеет вид, представленный на рис. 1. Здесь, как и в других вариантах конструкций переключателей, коммутационный четырехполюсник (КЧ) образован одним или несколькими ключами, соединенными по определенной схеме. Вместе с сопротивлением нагрузки Z_c (волновым сопротивлением линии передачи на выходе канала) он образует двухполюсник — обобщенный коммутационный элемент (ОКЭ) [3, 6]. В зависимости от состояния канала входной импеданс ОКЭ в сечении $b-b$ (рис. 1) может принимать два значения — Z_{b-bo} , Z_{b-bz} , где индекс «о» относится к открытому состоянию канала, а индекс «з» — к закрытому состоянию.

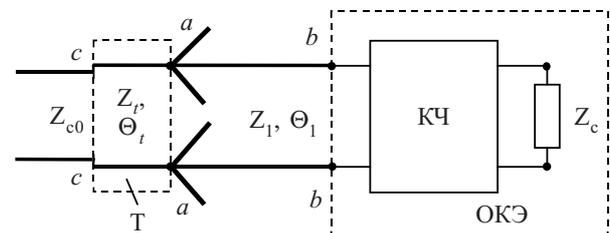


Рис. 1. Структура каналов переключателя

Отличительная особенность данной структуры заключается в том, что трансформирующий четырехполюсник Т, например в виде отрезка линии передачи (электрическая длина Θ_p , волновое сопротивление Z_p), с помощью которого обеспечивается входное согласование устройства, размещен на его входе перед многоканальным разветвлением линий передачи (сечение $a-a$), а в каждом из каналов при необходимости используются отрезки линий (электрическая дли-

на Q_1 , волновое сопротивление Z_1), соединяющие разветвление с входом КЧ.

Известно [6], что основные рабочие параметры переключателя, т. е. вносимые потери в открытом канале и развязка между входом переключателя и выходом закрытого канала, зависят от коэффициента деления мощности m между входами открытого и закрытого каналов. При *параллельном разветвлении* линий передачи этот параметр определяется отношением $m=G_0/G_3$, где $G_{0,3}$ — активные составляющие комплексной проводимости канала

$$Y_{0,3} = G_{0,3} + jB_{0,3}$$

на его входе в точке разветвления (сечение $a-a$), $B_{0,3}$ — реактивные составляющие.

Максимальное значение коэффициента m не может превышать значения параметра качества $K_{ОКЭ}$, определяемого [7, с. 254] исходя из значений $Z_{b-bo,3}$, которые в свою очередь рассчитываются исходя из эквивалентной схемы ключей, схемы их соединения и значения Z_c . Поскольку входная проводимость $Y_{0,3}$, а следовательно и коэффициент m , при заданных параметрах ОКЭ зависят от параметров соединительного отрезка Z_1, Θ_1 , то их выбор оказывает существенное влияние на достижимые значения рабочих параметров переключателя.

Выбор параметров соединительных отрезков

С помощью соединительного отрезка входная проводимость ОКЭ

$$Y_{b-bo,3} = 1/Z_{b-bo,3} = G_{b-bo,3} + jB_{b-bo,3}$$

трансформируется во входную проводимость канала $Y_{0,3}$, составляющие которой в данном случае равны:

$$G_{0,3} = Y_1^2 G_{b-bo,3} (1 + t_1^2) / D_{0,3}; \quad (1)$$

$$B_{0,3} = [Y_1^2 B_{b-bo,3} (1 - t_1^2) + Y_1 (Y_1^2 - |Y_{b-bo,3}|^2) t_1] / D_{0,3}; \quad (2)$$

где $Y_1 = 1/Z_1$; $t_1 = \text{tg} \Theta_1$;

$$D_{0,3} = |Y_{b-bo,3}|^2 t_1^2 - 2Y_1 B_{b-bo,3} t_1 + Y_1^2.$$

Тогда для коэффициента деления m с использованием (1) можно записать:

$$m = \frac{G_{b-bo} D_3}{G_{b-b3} D_0}. \quad (3)$$

В зависимости от требований относительно уровня рабочих параметров переключателя выбор значений параметров Y_1, Θ_1 отрезков может осуществляться в следующих вариантах.

Преобразование к каноническому ключу. Предельные значения рабочих параметров переключателя достигаются при $m=K$ [6], что соответствует преобразованию его каналов к форме канонического коммутационного элемента [7, с. 254], у которого $G_0 = KG_3$ и $Y_{0,3} = G_{0,3}$, т. е. $B_0 = B_3 = 0$. Приравняв нулю числитель выражения (2), получаем систему уравнений относительно переменных Y_1, t_1 , корни которых обеспечивают выполнение последнего условия. В этом случае значения t_1 определяются из решения биквадратного уравнения

$$t_1^4 - (2 + \frac{b^2}{ac}) t_1^2 + 1 = 0, \quad (4)$$

где $b = |Y_{b-bo}|^2 - |Y_{b-b3}|^2$;

$$a = |Y_{b-b3}|^2 B_{b-bo} - |Y_{b-bo}|^2 B_{b-b3};$$

$$c = B_{b-bo} - B_{b-b3},$$

а волновая проводимость Y_1 рассчитывается следующим образом:

$$Y_1 = \frac{bt_1}{c(1-t_1^2)}. \quad (5)$$

Значения t_1, Y_1 , определенные по (4), (5), при которых проверка с помощью (1) условия $G_0 = KG_3$ приводит к положительному результату, обеспечивают преобразование канала в канонический коммутационный элемент.

Получение максимального значения m . При некоторых параметрах КЧ и значениях Z_c не удается с помощью соединительного отрезка трансформировать ОКЭ в канонический ключ, поскольку расчеты по (4), (5) либо приводят к результатам, которые трудно технически реализовать, либо не дают решений в виде действительных чисел. В этом случае необходимо задать значение одного из параметров соединительных отрезков и определить, при каком значении другого параметра обеспечивается максимальное для данного случая значение коэффициента $m = m_{\max}$, т. е. наибольший уровень развязки и минимум вносимых потерь.

Чаще всего задается значение волнового сопротивления Z_1 . Тогда из равенства $dm/dt_1 = 0$ с учетом (3) можно записать квадратное уравнение относительно t_1 :

$$at_1^2 + Y_1 bt_1 - Y_1^2 c = 0, \quad (6)$$

где коэффициенты a, b, c рассчитываются так же, как и для уравнения (4). Значение m_{\max} определяется путем подстановки Y_1 и корней уравнения (6) в (3).

Получение заданного значения m . В некоторых случаях, связанных, например, с необходимостью изменения длины соединительного отрезка Θ_1 при желаемом значении Z_1 , требуется задавать значение коэффициента $m < m_{\max}$. Тогда длина отрезка определяется из корней уравнения (6), коэффициенты которого рассчитываются следующим образом:

$$a = m |Y_{b-bo}|^2 G_{b-b3} - |Y_{b-b3}|^2 G_{b-bo};$$

$$b = 2(G_{b-bo} B_{b-b3} - m G_{b-b3} B_{b-bo});$$

$$c = G_{b-bo} - m G_{b-b3}.$$

Если соединительный отрезок не используется, тогда $m = G_{b-bo} / G_{b-b3}$.

Расчет согласующего трансформатора

Согласующий четырехполюсник T обеспечивает трансформацию суммарной входной проводимости $Y_{a-a} = G_{a-a} + jB_{a-a}$ из точки разветвления (сечение $a-a$) в волновую проводимость входной линии $Y_{c0} = 1/Z_{c0}$ в сечении $c-c$ (рис. 1). В этом случае активная и реактивная составляющие проводимости Y_{a-a} равны:

$$G_{a-a} = G_o + (N - 1)G_3;$$

$$B_{a-a} = B_o + (N - 1)B_3. \quad (7)$$

Составляющие $G_{o,3}$ и $B_{o,3}$ входной проводимости открытого и закрытого каналов рассчитываются по (1), (2) с использованием значений Z_1, Θ_1 , определенных одним из указанных выше способов. Если же соединительный отрезок отсутствует, тогда эти составляющие будут равны $G_{o,3} = G_{b-bo,3}, B_{o,3} = B_{b-bo,3}$.

В рассматриваемом случае в качестве согласующего трансформатора использован отрезок линии передачи. Выражения для расчета волновой проводимости $Y_t = 1/Z_t$ этого отрезка и его электрической длины Θ_t , полученные из уравнения трансформации импеданса, имеют вид

$$Y_t = \sqrt{\frac{G_{a-a} Y_{c0}^2 - |Y_{a-a}|^2 Y_{c0}}{Y_{c0} - G_{a-a}}}; \quad (8)$$

$$\Theta_t = \arctg \left(Y_t \frac{Y_{c0} - G_{a-a}}{Y_{c0} B_{a-a}} \right). \quad (9)$$

Если каналы переключателя преобразованы к каноническому виду, тогда входное согласование обеспечивается с помощью обычного четвертьволнового трансформирующего отрезка с $Y_t^2 = G_{a-a} Y_{c0}$, что и подтверждается выражениями (8), (9).

В случае многоканального переключателя с последовательным разветвлением линий передачи для расчетов используются соотношения (5)–(9) с заменой всех проводимостей на соответствующие сопротивления.

Примеры расчета переключателей

Использование предлагаемого метода может быть продемонстрировано на примерах расчета электрических параметров и компьютерного моделирования на их основе переключателей с разными типами ключей и разным числом выходов.

Пример 1. Рассматривается вариант двухканального переключателя, аналогичного приведенному в [6], функцию ключей которого выполняют пленки с высокотемпературной сверхпроводимостью (ВТСП). Отличие состоит в том, что в переключателе [6] согласующие четырехполосники в виде отрезка линии передачи с параллельным реактивным шлейфом расположены в каждом канале между выходом параллельного разветвления линий и последовательно присоединенным ключом.

В процессе расчета переключателя с трансформирующим отрезком на входе установлено, что при данном типе ключей и 50-омных линиях на выходах каналов преобразование их к каноническому виду не представляется возможным из-за недопустимых значений Z_1 . Поэтому при расчетах потребовалось задать значения волновых сопротивлений Z_c и Z_1 .

На рис. 2 приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) коэффициентов передачи с входа переключателя на открытый $|S_{21}|$ и закрытый $|S_{31}|$ выходы, полученные в результате компьютерного моделирования при $Z_{c0} = 50$ Ом, $Z_c = 70$ Ом, $m = 4,6$,

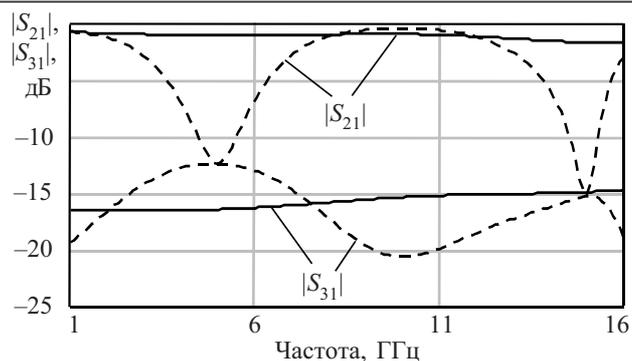


Рис. 2. АЧХ открытого ($|S_{21}|$) и закрытого ($|S_{31}|$) каналов переключателя с ВТСП-пленками

$Z_1 = 40$ Ом, $\Theta_1 = 2^\circ$, $Z_t = 68,8$ Ом, $\Theta_t = 133,3^\circ$. Пунктирные кривые на рис. 2 относятся к переключателю [6].

Из приведенных результатов видно, что использование согласующего отрезка на входе позволило избежать длинных отрезков линий в каналах переключателя и, следовательно, исключить возникновение резонансов закрытых каналов, из-за которых на АЧХ [6] появляются «провалы», сужающие рабочую полосу частот переключателя. Снижение по сравнению с [6] на расчетной частоте 10 ГГц уровня развязки и увеличение вносимых потерь связано с меньшим значением параметра качества, равного в данном случае $K = 5,85$, и соответственно с меньшим значением коэффициента m .

Пример 2. Рассматривается вариант переключателя с $N = 4$, в качестве ключей которого использованы выключатели микроэлектромеханической системы (МЭМС) контактного типа с параметрами [2]: сопротивление в нижнем состоянии $R_d = 1$ Ом, емкость в верхнем состоянии $C_u = 0,002$ пФ. Электрические параметры элементов такого переключателя, рассчитанные при $Z_{c0} = 50$ Ом, $Z_c = 70$ Ом, $m = 10898$ ($K = 11040$) на частоте 15 ГГц, составили: $Z_1 = 75$ Ом, $\Theta_1 = 4,05^\circ$, $Z_t = 75,46$ Ом, $\Theta_t = 8,14^\circ$. АЧХ его коэффициентов передачи, полученные в результате компьютерного моделирования, приведены на рис. 3. Там же приведена частотная характеристика обратных потерь (модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$) на входе переключателя. По сравнению с примером 1 данный переключатель отличается высоким уровнем развязки и

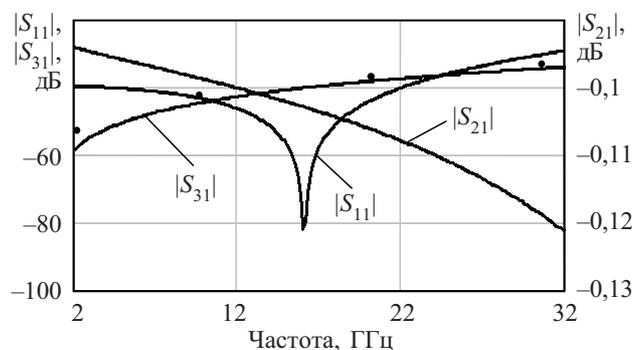


Рис. 3. АЧХ открытого ($|S_{21}|$), закрытого ($|S_{31}|$) каналов и входного коэффициента отражения ($|S_{11}|$) переключателя с МЭМС-ключами

малыми вносимыми потерями, что обусловлено большим значением параметра качества его ОКЭ.

Полученные результаты хорошо соответствуют приведенным в [2] результатам моделирования и экспериментальных исследований (на рис. 3 — точки для $|S_{31}|$) подобного варианта переключателя, реализованного в микрополосковом исполнении на GaAs-подложке толщиной 200 мкм. Здесь для согласования использована более сложная схема с трансформирующим отрезком на входе и со ступенчатыми трансформаторами в каждом из каналов переключателя.

Заключение

Предложенный метод расчета дает возможность определять электрические параметры элементов многоканального переключателя лучевого типа, при которых может быть обеспечен предельный (путем преобразования каналов к каноническому виду) или максимально допустимый уровень его рабочих параметров. Использование простой схемы входного согласования позволяет избежать возможности возникновения паразитных резонансов и тем самым расширить рабочую полосу частот.

Приведенные примеры расчета и компьютерного моделирования подтверждают целесообразность при-

менения данного метода в процессе проектирования многоканальных лучевых переключателей.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах.— М.: Радио и связь, 1987.
2. Tan G.-L., Mihailovich R. E., Hacker J. B. et al. Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 2003.— Vol. 51.— N 1.— P. 297—304.
3. Оборжицкий В. Особливості синтезу електричних параметрів багатоканальних НВЧ перемикачів // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка».— 2004.— № 508.— С. 207—215.
4. Oborzhytskyy V. I. Design of SPMT switches matched by means of transforming four-poles // Proc. of 6th Intern. Conf. on Antenna Theory and Techniques ICATT'07.— Sevastopol.— 2007.— P. 137—139.
5. Shigematsu T., Suematsu N., Takeuchi N. et al. A 6—18 GHz 20W SPDT switch using shunt discrete PIN-diodes // MTT-S International Microwave Symposium.— Denver, Colorado, USA.— 1997.— Digest 2.— P. 527—530.
6. Оборжицкий В. И., Гонтар В. Д. Особенности расчета дискретных СВЧ-фазовращателей с переключаемыми каналами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2007.— № 2.— С. 23—28.
7. Сазонов Д. М., Гридин А. Н., Мишустин Б. А. Устройства СВЧ.— М.: Высш. школа, 1981.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах. Ч. 2 / Под ред. В. И. Меркулова.— М.: Радиотехника, 2007.— 304 с., ил.

Рассмотрены методы синтеза оптимальных и упрощенных алгоритмов оценивания дальности и скорости в радиолокационных системах при сопровождении воздушных целей. Приведены алгоритмы функционирования и результаты исследований эффективности комплексных, многоконтурных, адаптивных и двухдиапазонных измерителей дальности и ее производных, в том числе и при автоматическом сопровождении целей в режиме обзора.

Для научных сотрудников и инженеров, связанных с проектированием и эксплуатацией радиолокационных систем и систем радиуправления, а также для преподавателей, аспирантов и студентов радиотехнических факультетов высших учебных заведений.

НОВЫЕ КНИГИ



Верба В. С. Обнаружение наземных объектов. Радиолокационные системы обнаружения и наведения воздушного базирования.— М.: Радиотехника, 2007.— 360 с., ил.

Данная монография — первая книга из серии «Системы мониторинга воздушного, космического пространства и земной поверхности» — посвящена анализу современного состояния и развития отечественных и зарубежных радиолокационных систем воздушного базирования; содержит результаты многолетних теоретических и экспериментальных исследований автора, посвященных различным аспектам изучения и разработки бортовых локационных систем.

Предназначена для специалистов в области радиолокации, а также аспирантов и студентов старших курсов высших учебных заведений радиотехнического профиля.

Ю. А. ГУНЧЕНКО

Украина, Одесская нац. академия связи им. А. С. Попова
E-mail: _ua@mail.ru

Дата поступления в редакцию
22.05—18.09 2007 г.

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

УПРАВЛЕНИЕ МНОГОФАЗНЫМ ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ГРАНИЧНО-РАЗРЫВНЫМ РЕЖИМОМ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Предложена и описана система синхронизации и управления, обеспечивающая равномерный сдвиг электрических процессов многофазного импульсного преобразователя с гарантированным отсутствием безразрывного режима.

Одним из наиболее эффективных способов повышения надежности, резервирования, унификации источников электропитания — преобразователей постоянного напряжения (ППН) является использование их модульного построения из N однотипных взаимозаменяемых модулей — силовых каналов (СК). На рис. 1 изображена структура модульного ППН с предлагаемой системой управления и синхронизации, где ИП — источник первичного электропитания с напряжением $U_{\text{п}}$, СК₁, ..., СК _{N} — силовые каналы с датчиками нуля тока, выходы которых подключены к общей нагрузке H с напряжением $U_{\text{н}}$, СУ₁, ..., СУ _{N} — системы управления, СС — система синхронизации, Д₁...Д _{N} — сигналы с датчиков нулевого тока, С₁...С _{N} — сигналы синхронизации, Упр₁...Упр _{N} — сигналы управления.

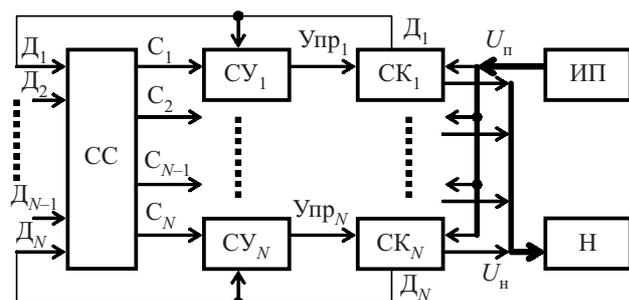


Рис. 1. Функциональная схема модульного ППН

Силовой канал представляет собой либо одну из базовых структур — понижающую, повышающую, инвертирующую (рис. 2), либо их аналоги: прямоходовой, двухтактный, мостовой преобразователи (понижающая структура), обратногоходовой преобразователь (инвертирующая структура).

При параллельном включении СК (рис. 1) модульного ППН токи по цепям питания соответствуют (рис. 2) суммарным токам транзисторных ключей — для понижающей и инвертирующей структур, суммарным токам дросселей — для повышающей струк-

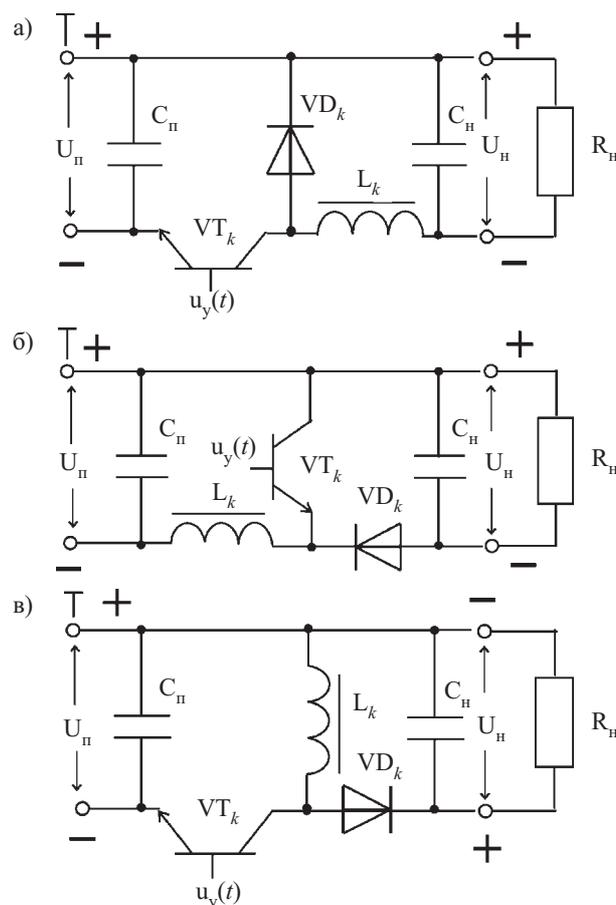


Рис. 2. Базовые структуры СК преобразователей постоянного напряжения:

a — понижающая; *б* — повышающая; *в* — инвертирующая

туры; токи по цепям нагрузки соответствуют суммарным токам диодов — для повышающей и инвертирующей структур, суммарным токам дросселей — для понижающей структуры.

Уменьшить габариты реактивных элементов (фильтров), упростить требования к элементной базе и, как следствие, удешевлять ППН позволяют многофазные импульсные преобразователи (МИП) [1—4], которые, в отличие от однофазных импульсных преобразователей (ОИП), один импульсный процесс преобразования электрической энергии разбивают на N процессов и сдвигают их во времени относительно друг друга (рис. 3).

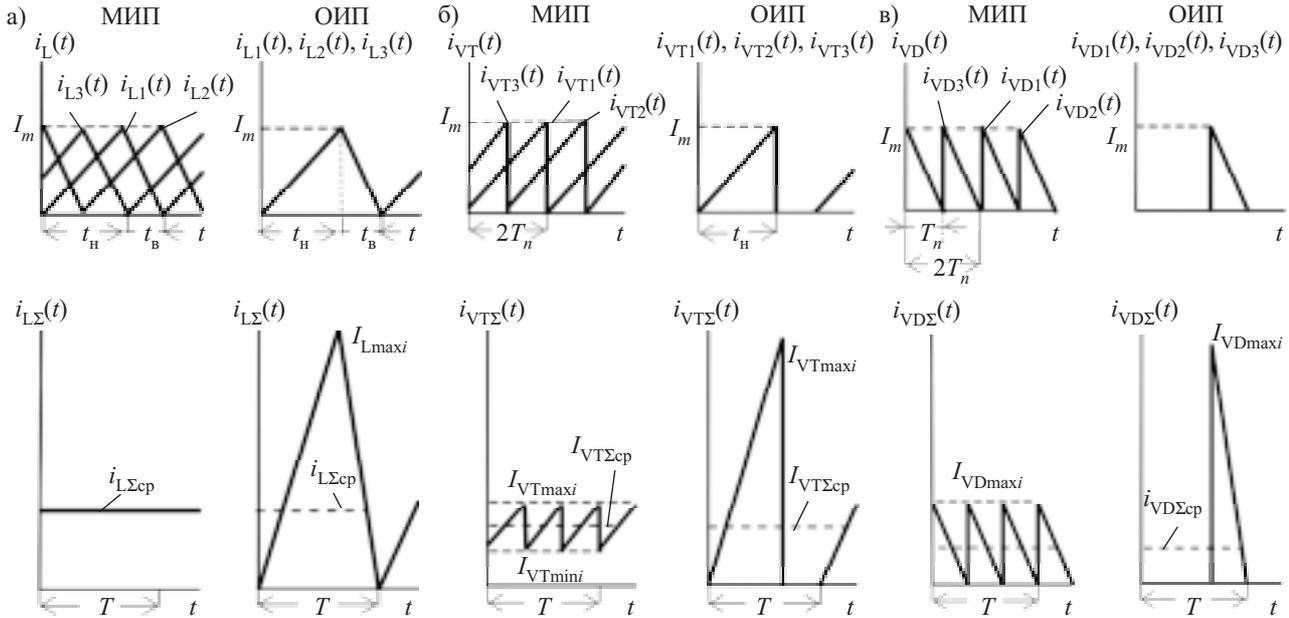


Рис. 3. Диаграммы токов в импульсных преобразователях постоянного напряжения многофазных (МИП) и однофазных (ОИП) с граничным током дросселя при их параллельном включении и суммировании токов по цепям питания и цепям нагрузки при $N=3$ силовых каналах:

а — дроссели; б — транзисторы; в — диоды

На практике часто возникает необходимость работы СК в граничном либо разрывном режимах, т. е. с гарантированным отсутствием безразрывного режима тока силового дросселя. Такие режимы позволяют уменьшить динамические потери и повысить КПД, производя переключение силовых элементов при нулевом токе; полностью использовать энергию, накопленную в дросселе; улучшить динамические характеристики преобразователя. Требования работать только в разрывном либо граничном режиме часто выдвигаются при коммутации высоких напряжений и больших мощностей нагрузки.

Граничный и разрывный режимы функционирования широко применяются в системах питания телекоммуникационной аппаратуры в корректорах коэффициента мощности — входных устройствах источников электропитания и систем электроснабжения мощностью свыше 300 Вт [3, 5, 6]. Регулировать выходное напряжение U_n с граничным (разрывным) током дросселя во всем диапазоне регулирования позволяет частотно-широотно-импульсная модуляция, при которой регулирование тока дросселя $i_{L_k}(t)$ производится изменением как длительности регулирующих импульсов ($t_{Hk} = \text{var}$), так и частоты преобразования ($f_k = 1/T_k = \text{var}$).

В отличие от известных систем синхронизации и управления МИП с широтно-импульсной модуляцией [2], в которых обеспечивается равномерный сдвиг импульсов синхронизации СК при неизменной частоте, в МИП с гранично-разрывным режимом (МИПГР) требуется одновременное изменение частоты работы силовых каналов. При этом из условия уменьшения пульсаций целесообразна работа СК как можно ближе к граничному режиму. На практике невозможно добиться абсолютной идентичности

элементов СК и управляющих сигналов. Поэтому в МИПГР один или несколько самых медленных (вялых) СК функционируют в граничном режиме, остальные — в разрывном.

Целью исследования является анализ и определение принципов построения, разработка системы синхронизации и управления МИПГР, что должно способствовать более широкому внедрению их в практику.

Все многообразие ППН [2] сводится к электрическим процессам в трех базовых структурах — понижающей, повышающей, инвертирующей. По соотношениям модели [6] построим регулировочные характеристики для граничного режима в координатах частоты, коэффициента накопления, интервала накопления (длительности импульса управления) (рис. 4).

Анализ регулировочных характеристик (рис. 4) показывает следующее.

1. Регулирование по частоте преобразования $U_n = f(f_k)$ возможно для СК понижающего и инвертирующего типов, при этом с увеличением частоты напряжение нагрузки U_n уменьшается. Для СК повышающего типа частотное регулирование во всем диапазоне невозможно в связи с неоднозначностью — одному значению частоты f_k соответствует несколько значений напряжения нагрузки U_n .

2. При регулировании по коэффициенту накопления $U_n = f(K_{Hk})$ напряжение нагрузки U_n для всех структур увеличивается с увеличением K_{Hk} . Однако сам коэффициент накопления $K_{Hk} = t_{Hk}/T_k$ — параметр, зависящий как от длительности интервала накопления $t_{Hk} = \text{var}$ (импульса управления), так и от частоты $f_k = 1/T_k = \text{var}$ (периода) преобразования, в данном слу-

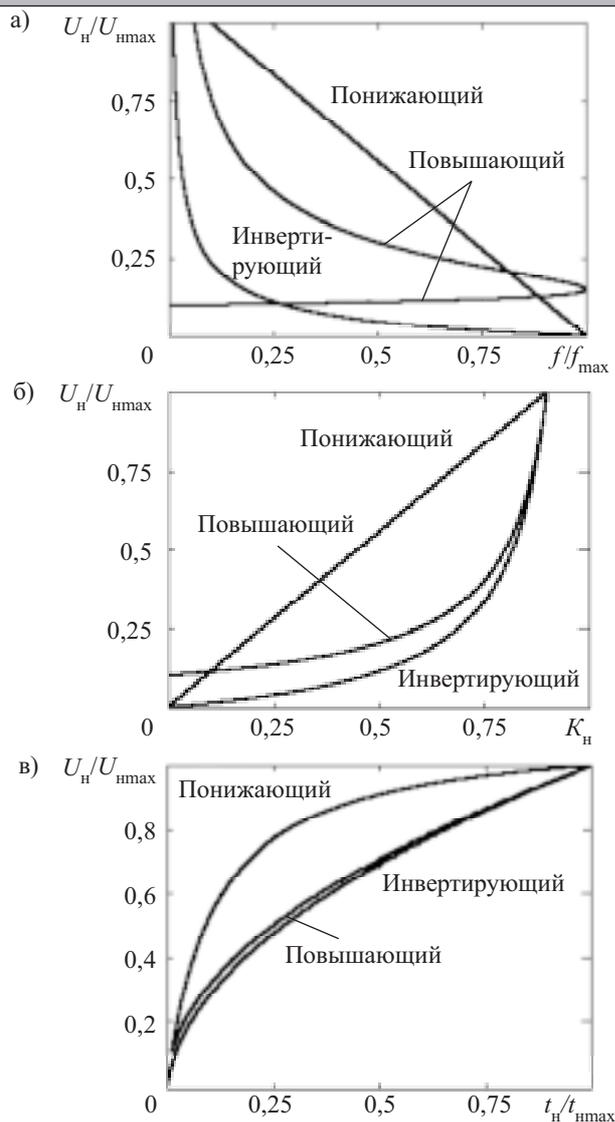


Рис. 4. Регулировочные характеристики базовых силовых каналов:

$a - U_n = f(f_k); b - U_n = f(K_n); c - U_n = f(t_k)$

чае носит скорее вспомогательный характер. Регулирование по нему без привязки к частоте невозможно.

3. Регулирование по длительности импульса управления $U_n = f(t_{nk})$ носит однозначный и однотипный для всех структур характер. Регулирование СК с граничным режимом для любой структуры следует производить именно по этому параметру.

Обязательным условием существования граничного (разрывного) режима является включение транзисторного ключа (начало интервала накопления) не ранее, чем ток дросселя упадет до нулевого значения. Следовательно, в СК с граничным (разрывным) режимом необходим датчик нуля тока дросселя (ДТ).

Сформулируем требования к системам синхронизации (СС) и управления (СУ) МИПГР.

1. Выходное напряжение следует регулировать путем изменения длительности интервала накопления — включенного состояния транзистора $U_n = f(t_{nk})$.

2. Обязательным элементом СК должен быть датчик нуля тока дросселя.

3. Так как частота преобразования $f_k = 1/T_k = \text{var}$ в процессе регулирования меняется, соответственно должна меняться частота синхронизации системы с подстройкой под самый медленный СК, при этом интервалы времени между импульсами синхронизации любых двух соседних каналов должны быть одинаковыми.

4. Функционирование СК в граничном (разрывном) режиме позволяет отказаться от принудительного выравнивания токов (мощностей) каналов [2, 4, 7].

Известен МИП [8], система управления которого распределяет импульсы синхронизации с равномерным фазовым сдвигом на N силовых каналах, выходы которых подключены к общей нагрузке. Такой преобразователь не обеспечивает изменение частоты синхроимпульсов и не может использоваться в системах с частотно-импульсной модуляцией.

Модульная система с частотно-импульсной модуляцией [9] обеспечивает одинаковую частоту работы СК, но не обеспечивает равномерный фазовый сдвиг работы каналов, что приводит к возникновению низкочастотной составляющей во входных и выходных цепях и, как следствие, к увеличению габаритов фильтра и преобразователя в целом.

При работе МИП [10] в зависимости от входного напряжения и тока нагрузки силовые каналы могут работать в разрывном, граничном или безразрывном режиме тока дросселя. Однако устройство не может обеспечить функционирование силовых каналов МИП в граничном либо разрывном режимах во всем диапазоне регулирования, что увеличивает потери и электромагнитные помехи, ухудшает динамические показатели.

Задачей предлагаемой системы управления является обеспечение режима функционирования СК преобразователя постоянного напряжения в гарантированном разрывном режиме, наиболее близком к граничному режиму, с одинаковой частотой и равномерным фазовым сдвигом между каналами. Такое регулирование уменьшает потери и электромагнитные помехи за счет переключения силовых элементов (включения транзисторного и выключения диодного ключей при нулевом токе), улучшает динамические показатели за счет полного использования энергии, накопленной в дросселе.

С учетом вышеизложенных требований предлагается система синхронизации к системам управления — типовым контроллерам, имеющим вход синхронизации и способным работать с частотно-импульсной модуляцией для любой из трех базовых структур и их аналогов (рис. 5). Здесь ГЕН — генератор, управляемый напряжением, частота которого в N раз выше частоты преобразования СК; СЧ — десятичный счетчик разрядности N (напомним, что N — количество СК); T_1, \dots, T_N — N D-триггеров; М — мажоритарный элемент; Ф — фильтр низких частот.

На рис. 6 представлены диаграммы работы СС для $N=3$ СК. Сигнал СЧ — состояние десятичного

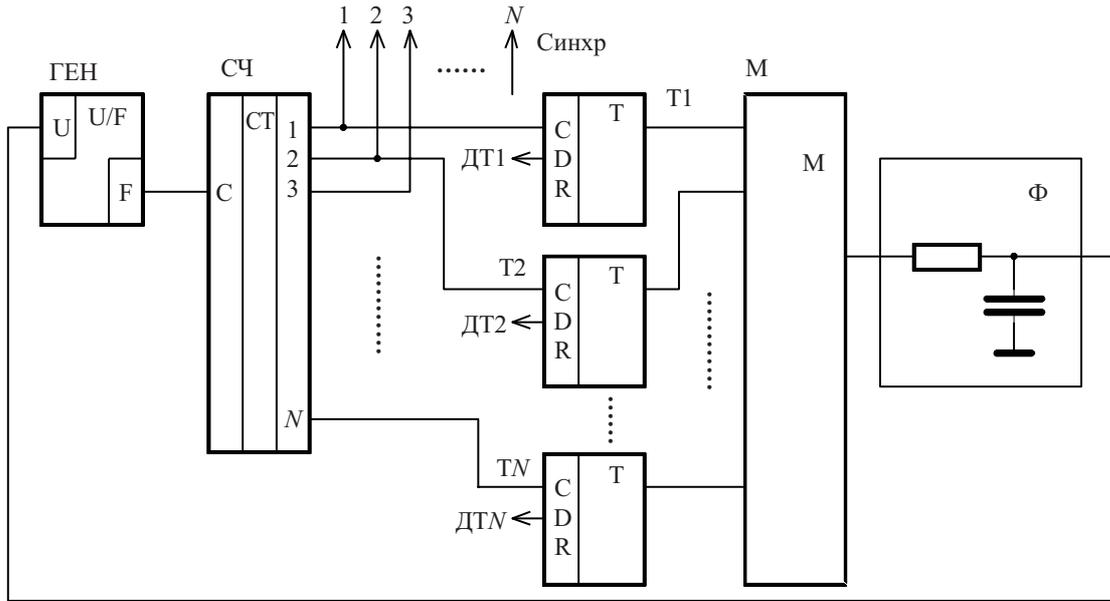


Рис. 5. Функциональная схема системы синхронизации МППР

счетчика (в данном случае их три — это 1, 2, 3). Каждый из выходов счетчика через дифференциальную цепочку, выделяющую фронт импульса (на схеме не показана), выдает сигнал, который является сигналом синхронизации (сигналы C_1, C_2, C_3) для соответствующего СК и сигналом строга по С-входу одного из D-триггеров (выход C_1 к T_1, C_2 к T_2, C_3 к T_3). На D-входы триггеров подаются сигналы с датчиков нулевого тока ДТ силовых каналов (сигналы $D_1—D_3$), логическая «1» — ток равен нулю, логический «0» — ток ненулевой (сигнал D_1 на T_1, D_2 на T_2, D_3 на T_3). Для иллюстрации на осях сигналов датчиков тока приведены диаграммы токов дросселей $i_{Lk}(t)$ соответствующих каналов. По строгу C_k соответствующий триггер сохраняет состояние D-входа.

Выходные сигналы триггеров (сигналы T_1, T_2, T_3) подаются на вход мажоритарного элемента М, вы-

ходной сигнал которого (сигнал М) принимает логическое состояние большинства входов. Сигнал с мажоритарного элемента сглаживается фильтром Ф, выходной сигнал которого (сигнал Ф) является входным для генератора, управляемого напряжением, и управляет его частотой.

Предположим, что СК₁ — самый медленный (его собственная частота минимальна), СК₃ — самый быстрый, стремится работать с максимальной частотой. Собственная частота преобразования СК₂ находится между частотами работы СК₁ и СК₃. Такие режимы могут возникнуть, например, при технологическом разбросе индуктивностей дросселей СК. Тогда в силовом канале с наименьшей индуктивностью дросселя (при равных прочих условиях) электрические процессы протекают быстрее, при наибольших индуктивностях — медленнее.

В момент времени t_1 формируется строб и синхросигнал C_1 для СК₁, т. к. СК₁ — самый медленный: период преобразования в нем еще не закончился, соответственно ток дросселя $i_{L1}(t_1) \neq 0$, а сигнал датчика тока $D_1=0$. Таким образом, выход триггера T_1 устанавливается в логический «0».

В момент времени t_2 формируется строб и синхросигнал C_2 на СК₂. К этому моменту период преобразования в СК₂ закончился, ток дросселя $i_{L2}(t_2)=0$, датчиком тока формируется сигнал $D_2=1$, который фиксируется триггером T_2 ($T_2=1$). В момент t_2 выход мажоритарного элемента переключается в «1», напряжение на выходе фильтра Ф и, соответственно, частота генератора ГЕН начинают увеличиваться.

В момент времени t_3 формируется сигнал синхронизации на СК₃ и строб записи состояния тока канала C_3 . Так как СК₃ — самый быстрый, к этому моменту ток дросселя $i_{L3}(t_3)=0$, сигнал с датчика тока $D_3=1$, на выходе триггера T_3 формируется логическая «1».

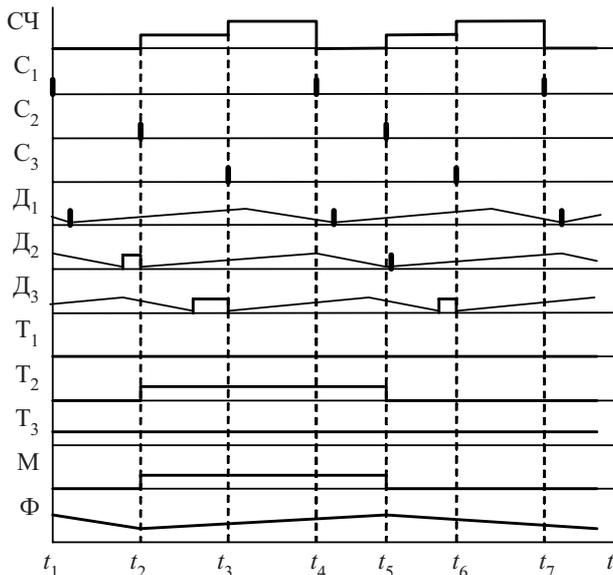


Рис. 6. Диаграммы работы системы синхронизации при трех СК

В момент времени t_4 , аналогично t_1 , формируется синхроимпульс на СК₁, в триггер Т₁ записывается 0.

В момент времени t_5 формируется сигнал синхроимпульса СК₂ и строба С₂ триггера Т₂, но в связи с увеличением частоты генератора ГЕН (с момента времени t_2) ток дросселя СК₂ не успевает упасть до нуля, и на выходе триггера Т₂ формируется логический «0». Одновременно на выходе мажоритарного элемента М также формируется логический «0» (M=0), выходное напряжение фильтра Ф и частота генератора ГЕН, управляемого напряжением, начинают уменьшаться.

В момент времени t_6 , аналогично t_3 , формируется сигнал синхронизации для СК₃, логическая «1» записывается в триггер Т₃.

В моменты времени t_7 и далее описанные процессы в системе синхронизации будут повторяться. При этом в квазиустановившемся режиме синхроимпульсы на самые медленные каналы (в примере — СК₁) будут приходить до окончания периода преобразования, на самые быстрые (в примере — СК₃) — всегда в моменты нуля тока дросселя. На каналы со средней скоростью функционирования (в примере — СК₂) синхроимпульсы могут приходить в моменты как нулевого, так и ненулевого тока дросселя. При этом частота импульсов синхронизации всех силовых каналов МИПГР всегда будет соответствовать частоте самого медленного СК (в примере СК₁: $f_2=f_1, f_3=f_1$).

Для предотвращения включения СК в моменты ненулевого тока дросселя $i_{Lk}(t) \neq 0$, когда формируется сигнал синхронизации С_к (в примере на рис. 6 моменты времени t_1, t_4, t_7 для СК₁, t_5 для СК₂), необходимо сами системы управления дополнить, минимум, тремя элементами, как это показано на рис. 7 на примере токовой системы управления. Здесь делитель R₁, R₂ — датчик напряжения нагрузки; U_{REF} — источник опорного напряжения; D₁ — усилитель сигнала рассогласования; D₂ — компаратор, сравнивающий сигнал с усилителя рассогласования (D₁) и

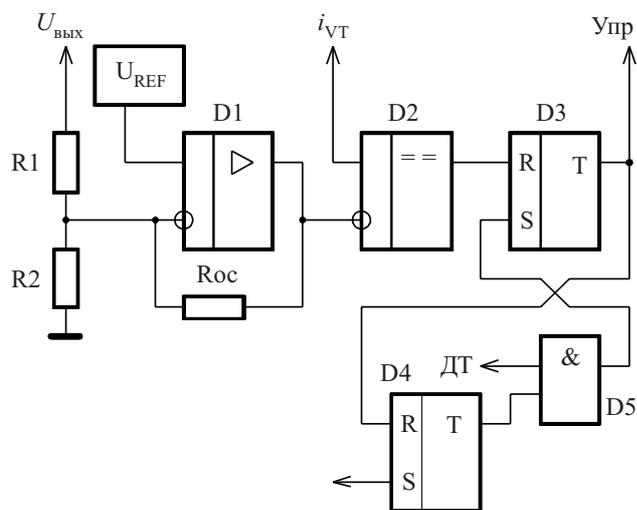


Рис. 7. Функциональная схема системы токового управления СУ_к силовым каналом

сигнал, пропорциональный току транзистора $i_{VTk}(t)$. Все это элементы, входящие в состав типового контроллера. Элементы D₃, D₄, D₅ — вспомогательные, минимально необходимые для предотвращения безразрывного режима тока дросселя, подключаются между выходом типового контроллера (выход D₂) и транзисторным ключом VT_к СК (выход Упр_к).

На рис. 8 рассмотрены все возможные варианты работы СУ_к k-го силового канала. К моменту t_1 формирования синхроимпульса С_к ток дросселя $i_{Lk}(t_1)=0$ упал до нуля (разрывный режим), следовательно, датчик тока формирует сигнал D_к=1, транзистор VT_к выключен (сигнал Упр_к=0). По импульсу синхронизации «взводится» триггер D₄, на его выходе появляется сигнал логической «1», который через элемент 2И D₅ поступает на S-вход триггера D₃. На выходе D₃ (сигнал Упр_к) формируется логическая «1» — сигнал на включение транзистора VT_к силового канала.

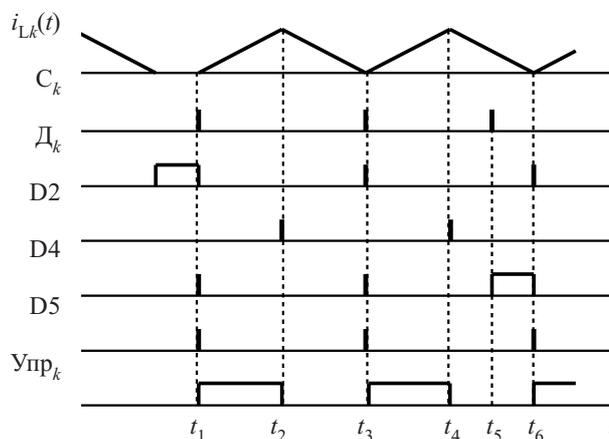


Рис. 8. Диаграммы работы системы управления k-го СК

Этот же сигнал поступает на R-вход триггера D₄ и сбрасывает его. Как только начинается интервал накопления, ток дросселя увеличивается, сигнал с датчика тока D_к изменяет свое логическое состояние на «0». В момент времени t_2 ток дросселя СК достигает своего максимального значения $i_{Lk}(t_2)=I_{mk}$, что фиксируется компаратором D₂ (сигнал D₂), при этом триггер D₃ сбрасывается, прекращается формирование сигнала управления Упр_к.

В момент времени t_3 одновременно формируются сигналы синхронизации С_к=1 и датчика тока D_к=1. При этом сигнал С_к взводит триггер D₄, с выхода которого логическая «1» через D₅ поступает на S-вход триггера D₃. На выходе D₃ (сигнал Упр_к) формируется «1», транзистор открывается, начинается новый период преобразования, а триггер D₄ сбрасывается. СК_к работает в граничном режиме.

В момент времени t_4 , аналогично моменту t_2 , ток дросселя достигает своего пикового значения, триггер D₃ сбрасывается, что формирует сигнал Упр_к=0 и закрывает транзистор СК — начинается интервал возврата.

В момент времени t_5 приходит импульс синхронизации С_к, который взводит триггер D₄ (D₄=1). Однако на выходе элемента 2И D₅ логическая «1» по-

является в момент времени t_6 , когда ток дросселя спадает до нуля. Таким образом, сигнал управления на транзистор V_{T_k} СК поступает по сигналу синхронизации, но не ранее окончания интервала возврата.

Предложенные схемы и алгоритм работы системы управления обеспечивают синхронизацию силовых каналов МИПГР с равномерным сдвигом, гарантируя функционирование каждого СК в граничном либо разрывном режиме с одинаковой частотой.

Выводы

1. Построены и проанализированы регулировочные характеристики понижающего, повышающего, инвертирующего силовых каналов. Показано, что для системы управления любой из трех рассмотренных структур подходит регулирование по длительности управляющего импульса (интервала накопления).

2. Определены требования к системе синхронизации и управления многофазного импульсного преобразователя с гранично-разрывным режимом.

3. Предложена функциональная схема синхронизации, описана ее работа на примере трех силовых каналов.

4. Предложена доработка типового контроллера управления с частотно-импульсной модуляцией для обеспечения гранично-разрывного характера тока дросселя силового канала во всем диапазоне регулирования. Рассмотрено функционирование доработанной системы управления на примере системы управления с токовым регулированием.

5. Для предложенной системы синхронизации и управления показано гарантированное отсутствие безразрывного режима тока дросселя и правильная синхронизация систем управления силовыми каналами.

Для дальнейших исследований можно рекомендовать анализ быстродействия и динамических показателей предложенной системы, выявление ограничений по частотам, количеству силовых каналов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Кадацкий А. Ф., Грабовой А. А., Гурков В. Г. Использование многофазных принципов преобразования электроэнергии в устройствах электропитания телекоммуникационных систем // Праці УНДІРТ.— 2003.— № 2–3.— С. 66—68.
2. Кадацкий А. Ф. Теория и проектирование многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения / Автореф. дис. ... докт. техн. наук.— М.: МЭИ, 1996.
3. Кадацкий А. Ф., Гунченко Ю. А. Электрические процессы в модульных импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования // Наук. праці ОНАЗ ім. О. С. Попова.— 2004.— № 1.— С. 9—15.
4. Кадацкий А. Ф. Электрические процессы в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения при разрывном режиме работы // Электронная техника в автоматике.— 1985.— Вып. 16.— С. 55—67.
5. Гунченко Ю. А. Использование частотно-широко-импульсной модуляции в преобразователях напряжения // Мат-лы 7-го Междунар. молодежн. форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке».— Харьков, ХНУРЭ.— 2003.— С. 189.
6. Кадацкий А. Ф., Гунченко Ю. А. Электрические процессы в импульсных преобразователях постоянного напряжения с граничным режимом функционирования // Праці УНДІРТ.— 2003.— № 2–3.— С. 77—79.
7. Глебов Б. А., Новиков А. А., Новикова Т. Н. Способы параметрического выравнивания выходных мощностей преобразователей в многоячейковых источниках электропитания // Техническая электродинамика.— 1983.— № 6.— С. 43—47.
8. Пат. 6285571 В1 США. Method and apparatus for an efficient multiphase switching regulator / S. W. Brooks, L. J. Maggloino.— 2001.
9. Пат. 5724237 США. Apparatus and method for sharing a load current among frequency-controlled D.C.-to D.C. converters / P. L. Hunter; Unipower Corp.— 1998.
10. Пат. 6381155 США. Method for clusterized power sharing conversion and regulation of the primary power source within a converting and regulating power supply, and system / A. F. Kadatsky, E. V. Karpov, N. I. Volovets.— 2002.

ВЫСТАВКИ. КОНФЕРЕНЦИИ

Четырнадцатая ежегодная международная научно-практическая конференция студентов и аспирантов
«РАДИОЭЛЕКТРОНИКА, ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭНЕРГЕТИКА»
 28—29 февраля 2008, г. Москва

Организаторы

Министерство образования и науки Российской Федерации
 Московский энергетический институт (технический университет)
 Академия электротехнических наук
 Ассоциация международных отделов технических университетов стран Центральной и Восточной Европы (АМО)
 Институт инженеров по электротехнике и электронике США (IEEE) (студенческая секция)

Адрес оргкомитета

Россия, 111250, Москва, ул. Красноказарменная, 14,
 МЭИ (ТУ), ИРЭ, деканат РТФ.
 Телефоны: (495) 362-7309, (495) 362-7104
 (Зайко Елена Семеновна)
 E-mail: istc@mpei.ru

Научные направления:

- ✦ радиотехника и связь;
- ✦ электроника;
- ✦ медицинская электроника;
- ✦ информационные технологии;
- ✦ электротехника, электромеханика и электротехнологии;
- ✦ инженерная экология;
- ✦ экономика и менеджмент;
- ✦ энергетика и экономика предприятий;
- ✦ теплофизика;
- ✦ теплоэнергетика;
- ✦ энергомашиностроение;
- ✦ электроэнергетика

С. Д. КОРОЛЕНКО, к. х. н. Ф. В. МАКОРДЕЙ,
Л. Д. КОНОВАЛЕНКО, И. Н. БАРБА,
к. х. н. Л. И. КОРОЛЕНКО

Украина, Одесский нац. университет им. И. И. Мечникова,
Одесская нац. академия пищевых технологий
E-mail: stankor@paso.net

Дата поступления в редакцию
06.06 2007 г.

Оппонент д. т. н. С. Ю. ЛУЗИН
(Представительство «Прософт», г. Санкт-Петербург)

МАГНИЙ-ВОЗДУШНЫЙ ПЕРВИЧНЫЙ ИСТОЧНИК ТОКА

Разработан, изготовлен и испытан новый магний-воздушный первичный источник тока 3,0-ВМБ-7,5, превосходящий известные по энергетическим показателям.

Для энергопитания различной промышленной и бытовой техники используются солевые и щелочные химические источники тока (ХИТ) различных модификаций. Их основной недостаток — вследствие так называемого «саморазряда» они очень быстро практически полностью теряют свою электрическую емкость.

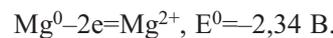
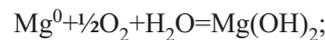
Разработан принципиально новый тип ХИТ — металл-воздушный [1]. Такие источники имеют неограниченный срок хранения и отдают практически 100% заложенной емкости после десятков лет хранения.

Предложенная новая модификация активируемого магний-воздушного источника тока 3,0-ВМБ-7,5 относится к первичным элементам, отличительным признаком которых является электрохимическая необратимость, связанная с необратимостью электрохимической реакции на одном или обоих электродах. Данные элементы и батареи предназначены для одноразового непрерывного или прерывистого разряда (однако возможно многократное использование катодов источника).

Активируемый источник может длительное время находиться в нерабочем состоянии, поскольку электролит в корпусе отсутствует, и не возникают условия для протекания нежелательных реакций. В таких ХИТ самопроизвольная потеря емкости (очень незначительная) связана главным образом с твердофазными процессами деградации электродных материалов, скорость которых значительно ниже, чем скорость реакции на границе раздела фаз «электрод—раствор».

Предложенный тип источника тока относится к водоактивируемым. Электролитом служит либо вода (в некоторых модификациях ХИТ сухая составляющая электролита NaCl предварительно осаждена и находится в целлюлозном электролитонесителе), либо водный раствор поваренной соли. Преимущество такого электролита — доступность и неагрессивность.

Токообразующая анодная реакция сводится к ионизации магния:



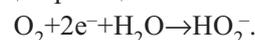
Магний в свободном состоянии — пассивный металл. Токообразующая анодная реакция становится возможной при частичном разрушении пассивирующей пленки под действием хлор-ионов [2]. Депассивация по мере роста тока усиливается. Поскольку при разряде поверхность магния переходит в активное состояние, реализуется элемент «магний—вода» при разности стандартных электродных потенциалов более 1,5 В. В результате на электродной поверхности одновременно с разрядом протекает саморазряд магния, который суммируется из двух сопряженных реакций — анодного растворения магния и катодного восстановления воды.

С ростом тока скорость саморазряда увеличивается. Это приводит к тому, что анодный стандартный потенциал магния оказывается ниже ожидаемого (в морской воде около 1,5 В). Для смещения потенциала в отрицательную сторону необходимо модифицировать магний для уменьшения перенапряжения токообразующей реакции или увеличения перенапряжения восстановления водорода. Такая модификация получена легированием магния церием, что привело к увеличению перенапряжения водорода (сплав МА-8М с 2—3%-ным содержанием церия).

По этой же причине при разряде ХИТ коэффициент использования магния колеблется от 50 до 85%. При разряде происходит энергичное выделение теплоты, в которую переходит изменение химической энергии при коррозии магния. Повышение температуры ускоряет саморазряд. Однако благодаря самоподогреву водоактивируемый источник можно эксплуатировать при температуре окружающей атмосферы до -50°C .

Магний-воздушные элементы отличаются от других элементов с магниевым анодом оригинальным положительным электродом [3]. Активным веществом катода служит кислород воздуха, который при разряде восстанавливается до ОН⁻-ионов.

Назначение положительного электрода — создать необходимые условия для протекания токогенерирующей реакции

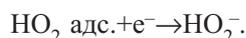
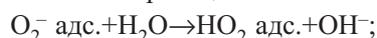


Для этого разработан электрод (катод), имеющий пористую структуру, обладающий высокой электрической проводимостью и электрокаталитическими свойствами, которые обеспечивают адсорбцию молекул кислорода на поверхности пор, смоченных электролитом, и последующие атомизацию и разряд кислорода [4—7].

Структура электрода характеризуется определенным соотношением газовых и жидкостных пор, причем электрод не пропитывается раствором электролита насквозь, иначе его электрохимическая эффективность упадет. С этой целью катод для источника делается двухслойным, гидрофильным со стороны носителя (в котором удерживается электролит — водный раствор поваренной соли) и гидрофобным, обращенным к воздушному сепаратору (посредством последнего осуществляется равномерный подвод кислорода воздуха к границе трех фаз: твердое тело—электролит—газ).

В качестве электрокатализатора (твердая фаза) кислородного электрода (анода) с учетом не слишком высоких плотностей тока (100—250 А/м²), реализуемых в источнике нового типа, использовали углеграфитовый материал — уголь типа КАД (йодный или молотый), дополнительно промотированный 5% кобальтата кобальта, который обладает достаточным каталитическим действием.

Стандартный потенциал кислородного электрода на 0,1—0,2 В ниже равновесного из-за протекающей побочной реакции.



Накопление пероксид-иона (HO₂⁻) в электролите значительно снижает катодный потенциал. Поэтому катод должен быть каталитически активным по отношению к реакции разложения пероксид-иона на кислород и OH⁻-ион.

Катод по конструкции представляет собой слой активного, промотированного угля, содержащего катализатор и гидрофобизирующие добавки (суспензия политетрафторэтилена в количестве 10—25% по сухому веществу), контактирующий со свободным электролитом. Гидрофобный слой катода (внешний слой) выполнен из гидрофобизированной ацетиленовой сажи, контактирует с воздухом, пропускает для кислорода и непроницаем для электролита.

Для придания механической прочности электрод армирован стальной никелированной сеткой, которая выполняет также функцию токоотвода.

В настоящее время при разработке химического источника тока в качестве критериев используется в общей сложности около двух десятков параметров и показателей, среди которых наиболее интегральными являются удельная энергия

$$W_{\text{уд}} = \frac{jS\bar{V}_{\text{ХИТ}}\tau}{g_{\text{ХИТ}}}, \text{ Вт}\cdot\text{ч/кг}$$

и удельная мощность

$$N_{\text{уд}} = \frac{jS\bar{V}_{\text{ХИТ}}}{g_{\text{ХИТ}}}, \text{ Вт/кг},$$

где j — плотность тока, А/м²;

S — поверхность электрода, м²;

$\bar{V}_{\text{ХИТ}}$ — среднее напряжение разряда, В;

τ — время разряда, ч;

$g_{\text{ХИТ}}$ — масса ХИТ.

В электрохимической системе «магний—воздух» напряжение разомкнутой цепи составляет 1,5 В, удельная энергия — 120—130 Вт·ч/кг, удельная мощность — 30—50 Вт/кг.

Важнейшим параметром, характеризующим источник, является электрическая емкость. При разряде емкость равна $C=I\tau$, т. е. произведению силы тока на время его протекания. При разряде на постоянное внешнее сопротивление R постепенно падает ток и напряжение (поляризация) ХИТ. В этом случае емкость равна произведению средней (средневзвешенной) силы тока на время его протекания:

$$C = \int_0^{\tau} I dt.$$

Существует прямая зависимость емкости ХИТ от массы активных веществ [8, с. 319]. Для обеспечения емкости источника C масса активного вещества электрода должна составить

$$m=Cq,$$

где q — электрохимический эквивалент активного вещества.

На практике активное вещество электрода при разряде используется не полностью. Фактически емкость источника с учетом использования массы электрода равна

$$C = \frac{m}{q} K_{\text{исп}},$$

где $K_{\text{исп}}$ — коэффициент использования ($K_{\text{исп}} < 1$).

При расчете емкостных характеристик источников тока пользовались приближенными значениями $K_{\text{исп}}=50\%$ и электрохимического эквивалента вещества (Mg) — 0,45 г/А·ч [9, с. 392].

Для получения $C_{\text{факт}}=7,5$ А·ч необходимое количество магния (сплава) в источнике должно быть $m=6,75$ г, тогда при толщине электрода, равной 1,5 мм, его площадь составит 0,0025 м². При $C_{\text{факт}}=7,5$ А·ч время работы источника составит 50 ч при $I_{\text{разр}}=0,15$ А.

На рис. 1 представлена схема разработанного источника тока — магний-воздушной батареи нового типа.

В схемно-конструктивном отношении разработанный источник относится к системе «металл—воздух» и является батареей. Изделие можно разделить на следующие узлы:

- крышка съемная (многократного использования);
- электрохимический блок с токовыводами «+» и «-», выполненными из медного провода диаметром 1,0 мм;
- корпус (многократного использования).

Электрохимический блок представляет собой конструктивно законченный узел, состоящий из двух

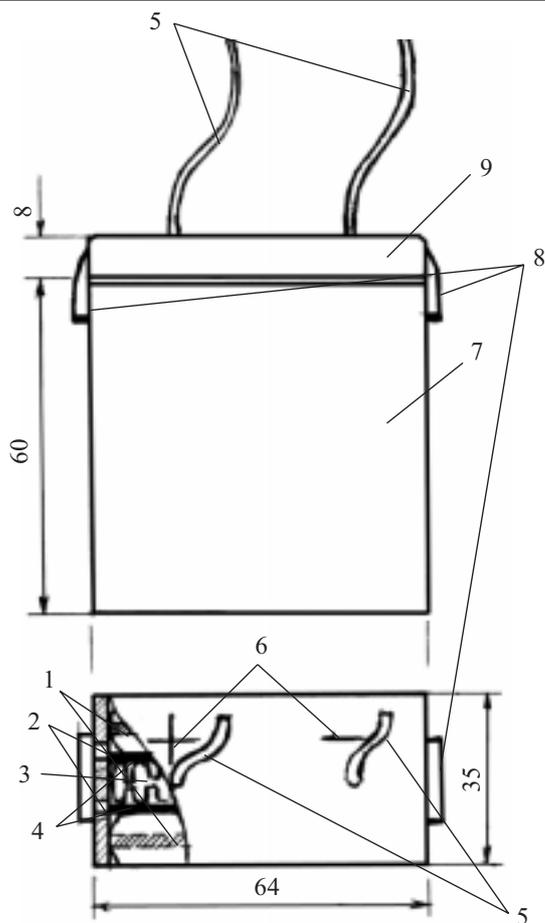


Рис. 1. Воздушно-магниевая батарея 3,0-ВМБ-7,5:

1 — аноды ХИТ; 2 — отверстие в корпусе для пропитки электролитом и его удаления, а также подвода O_2 воздуха; 3 — газовый сепаратор; 4 — катоды ХИТ; 5 — гибкие токоотводы; 6 — знаки полярности; 7 — корпус батареи; 8 — механические защелки крышки; 9 — крышка

электрически соединенных последовательно элементов с напряжением разомкнутой цепи 3,0 В. В качестве активного вещества отрицательного электрода используются пластины (модифицированные) сплава магния типа МА-8М.

В качестве токоотвода положительного электрода применяется стальная никелированная сетка (размер ячейки $\approx 0,4$ мм). На одну сторону ее нанесена (методом прессования или прокатки) активная углеграфитовая каталитическая (промотированная) масса, на другую — слой из ацетиленовой сажи, гидросорбированной 30%-ной суспензией политетрафторэтилена. Используются специальные технологические приемы для фиксации слоев на металлической подложке.

Конструктивная классификация электрода — тоководущий каркас открытого типа. Выбор этого типа электрода обусловлен тем, что активная масса обладает связующими свойствами и достаточным сцеплением с сажой.

В батарее используется газовый сепаратор — разделитель из полиэтилена, обладающий химической стойкостью по отношению к электролиту.

Применяемый в новой модификации ХИТ электролитоноситель представляет собой матрицу из целлюлозы с макропористой структурой и максимальными размерами пор порядка 80—300 мкм. В выбранной конструкции батареи отрицательные и положительные электроды расположены плоскопараллельно. Поскольку в батарее используются два элемента, то с целью оптимального использования объема корпуса они располагаются гидрозапорными слоями положительных электродов друг к другу и разделены между собой газовым сепаратором.

Конструкция электродов предполагает изготовление токосъема в виде выступающей за рабочую поверхность контактной части и приварку (пайку) к ним гибких проводов для передачи электроэнергии.

В качестве электролита использован 10%-ный раствор поваренной соли.

Корпус изделия коробчатого типа выполнен из полиэтилена высокого давления с отверстиями на боковых стенках, через которые при активации батареи поступает электролит, а по окончании активации сливаются его излишки. Эти же отверстия служат для доступа воздуха, используемого в качестве окислителя при разряде батареи. Крышка также выполнена из полиэтилена, в ней имеются два отверстия для токовыводов «+» и «-» к потребителю электроэнергии. Крышка съемная, защелкивается на корпусе.

В таблице приведены основные технические данные разработанного источника тока.

Основные технические характеристики воздушно-магниевой батареи 3,0-ВМБ-7,5

Наименование параметра	Данные
Род тока	Постоянный
Максимальное напряжение разомкнутой цепи, В	3,0
Минимальное напряжение в конце эксплуатации, В	1,8
Номинальный ток разряда, А	0,15
Продолжительность работы, не менее, ч	50,0
Электрическая емкость батареи, не менее, А·ч	7,5
Внутреннее сопротивление, не более, Ом	0,10
Габаритные размеры, не более, мм:	64×35×68
Масса батареи, не более, кг:	
в резервном состоянии	0,07
в активированном состоянии	0,15

На рис. 2 приведены разрядные характеристики (изменение напряжения источников тока во времени) предлагаемого ХИТ и некоторых типов первичных источников тока (как солевых, так и щелочных), по своим массовым и габаритным характеристикам близких к предлагаемому и выпускаемых в настоящее время промышленностью. Кривые сняты как на «свежих» элементах и батареях, так и после различных сроков их хранения (без разряда в данный период времени).

Как следует из результатов экспериментов, новая модификация магниевых воздушно-первичного источ-

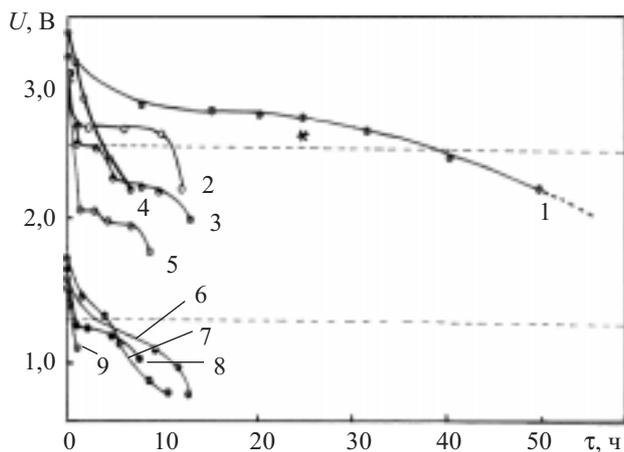


Рис. 2. Разрядные электрические характеристики магний-воздушного ХИТ и различных типов «сухих» элементов: 1 — батарея 3,0-ВМБ-7,5 (анод толщиной 1,5 мм); 2 — батарея «Маячок» (1 шт.); 3 — элемент 343 (1 год хранения, 2 шт.); 4 — элемент 373 (2 мес хранения, 2 шт.); 5 — элемент 373 (1 год хранения, 2 шт.); 6 — элемент 343 (щелочной, 11 мес хранения, 1 шт.); 7 — элемент 373 (1 шт.); 8 — элемент 373 (щелочной, 10 мес хранения, 1 шт.); 9 — элемент 332 (10 мес хранения, 1 шт.)

ника тока при одинаковых условиях испытаний (температура $20 \pm 5^\circ\text{C}$, нагрузка 0,15 А, режим разряда — непрерывный) обладает почти в 5 раз большей электрической емкостью в сравнении с рядом «сухих» ХИТ.

Емкость 7,5 А·ч получена на 50-м часе разряда, напряжение при этом упало до 2,2 В. Согласно [10], для таких источников допускается падение напряжения до 1,8 В. Таким образом, с одной дополнительной активацией (на 25-м—30-м часе разряда) возможно использование элемента еще в течение 5—10 часов с получением дополнительной электрической емкости 0,75—1,5 А·ч.

Наиболее близким по характеристикам к разработанному источнику оказался медь-магниевый элемент «Маячок» погруженного типа. Но за счет того, что в этот ХИТ закладывается ограниченное количество анодного материала, наблюдается резкое падение его характеристик на 12-м часе разряда (до 2,2 В, кривая 2 на рис. 2). Достаточной емкостью обладает элемент 343 со щелочным электролитом (кривая 3). Даже после 12 месяцев хранения его характеристики оказались несколько выше, нежели у элемента 373, но падение напряжения более значительное (до 2 В и ниже). Характеристики солевых элементов 373 значительно хуже — как «свежие» (кривая 4), так и после 1 года хранения (кривая 5). Элементы 373 и 343 (модель Energycell), испытанные в

одинаковых условиях, показали характеристики по времени разряда не более 10—13 часов (при непрерывном разряде), но при падении напряжения до 0,8 В, что не укладывается в требования государственных стандартов. То есть разработанная модификация магний-воздушного источника тока по своим габаритным и массовым характеристикам аналогична паре элементов 373 (типоразмера AA-R20 фирмы Energycell, широко используемого в качестве источника энергии), но значительно превосходит последние по энергетическим показателям.

При серийном выпуске не менее 10 000 шт./год расчетная отпускная цена разработанного ХИТ на 20—30% дешевле зарубежных аналогов. Источники прошли межведомственные испытания на предприятиях Украины, России, а также в странах дальнего зарубежья: Италии (г. Генуя, фирма Canera and Campi), Англии (г. Портсмут, фирма Macmurdo) и Китае (г. Дальян, Химико-технологический институт).

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д. Повітряно-металева хімічна джерело струму — ХДС (3,0-ПМБ-3,0). — Одеса: Астропринт, 2004.
2. Макордей Ф. В., Короленко С. Д., Коноваленко Л. Д., Щадних Н. М. Изучение продуктов коррозии магния в первичных источниках тока // Вісник ОНУ. Сер. Хімія. — 2003. — Т. 8, вип. 4. — С. 212—225.
3. Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д., Короленко Л. И. Изучение каталитических и электрохимических свойств промотированных активированных углей // IV УНТК «Укркатализ-IV». — Северодонецк—Яремча. — 2004. — С. 95—97.
4. Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д., Короленко Л. И. Электрохимическое и каталитическое поведение углеродистых материалов // Вісник ХНУ. Сер. Хімія. — 2005. — № 648. — Вип. 12(35). — С. 92—95.
5. Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д., Короленко Л. И. Электропроводность углеграфитовых катализаторов // V УНТК «Укркатализ-V». — Северодонецк—Киев. — 2006. — С. 165—167.
6. Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д., Короленко Л. И. Автоматическое регулирование концентрации кислорода в воздушной смеси с помощью сенсора и полупроводникового элемента // Сенсорная электроника и микросистемные технологии. — 2005. — № 3. — С. 49—56.
7. Короленко С. Д., Макордей Ф. В., Коноваленко Л. Д. и др. Формирование и исследование катализаторов на углеграфитовых носителях. Ч. 1. // Вісник ОНУ. Сер. Хімія. — 2004. — Т. 9, вип. 3. — С. 140—150.
8. Зарецкий С. А., Сучков В. Н., Животинский П. Б. Электрохимическая технология неорганических веществ и химические источники тока. — М.: Высшая школа, 1980.
9. Перельман В. И. Краткий справочник химика. — М.: Науч.-техн. изд-во химической лит-ры, 1953.
10. ГОСТ 15596—82. Источники тока химические.

Д. т. н. А. А. ДРУЖИНИН, к. т. н. И. И. МАРЬЯМОВА,
А. П. КУТРАКОВ, И. В. ПАВЛОВСКИЙ

Украина, г. Львов, НУ “Львовская политехника”
E-mail: druzh@polynet.lviv.ua

Дата поступления в редакцию
31.05 2007 г.

Оппонент д. ф.-м. н. С. И. КОЗЛОВСКИЙ
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

ПЕРВИЧНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДАВЛЕНИЯ КРИОГЕННЫХ ЖИДКОСТЕЙ

Разработаны преобразователи давления жидкого азота и жидкого гелия с тензорезисторами на основе использования классического и неклассического тензорезистивного эффекта в кремнии.

В настоящее время для различных отраслей науки и техники, таких как авиакосмическая техника, криоэнергетика и др., необходимы датчики механических величин, работоспособные при криогенных температурах, в частности, датчики для измерения давления криогенных сред (жидкого азота и жидкого гелия). Датчики давления жидкого азота с проводящими тензорезисторами имеют, в отличие от полупроводниковых тензорезистивных датчиков, невысокую чувствительность. Известны криогенные датчики давления на основе структур «кремний-на-изоляторе», серийно изготавливаемые фирмой Kulite Semiconductor Products Inc. [1], но их интервал рабочих температур ограничен температурой жидкого азота. На основе структур «кремний-на-сапфире» в России выпускаются тензорезистивные датчики давления криогенных сред, работоспособные в интервале температур 2—400 К [2]. Принцип действия этих датчиков основан на использовании классического (смиттовского) тензорезистивного эффекта в полупроводниках [3].

Целью работы было создание полупроводниковых преобразователей давления криогенных жидкостей не только на основе классического, но и неклассического тензорезистивного эффекта в кремнии (последний проявляется только при гелиевых температурах при определенном уровне легирования кремния). В качестве чувствительных элементов первичных преобразователей давления использовались тензорезисторы на основе нитевидных кристаллов (НК) кремния *p*-типа проводимости, легированных бором, которые хорошо зарекомендовали себя для создания различных датчиков механических величин, работоспособных в экстремальных условиях эксплуатации [4].

Проведенные нами исследования тензорезистивного эффекта в легированных НК *p*-Si в диапазоне температур 4,2—300 К показали, что при гелиевых температурах в кремнии с концентрацией бора вблизи перехода «металл—диэлектрик» с диэлектрической стороны наблюдается гигантский неклассиче-

ский тензорезистивный эффект [5], вызванный изменением механизма переноса носителей тока при криогенных температурах. В этом случае величина коэффициента тензочувствительности НК *p*-Si при 4,2 К достигает значений $K_{4,2K} \approx 5,7 \cdot 10^5$ при одноосной деформации сжатия, что на 2—3 порядка превышает тензочувствительность кремния при этих температурах.

Использование неклассического тензорезистивного эффекта открывает возможности создания высокочувствительных датчиков механических величин для криогенных температур [6]. Чтобы оценить возможность создания таких датчиков, проводилось экспериментальное моделирование их работы путем исследования характеристик тензорезисторов на основе легированных НК *p*-Si, закрепленных на упругих элементах (консольных балках), при низких температурах. Диапазон деформаций консольной балки составлял $\epsilon = 0 \dots \pm 1,2 \cdot 10^{-3}$, что соответствует области деформаций упругих элементов тензорезистивных датчиков механических величин (давления, усилия, ускорения и др.). Консольные балки изготавливались из инварного сплава 36Н, температурный коэффициент расширения которого близок по величине к значению для кремния при низких температурах [7].

Для исследования отбирались тензорезисторы на основе сильнолегированных НК *p*-Si с удельным сопротивлением $\rho_{300K} = 0,005$ Ом·см и на основе НК *p*-Si с $\rho_{300K} = 0,013$ Ом·см, соответствующим концентрации бора вблизи перехода «металл—диэлектрик» с диэлектрической стороны.

Консольная балка с тензорезисторами помещалась в гелиевый криостат, в котором осуществлялось ступенчатое деформирование балки с помощью специально разработанного устройства. Питание тензорезисторов осуществлялось постоянным током 1—100 мкА. При измерениях в диапазоне температур 4,2—300 К одновременно автоматически регистрировались показания сенсора температуры и падение напряжения на исследуемых тензорезисторах. Измерения проводились в Международной лаборатории сильных магнитных полей и низких температур во Вроцлаве (Польша).

На рис. 1 и 2 представлены экспериментальные зависимости относительного изменения сопротивления $\Delta R/R_0$ исследованных тензорезисторов от деформации балки при фиксированных температурах —

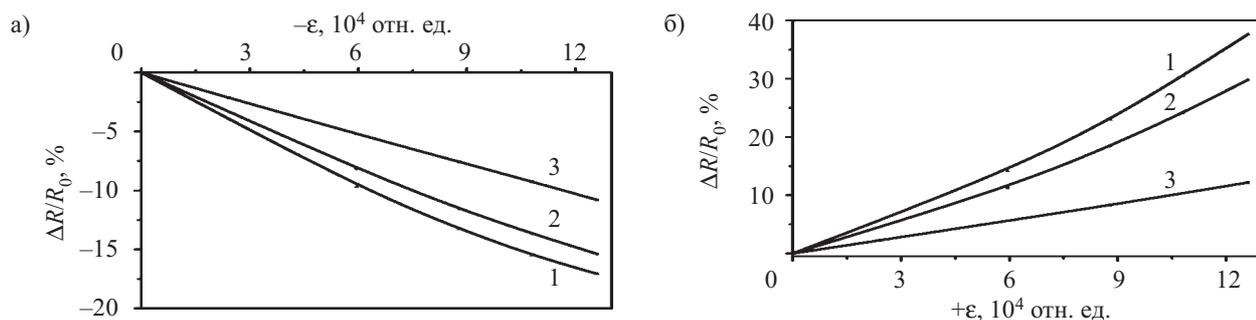


Рис. 1. Тензорезистивные характеристики НК *p*-Si с $\rho_{300\text{K}}=0,005$ Ом·см на балке из инвара при деформации сжатия (а) и растяжения (б) при разных температурах: 1 — 4,2 К; 2 — 77 К; 3 — 300 К

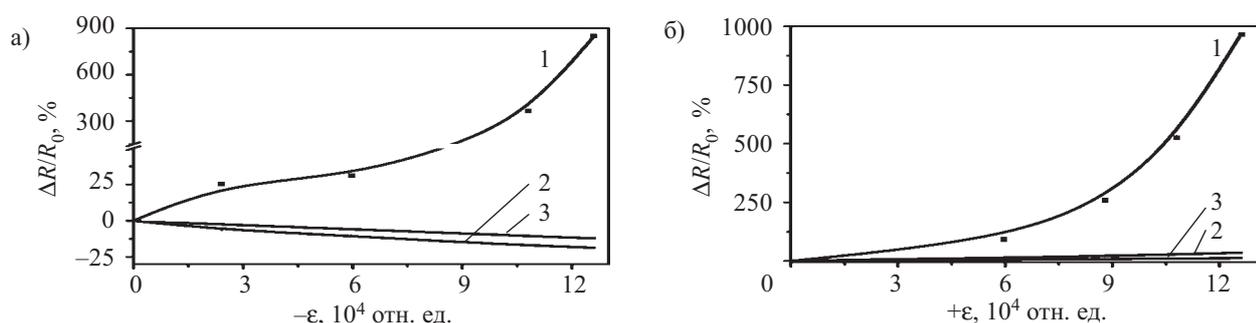


Рис. 2. Тензорезистивные характеристики НК *p*-Si с $\rho_{300\text{K}}=0,013$ Ом·см на балке из инвара при деформации сжатия (а) и растяжения (б) при разных температурах: 1 — 4,2 К; 2 — 77 К; 3 — 300 К

4,2, 77 и 300 К. Как видно из **рис. 1**, для тензорезисторов на основе сильнолегированных НК *p*-Si с $\rho_{300\text{K}}=0,005$ Ом·см для всего исследованного диапазона температур наблюдается классический тензорезистивный эффект (сопротивление тензорезисторов возрастает при деформации растяжения и уменьшается при деформации сжатия). Для этих тензорезисторов, закрепленных на балке из инварного сплава, коэффициент тензочувствительности составляет $K_{77\text{K}}=220$ и $K_{4,2\text{K}}=270$ при деформации растяжения $\epsilon=1 \cdot 10^{-3}$ и соответственно $K_{77\text{K}}=127$ и $K_{4,2\text{K}}=120$ при деформации сжатия $\epsilon=-1 \cdot 10^{-3}$.

Для тензорезисторов на основе НК *p*-Si с удельным сопротивлением $\rho_{300\text{K}}=0,013$ Ом·см классический тензорезистивный эффект наблюдается при комнатной температуре и температуре жидкого азота (**рис. 2**, кривые 2 и 3), а при температуре жидкого гелия сопротивление тензорезисторов увеличивается при деформации сжатия (рис. 2, а, кривая 1), что свидетельствует о появлении неклассического тензорезистивного эффекта. При этом величина коэффициента тензочувствительности при 4,2 К достигает значения $K_{4,2\text{K}} \approx 1 \cdot 10^4$ при деформации сжатия $\epsilon=-1 \cdot 10^{-3}$, а при деформации растяжения $\epsilon=1 \cdot 10^{-3}$ $K_{4,2\text{K}} \geq 6400$, причем зависимость относительного изменения сопротивления тензорезисторов от деформации $\Delta R/R_0=f(\epsilon)$ в области гелиевых температур становится нелинейной.

Таким образом, из проведенных исследований вытекает, что тензорезисторы на основе сильнолегированных НК *p*-Si можно использовать для создания первичных преобразователей механических ве-

личин, работоспособных в широком диапазоне температур (4,2—300 К), а для повышения чувствительности таких преобразователей в области гелиевых температур целесообразно использовать тензорезисторы на основе НК *p*-Si с концентрацией бора вблизи перехода «металл—диэлектрик» с удельным сопротивлением $\rho_{300\text{K}}=0,013$ Ом·см.

Разработана универсальная конструкция тензорезистивного преобразователя давления криогенных жидкостей (**рис. 3**). Основу конструкции первичного преобразователя давления составляет тензомодуль 3, который представляет собой кольцевой элемент с консольной балочкой 4 с закрепленными на ней тензорезисторами на основе НК Si. Прогиб мембраны

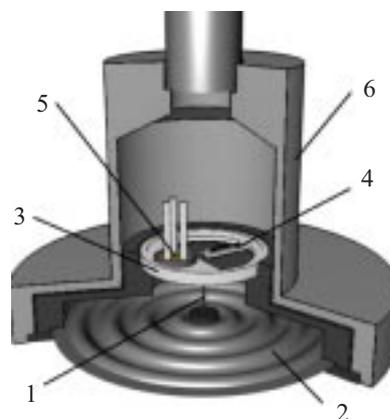


Рис. 3. Первичный преобразователь давления криогенных жидкостей:

1 — шток; 2 — мембрана; 3 — тензомодуль; 4 — консольная балка с тензорезисторами; 5 — контактный узел; 6 — корпус

2 под действием давления передается через шток 1 на консольную балочку, вызывая ее прогиб и, соответственно, деформацию закрепленных на ней тензорезисторов, включенных в мостовую схему. Изменяя размеры мембраны (толщину и диаметр), можно легко переходить на разные диапазоны измеряемых давлений, а используя НК Si с различным удельным сопротивлением, можно получить оптимальные характеристики первичного преобразователя давления в заданном диапазоне температур. В качестве материала упругого элемента преобразователя давления использовался инварный сплав 36Н.

Создан первичный преобразователь давления жидкого азота на диапазон 0...2,5 кПа, в котором использовались тензорезисторы на основе НК *p*-Si с $\rho_{300K}=0,02$ Ом·см. Градуировочная характеристика такого преобразователя давления приведена на рис. 4. Чувствительность преобразователя давления жидкого азота составляет 46 мВ/кПа при питании тензорезисторов постоянным током 10 мА. Разработанный преобразователь давления можно также использовать для измерения уровня жидкого азота; его чувствительность ≈ 4 мВ/мм.

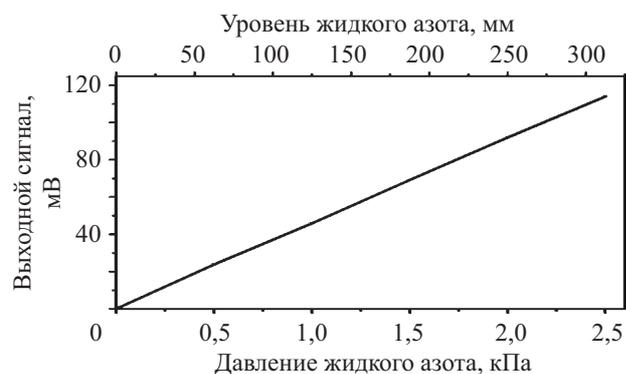


Рис. 4. Градуировочная характеристика первичного преобразователя давления (уровня) жидкого азота

Разработан также первичный преобразователь давления жидкого гелия на диапазон 0—10 МПа для циркуляционных трубопроводов установки ТОКАМАК (рис. 5). На рис. 6. приведены градуировочные характеристики этого преобразователя давления при использовании тензорезисторов на основе сильнолегированных НК *p*-Si с $\rho_{300K}=0,005$ Ом·см, соединенных в мостовую схему, и одиночного тензорезистора на основе НК *p*-Si с $\rho_{300K}=0,013$ Ом·см. Как видно из приведенных графиков, применение крем-



Рис. 5. Первичный преобразователь давления жидкого гелия

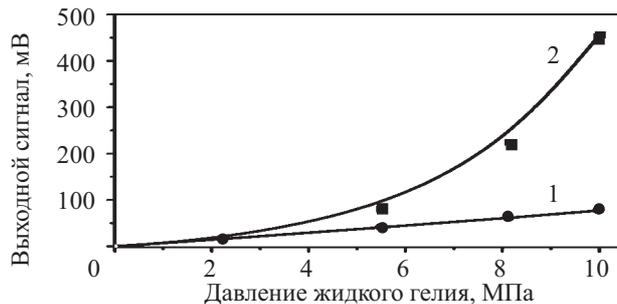


Рис. 6. Выходной сигнал первичного преобразователя давления жидкого гелия:

1 — мостовая схема с двумя активными тензорезисторами на основе НК *p*-Si с $\rho_{300K}=0,005$ Ом·см, ток через тензорезистор $I=10$ мА; 2 — схема с одним активным тензорезистором на основе НК *p*-Si с $\rho_{300K}=0,013$ Ом·см и источником тока $I=100$ мкА

ниевых тензорезисторов, в которых при 4,2 К проявляется неклассический тензорезистивный эффект, позволяет существенно увеличить чувствительность таких преобразователей давления: их выходной сигнал достигает примерно 470 мВ (без усиления) при токе через тензорезистор 100 мкА, однако при этом возникает необходимость линеаризации выходной характеристики преобразователя давления.

Таким образом, на основании проведенных исследований можно сделать вывод о том, что использование тензорезисторов из сильнолегированного кремния *p*-типа (в нашем случае на основе НК *p*-Si с $\rho_{300K}=0,005$ Ом·см) позволяет создать первичные преобразователи давления криогенных жидкостей (жидкого азота и жидкого гелия) на основе классического тензорезистивного эффекта в кремнии.

Значительное увеличение чувствительности первичного преобразователя давления жидкого гелия может быть достигнуто при использовании тензорезисторов, изготовленных из кремния с концентрацией акцепторной примеси (бора) вблизи перехода «металл—диэлектрик» с диэлектрической стороны (в нашем случае на основе нитевидных кристаллов *p*-Si с $\rho_{300K}=0,013$ Ом·см), в котором при гелиевых температурах проявляется гигантский неклассический тензорезистивный эффект.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. <http://www.kulite.com>
2. Бушев В. В., Николайчук О. Л., Стучебников В. М. Серия электронных датчиков давления МИДА // Датчики и системы.— 2000.— № 1.— С. 21—27.
3. Бир Г. Л., Пикус Г. Е. Симметрия и деформационные эффекты в полупроводниках.— М.: Наука, 1972.
4. Дружинин А. А., Марьямова И. И., Лавитская Е. Н. и др. Полупроводниковые сенсоры механических величин на основе микрокристаллов кремния для экстремальных условий // Микросистемная техника.— 2001.— № 9.— С. 3—8.
5. Druzhinin A. A., Maryamova I. I., Pavlovskyy I. V., Palewski T. Piezoresistive properties of boron-doped silicon whiskers at cryogenic temperatures // Functional Materials.— 2004.— Vol. 11, N 2.— P. 268—272.
6. Дружинин А. А., Марьямова И. И., Кутраков А. П., Павловский И. В. О возможности создания высокочувствительных пьезорезистивных сенсоров механических величин для криогенных температур // Датчики и системы.— 2005.— № 7.— С. 17—21.
7. Новикова С. И. Тепловое расширение твердых тел.— М.: Наука, 1974.

К. ф.-м. н. С. П. ПАВЛЮК, С. М. САВИЦКИЙ,
Р. Б. СОЛТИС, И. Ю. ТИЩЕНКО

Украина, Киевский нац. ун-т им. Тараса Шевченко
E-mail: pps@univ.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
13.06.2007 г.

Оппонент д. т. н. Р. В. КОНАКОВА
(ИФП им. В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

ИЗМЕНЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ СИЛОВЫХ ДИОДОВ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ИМПУЛЬСА УДАРНОГО ТОКА

Исследованы причины выхода из строя кристаллов полупроводниковых силовых диодов при прохождении через них импульсов ударного тока.

Достаточно часто возникает ситуация, при которой мощный блок питания работает на емкостную нагрузку или в режиме короткого замыкания. В этом случае через выпрямительные диоды проходят мощные импульсы тока, которые приводят к деградации параметров диодов, ухудшению надежности их работы или к выходу из строя. Длительность таких импульсов определяется скоростью срабатывания электронной системы защиты от перегрузки. За это время ток не должен превысить значения тока перегрузки $I_{\text{прг}}$ — прямого тока выпрямительного диода, длительное протекание которого вызвало бы превышение максимально допустимой температуры перехода, но который так ограничен во времени, что эта температура не превышает. За время эксплуатации диода число воздействий током перегрузки не ограничивается.

Если же величина тока превысит $I_{\text{прг}}$, через диод пройдет ударный ток $I_{\text{пр уд}}$, при протекании которого превышает максимально допустимая эффективная температура перехода, но который за время службы диода возникает и повторяется редко и вызывается чрезвычайными условиями работы устройства. Этот ток может превышать действующий прямой ток диода $I_{\text{пр д}}$ в десятки раз [1, с. 21, 46—56].

Такая ситуация возникает при сборке диодов методом сварко-пайки [2]. К полупроводниковому кристаллу диода прижимаются облуженные медные выводы, и в прямом направлении через него пропускают ток, разогревающий кристалл до температуры плавления припоя на выводах. Для повышения производительности цикла изготовления диодов сокращают время и повышают ток разогрева. При этом процент выхода годных приборов уменьшается, и надежность их работы ухудшается.

Задачей этой работы было исследование причин выхода из строя кристаллов диодов.

Для этого через кристалл полупроводникового диода пропускались одиночные импульсы ударного тока с регулируемой амплитудой и длительностью. Наблюдались осциллограммы падения напряжения на кристалле, по которым для разных моментов вре-

мени строились вольт-амперные характеристики (ВАХ), а также рассчитывались зависимости сопротивления кристалла диода R_d и его температуры T_k от длительности $t_{\text{имп}}$ и количества импульсов N ударного тока. При исследованиях использовали постоянный ток, т. к. он позволяет ограничивать выделяемую кристаллом мощность и предохраняет его от выхода из строя [3].

Это связано с тем, что при разогреве полупроводникового кристалла диода в таком режиме сопротивление источника разогрева R_i много больше сопротивления нагрузки (диодного кристалла), т. е. $R_i \gg R_d$. Через кристалл проходит импульс тока I , амплитуда которого не изменяется во время разогрева. Изменяется падение напряжения на кристалле U , которое определяется величиной R_d . С увеличением разогрева кристалла его R_d падает, что приводит к уменьшению U , средней выделяемой мощности $P_{\text{ср}} = I^2 R_d$ и к ограничению роста температуры кристалла. Таким образом, реализуется отрицательная обратная связь между температурой полупроводникового нагревателя и приростом выделенной мощности, т. е. происходит саморегуляция выделенной мощности, что позволяет проводить многократные исследования.

В режиме постоянного напряжения при нагревании кристалла его сопротивление падает, ток растет, увеличивается выделенная мощность $P_{\text{ср}} = U^2/R_d$, что приводит к дополнительному росту температуры и т. д. Таким образом, при постоянном времени импульса разогрева реализуется положительная обратная связь между увеличением температуры кристалла и приростом выделенной от этого мощности.

В наших исследованиях измерения в таком режиме не проводились из-за большой вероятности выхода из строя кристаллов диодов.

Исследовались кристаллы выпрямительных диодов средней мощности, указанных в **таблице** [1]. Из приведенных данных видно, что ток перегрузки и тем более ударный ток может превышать средний прямой ток диода в десятки раз.

Исследования показали, что характер изменения параметров и характеристик кристаллов диодов различных марок был одинаков. Поэтому в дальнейшем приведены данные для кристаллов диодов КД208 и длительности импульса 5 мс.

Зависимость температуры кристалла диода от ударного тока и длительности импульса тока

Тип диода	$I_{пр\ ср\ max}$, А	$I_{прг}, (I_{пр\ уд})_{max}$, А	$t_{и}(t_{прг})$, мс	$T_{к\ max}$, °С
КД105	0,3	15	20	125
КД208	1,5	30	20	85
КД209	0,5	15	20	85
КД212	1,0	50	10	125
КД220	3,0	60	10	155
КД202	5,0	30	1500	130
Д231	5,0	50	20	130
КД219	10,0	250	10	115

На рис. 1 показаны осциллограммы прямого падения напряжения на кристалле диода при различных амплитудах тока и разном количестве импульсов ударного тока. При амплитудах импульсов тока ≤ 45 А значение падения напряжения не изменялось как во время импульса, так и при его многократном повторении.

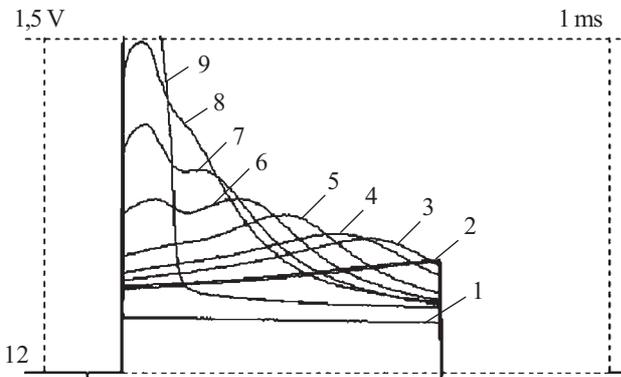


Рис. 1. Осциллограммы падения напряжения на кристалле при разных значениях тока: 1 — 30 А; 2 — 46 А; 3—9 — 50 А

Иная картина наблюдалась при токах ≥ 50 А. При прохождении такого импульса происходил сильный разогрев кристалла, о чем свидетельствует первичный рост, а затем уменьшение падения прямого напряжения на кристалле. Каждый последующий импульс тока с одинаковой амплитудой приводил к увеличению начального прямого падения напряжения (в момент $t=0$), к более быстрому разогреву кристалла и большему изменению U . На осциллограмме кривая 3 соответствует первому импульсу тока, а кривая 9 — седьмому импульсу тока с амплитудой 50 А.

Вольт-амперные характеристики кристалла диода показаны на рис. 2. Кривая $U_{нач}$ построена для начала импульса разогрева, а кривая $U_{кон}$ — для конца. Как видно из графика, при значениях I меньших, чем $I_{пр\ уд}$, ВАХ растет монотонно для начала и имеет S-образный участок для конца импульса. Такой вид ВАХ характерен для изменения сопротивления в результате перегрева [4].

При достижении величины $I_{пр\ уд} \approx 50$ А начинается изменение параметров кристалла при повторении

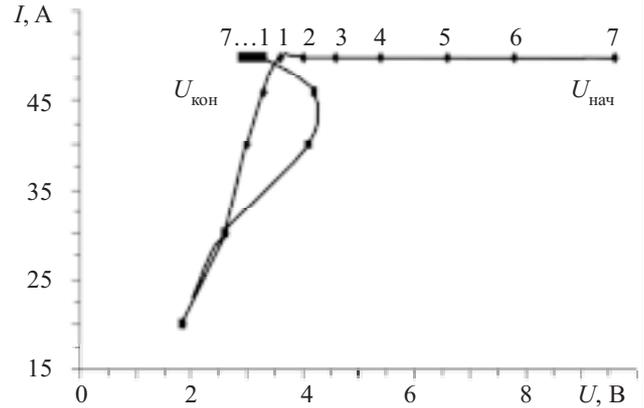


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики кристалла для напряжений начала $U_{нач}$ и конца $U_{кон}$ импульса разогрева

импульса тока. На ВАХ цифрами указан номер импульса тока с одинаковой амплитудой. После седьмого импульса тока кристалл вышел из строя.

Зависимость прямого сопротивления кристалла диода в начальный момент импульса тока от его величины и от количества прошедших импульсов (номера импульса N) показана на рис. 3. Как видно, с увеличением амплитуды тока прямое сопротивление кристалла падает и не зависит от количества импульсов тока ($I=20; 30; 40; 46$ А). При достижении $I_{пр\ уд} \approx 50$ А сопротивление начинает увеличиваться после прохождения каждого импульса $I_{пр\ уд}$. После 7-го импульса тока $I_{пр\ уд}$ прямое сопротивление кристалла увеличилось почти в 3 раза, и он вышел из строя.

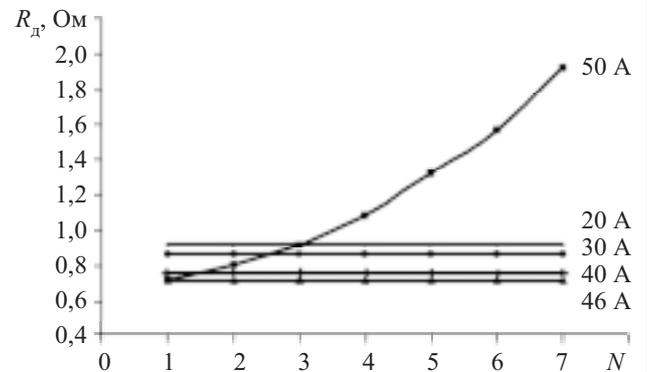


Рис. 3. Зависимость прямого сопротивления кристалла диода R_d от количества импульсов ударного тока (N) при различных амплитудах тока I

Для определения зависимости температуры кристалла диода от времени разогрева была оценена температура кристалла диода при разогреве его одиночными импульсами тока. Оценка проводилась согласно уравнению теплового баланса:

$$\Delta T_k = UIt/cm,$$

где t — время прохождения тока I ;
 c — теплоемкость кремния;
 m — масса кристалла диода.

На время прохождения импульса тока для оценки температуры мы пренебрегаем теплоотбором в окружающую среду и контакты. Это связано с тем, что тепловое сопротивление между кристаллом и

прижимными токоподводящими контактами велико, а теплопроводность воздуха мала по сравнению с теплопроводностью кристалла.

Изменение T_k от времени разогрева показано на **рис. 4**. Кривая 3 соответствует первому импульсу, а кривая 9 — 7-му импульсу тока с амплитудой 50 А.

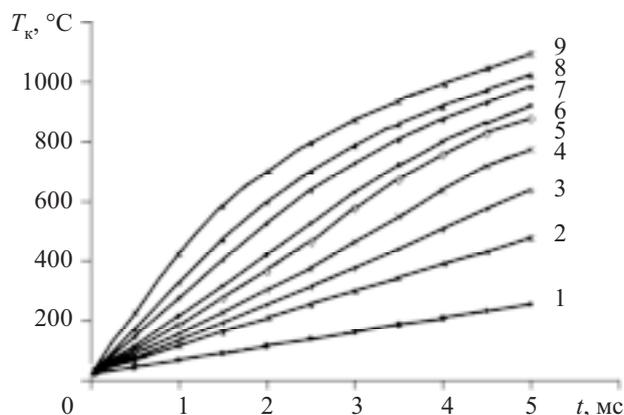


Рис. 4. Зависимость температуры кристалла от длительности импульса тока I с различными амплитудами: 1 — 30 А; 2 — 46 А; 3—9 — 50 А

Как видно, при токах меньше 50 А температура растет почти линейно. При достижении током величины ударного тока рост температуры становится нелинейным. Первоначально температура растет быстро, затем ее рост замедляется и практически останавливается. Необратимые изменения в кристалле наступают после достижения температуры 560°C.

Было проведено исследование зависимости количества импульсов ударного тока от его величины и времени действия. В соответствии с данными [1], время действия импульса прямого граничного тока и ударного тока у большинства силовых диодов изменяется от 1 до 2000 мс. Чем дольше действует импульс тока, тем при меньших его значениях достигается $I_{пр уд}$.

Зависимость амплитуды и числа импульсов ударного тока от длительности импульса показана на **рис. 5**. Как видно, эта зависимость нелинейна. При более коротких импульсах их амплитуда существенно увеличивается, однако количество резко уменьшается.

Исследования показали, что при прохождении ударного тока температура полупроводникового кристалла существенно превышает не только допустимую рабочую температуру, но и температуру его собственной проводимости [4]. Возникший резко неоднородный градиент температуры приводит к возникновению сильных механических напряжений и, как следствие, к появлению дополнительных дефектов (рекомбинационных уровней), приводящих к уменьшению эффективного времени жизни носителей заряда в полупроводнике [5]. Это увеличивает эффективное прямое сопротивление диода, что, в

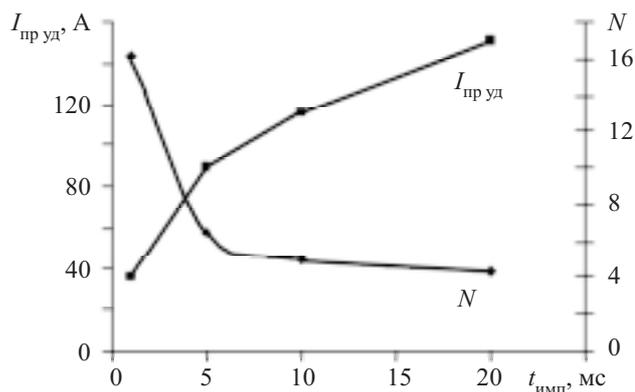


Рис. 5. Зависимость количества импульсов N ударного тока $I_{пр уд}$ от его амплитуды и времени действия

свою очередь, увеличивает выделенную диодом мощность, неоднородно растет его температура, и кристалл полупроводникового диода разрушается.

При токах 30—45 А и длительности импульса 5 мс значение сопротивления как во время действия тока, так и при многократном повторном его воздействии, не изменяется. Температура перехода после прохождения импульса достигает величины $\approx 500^\circ\text{C}$, что меньше температуры собственной проводимости кристалла. Надежность работы такого диода не изменяется.

При значениях $I_{пр уд} \approx 50$ А прямое сопротивление диода растет с каждым повторным импульсом и увеличивается почти в 3 раза, а температура кристалла достигает 1000°C . После 5-го—7-го импульса он выходит из строя.

Выводы

Проведенные исследования показали, что в полупроводниковых диодах при разогревах свыше температуры собственной проводимости под действием импульса ударного тока происходит необратимое увеличение прямого сопротивления кристалла, и диод выходит из строя.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Григорьев О. П., Замятин В. Н., Кондратьев Б. В., Пожиданов С. Л. Диоды. Справочник.— М.: Радио и связь, 1990.
2. А. с. 355696 СССР. Способ сборки полупроводниковых приборов / А. А. Россошинский, В. А. Лебига, В. М. Кислицын, Е. А. Альперович.— 1972.— Бюл. № 31.
3. Павлюк С. П., Ищук Л. В., Кислицын В. М. Саморегуляція виділеної потужності напівпровідникового діодного кристалла // Вісник КУ. Серія фіз.-мат. наук.— 2002.— Вип. 1.— С. 344—347.
4. Викулин И. М., Стафеев В. И. Физика полупроводниковых приборов.— М.: Радио и связь, 1990.
5. Кушниренко В. В., Нинидзе Г. К., Павлюк С. П. и др. Воздействие импульсов прямого тока на время жизни неосновных носителей заряда в p^+-n -диоде // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2007.— № 1.— С. 32—35.

К. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО, А. А. ЦЫГАНСКИЙ

Украина, г. Киев, Министерство промышленной политики Украины;
г. Львов, Научно-производственное предприятие "Карат"
E-mail: tim_mail@ukr.net

Дата поступления в редакцию
23.07 2007 г.

Оппонент к. т. н. В. Е. ТРОФИМОВ
(ОНПУ, г. Одесса)

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТЕПЛООБМЕНА В КОЛЛЕКТОРНЫХ ТЕРМОСИФОНАХ КОММУТАЦИОННЫХ ПЛАТ ВЫСОКОЙ СТЕПЕНИ ИНТЕГРАЦИИ

Экспериментально показано, что встраивание коллекторных термосифонов на основе щелевых каналов в коммутационную плату позволяет в два раза снизить температуру в зоне теплоподвода.

При конструировании вычислительных систем широко используются керамические коммутационные платы с микропроцессорами. При существующих размерах теплоотводящего основания микропроцессоров плотность теплового потока на его поверхности лежит в пределах от 25 до 100 Вт/см², что требует применения эффективных систем охлаждения. Традиционное выполнение керамических коммутационных плат из алюмооксидной керамики типа ВК-94 при использовании воздушного охлаждения уже не может обеспечить нормальный тепловой режим полупроводниковых кристаллов.

Более эффективной системой охлаждения керамических плат является комбинированная система охлаждения. Внутри подложки платы встроен коллекторный термосифон со щелевыми испарительными каналами [1]. Здесь тепло передается теплоносителем с замкнутым испарительно-конденсационным циклом. Снаружи от верхней зоны подложки (зоны конденсации) тепло отводится через тепловой разъем водяным теплообменником базовой несущей конструкции.

Теоретическое обоснование использования щелевых каналов для интенсификации процессов теплообмена в замкнутых испарительно-конденсационных системах можно найти в [2, 3]. Однако экспериментальных данных по исследованию процессов теплообмена в щелевых коллекторных термосифонах, которые можно было бы использовать при проектировании керамических коммутационных плат с повышенным тепловыделением, найти в доступных источниках не удалось.

В данной работе приводятся результаты исследования процессов теплообмена и гидродинамики теплоносителя в каналах коммутационной керамической платы с различной геометрией каналов. Результаты получены методом физического моделирования на одном стеклянном и шести стеклокерамических макетах коммутационной платы [4, 5].

Экспериментальное исследование стеклянного макета проводилось на установке, внешний вид ко-

торой показан на **рис. 1**. В качестве рабочего участка использовался макет коллекторного термосифона с семью вертикальными испарительными каналами, изготовленный из боросиликатного стекла.

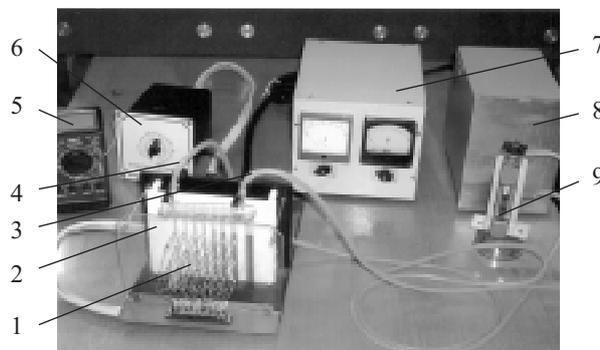


Рис. 1. Экспериментальная установка:

1 — контактное приспособление для крепления термопар; 2 — рабочий участок (стеклянный макет коллекторного термосифона); 3, 4 — шланги для подвода и отвода охлаждающей воды, соответственно; 5 — цифровой измеритель температуры; 6 — переключатель термопар; 7 — блок регулирования и контроля мощности; 8 — блок питания; 9 — ротаметр

Схема макета с указанием мест установки термопар приведена на **рис. 2**, а его внешний вид — на **рис. 3**. Внутренний диаметр испарительных каналов составлял: 2,0 мм (1-й и 2-й каналы), 3 мм (3-й и 4-й каналы), 4 мм (5-й канал), 5 мм (6-й канал), 6 мм (7-й канал). Внутренний диаметр возвратного канала и питающего коллектора — 8 мм. Теплоноситель — дистиллированная вода, подкрашенная родамином для лучшей визуализации происходящих процессов.

В качестве источников тепла, подводимого к испарительным каналам, использовались омические нагреватели — нихромовая проволока, намотанная непосредственно на стеклянные трубки коллекторного термосифона, представляющие собой испарительные каналы.

Измерение температурного поля макета осуществлялось с помощью хромель-копелевых термопар, смонтированных в контактное приспособление, обеспечивающем надежный механический контакт спаев термопар с внешней поверхностью стенок испарительных каналов термосифона, в трех точках на каждом канале (см. рис. 2). Одна термопара была введена в паровое пространство с помощью стеклянной гильзы.

Визуальное наблюдение процессов гидродинамики теплоносителя внутри испарительных каналов при подводе к ним тепла осуществлялось с помощью цифровых фотокамер фирмы Olympus и Samsung, кинокамеры Sony CCD-TRV35E и Веб-камеры Logitech Quick Cam Messenger. Наблюдение процессов производилось при поочередном обогреве одного из каналов и необогреваемых остальных, а также при одновременном обогреве всех семи испарительных каналов.

Мощность на нагреватели подавалась ступенчато (пока не наступал процесс кипения в канале) и фиксировалось изменение температурного поля во

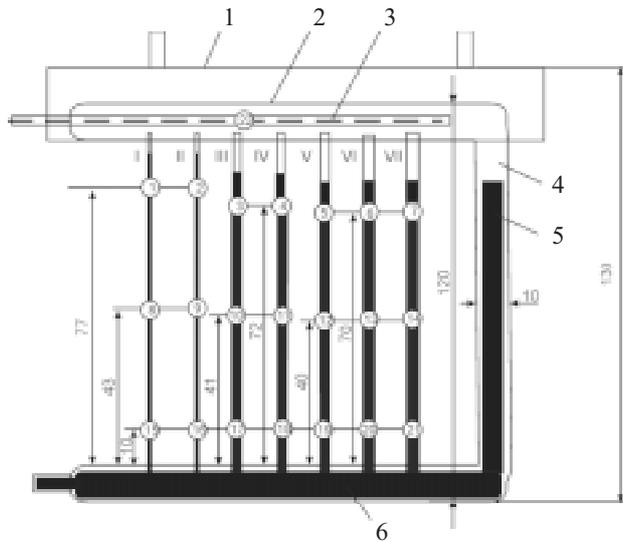


Рис. 2. Схема макета коллекторного термосифона с термомпарами:
 1 — водяной теплообменник; 2 — собирающий коллектор; 3 — линия перемещения термомпары внутри гильзы в паровом пространстве; 4 — возвратный канал; 5 — уровень жидкого теплоносителя в возвратном канале; 6 — раздающий коллектор; I—VII — номера испарительных каналов термосифона, 1—22 — номера термомпар

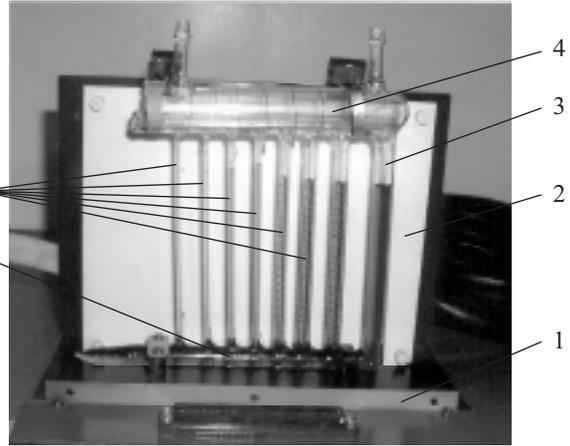


Рис. 3. Стекланный макет коллекторного термосифона:
 1 — основание; 2 — несущая плата; 3 — возвратный канал; 4 — конденсатор; 5 — испарительные участки с намотанными нагревателями; 6 — питающий коллектор

времени. Полученные типичные зависимости температуры в испарительных каналах (вверху, посредине и внизу) при разных вариантах обогрева каналов приведены на рис. 4. Наблюдаемые пульсации температуры стенок каналов во времени объясняются периодичностью процесса образования и разрушения паровых пузырей.

В результате визуальных наблюдений было установлено, что по мере увеличения тепловой нагрузки в каналах диаметром 2 мм наблюдалось быстрое выкипание жидкого теплоносителя, после чего канал осушался. С увеличением диаметра канала возрастала и плотность теплового потока, при которой начиналось устойчивое кипение. Наиболее стабильно режим кипения поддерживается в каналах диаметром от 4 до 6 мм. Однако выполнение внутри керамической платы каналов круглого сечения таких размеров неизбежно привело бы к увеличению ее толщины, которая в типичных радиоэлектронных

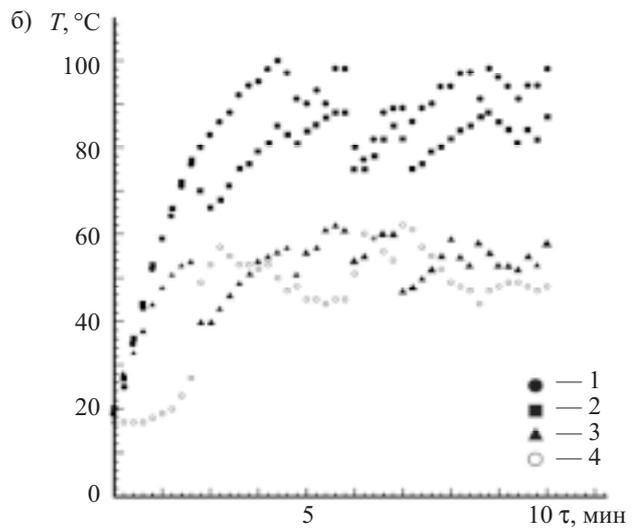
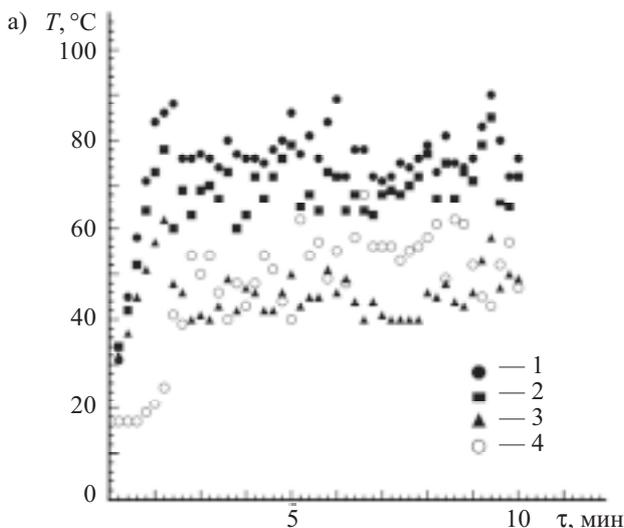


Рис. 4. Зависимость температуры T испарительных каналов во времени τ при подводе теплоты к одному из каналов (а) и ко всем каналам одновременно (б):
 1 — верхняя часть канала; 2 — середина; 3 — нижняя часть канала; 4 — температура пара в области конденсатора

устройствах не должна превышать 3,5—4,0 мм. Поэтому были проведены исследования с каналами иной формы поперечного сечения.

Была разработана конструкция стеклокерамического макета платы с каналами прямоугольной и треугольной формы поперечного сечения. Были изготовлены и экспериментально исследованы 6 таких макетов, отличающихся между собой только геометрией испарительных каналов.

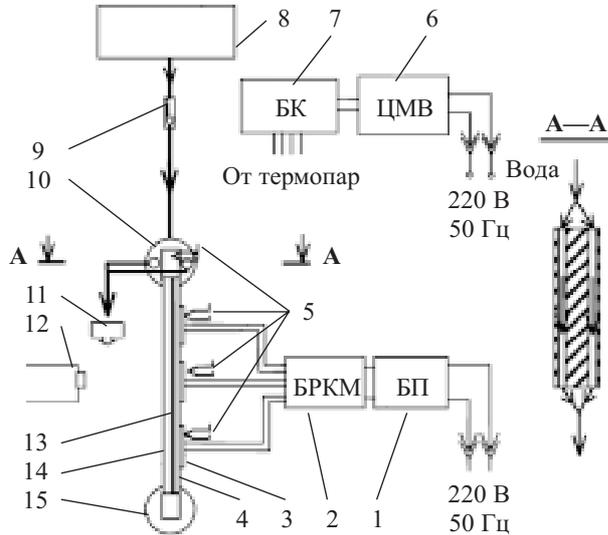


Рис. 5. Схема экспериментальной установки для исследования стеклокерамических макетов коммутационной платы со встроенным щелевым коллекторным термосифоном: 1 — блок питания; 2 — блок регулирования и контроля мощности; 3 — имитатор тепловыделяющих элементов; 4 — керамическое основание макета платы; 5 — термопары; 6 — цифровой милливольтметр; 7 — блок коммутации термопар; 8 — емкость с водой; 9 — ротаметр; 10 — теплообменник; 11 — слив; 12 — видеокамера; 13 — испарительные каналы; 14 — стеклянная пластина; 15 — питающий коллектор

Схема экспериментальной установки показана на рис. 5. Основное ее отличие от установки, используемой при исследовании стеклянного макета, состоит в конструкции рабочего участка (см. рис. 6), в качестве которого использовались поочередно шесть



Рис. 6. Вид рабочего участка с испарительными каналами прямоугольного сечения

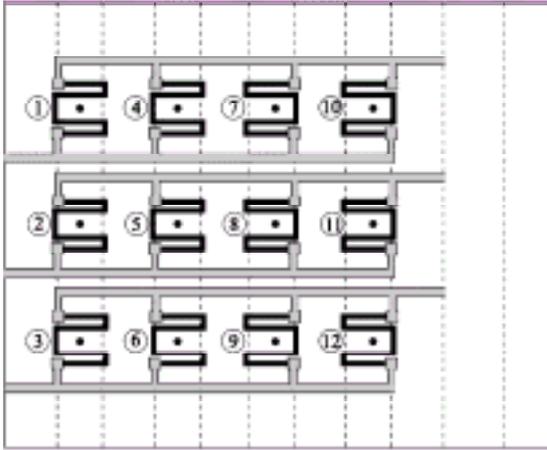
Каналы прямоугольного поперечного сечения	
1	2
3	4
Каналы треугольного поперечного сечения	
5	6
7	8

Рис. 7. Геометрические характеристики исследованных щелевых каналов

стеклокерамических макетов платы. В керамическом основании платы, имеющем размеры 100×120×2,5 мм, вдоль меньшей стороны платы на ее поверхности были прорезаны щелевые вертикальные каналы прямоугольного или треугольного сечения (размер наименьшей стороны канала — от 0,5 до 1,5 мм) и один возвратный канал размерами 90×10×1,5 мм. Щелевые вертикальные каналы на каждой плате были сгруппированы в 4 ряда шириной 10 мм каждый, расположенные на расстоянии 11 мм друг от друга и от возвратного канала. В одном ряду выполнялись каналы только одной формы и определенных размеров. На 6 макетах исследовались 8 разновидностей групп испарительных каналов (см. рис. 7).

В качестве имитаторов теплового потока, подводимого к каждому ряду испарительных каналов, использовались нагреватели (по 3 нагревателя в каждом ряду), изготовленные нанесением резистивной пасты на противоположную (относительно каналов) сплошную поверхность керамического основания платы. Топология нагревателей приведена на рис. 8.

Со стороны каналов керамическое основание по всей поверхности плотно закрывалось пластиной из стекла. Снизу устанавливались медный питающий коллектор, а сверху — медный собирающий коллектор с блоком водяного охлаждения. После вакуумно-плотной герметизации всех швов и вакуумирования все каналы и питающий коллектор заполнялись дистиллированной водой.



Каналы: 1 2 3 4 Возвратный
Рис. 8. Схема размещения имитаторов теплового потока и термопар на плате (вид со стороны каналов на просвет платы)

На керамическом основании платы в области имитаторов теплового потока было установлено 12 хромель-копелевых термопар с диаметром электродов 0,45 мм. (На рис. 8 места установки термопар показаны точками, а соответствующие им номера термопар указаны рядом в кружочках.) Одна термопара с электродом диаметром 0,3 мм была установлена в паровом пространстве собирающего коллектора.

В результате исследования было установлено (см. рис. 9), что наиболее интенсивно и стабильно процессы парообразования и теплообмена протекают в рядах с четырьмя испарительными щелевыми каналами прямоугольной формы шириной 1,43 мм, глубиной 0,72 мм, расположенными на расстоянии 1,43 мм друг от друга и объединенными дополнительным общим щелевым каналом с сечением прямоугольной формы 10×0,78 мм (см. канал 4 на рис. 7). Эквивалентный гидравлический диаметр такого канала составляет 1,74 мм.

Визуальное наблюдение процесса кипения в группе отдельных щелевых каналов прямоугольной фор-

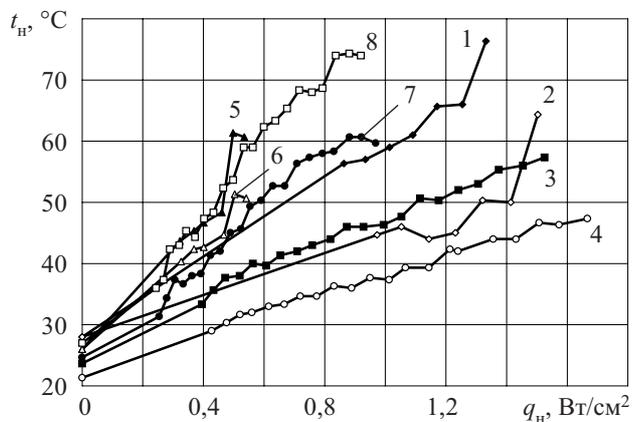


Рис. 9. Изменение температуры t_n в зоне нагрева платы в зависимости от плотности теплового потока q_n для каналов различной геометрии (номера каналов соответствуют указанным на рис. 7)

мы на макетах плат № 2 и № 4 (4 канала размерами 1,43×1,5 на расстоянии 1,43 мм друг от друга) и в канале сложной формы на макетах № 5 и № 6 (канал 4 на рис. 7) показало различие в гидродинамической картине происходящих процессов. В группе отдельных каналов зарождение, рост и разрушение паровых образований происходило в каждом смежном канале в различные моменты времени, не совпадающие между собой. В канале сложной формы в прилегающих к поверхности нагрева прямоугольных смежных углублениях происходит интенсивный процесс парообразования с периодическим осушением части поверхности. Здесь паровые образования объединяются в общей щели в один паровой «снаряд», который выбрасывается в паровое пространство зоны конденсации. Одновременно в этих углублениях канала осуществлялась интенсивная подпитка жидкости к зоне нагрева из возвратного канала термосифона, постоянно заполненного жидкостью и не обогреваемого нагревателями. Быстрая подпитка осушенных участков испарительных каналов стабилизирует процесс кипения и отодвигает кризис кипения в область более высоких значений плотности теплового потока.

Графики распределения среднего значения температуры по высоте каждого из четырех рядов испарительных каналов в зависимости от величины подводимого теплового потока для макета № 5 (см. рис. 10) свидетельствуют о высокой эффективности охлаждения керамического основания платы. Так, при суммарной мощности теплоподвода к плате 160 Вт (по 40 Вт на каждый ряд каналов) максимальная тем-

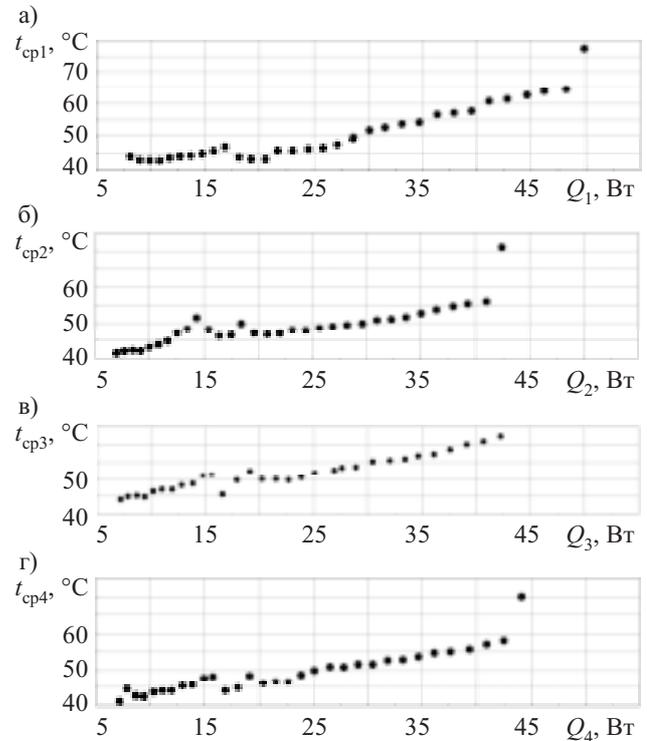


Рис. 10. Зависимость среднего значения температуры t_{cp} испарительных каналов макета № 5 от подводимого теплового потока Q для первого (а), второго (б), третьего (в) и четвертого (г) рядов каналов

пература на поверхности платы не превышала 60°C (1-й ряд 58°C, 2-й ряд 56°C, 3-й ряд 60°C, 4-й ряд 57°C) при температуре воды на входе в блок водяного охлаждения 19°C и расходе воды через водяной теплообменник 2,1 л/мин. При превышении 42 Вт во 2-м и 4-м рядах щелевых каналов происходило запаривание испарительных каналов и начинался резкий рост температуры поверхности платы в области тепловых имитаторов.

Для макета № 6 (см. рис. 11) при суммарной мощности подводимого теплового потока 120 Вт (по 30 Вт на каждый ряд каналов) максимальная температура на поверхности платы не превышала 64°C (1-й ряд 55°C, 2-й ряд 56°C, 3-й ряд 64°C, 4-й ряд 62°C) при температуре воды на входе в блок водяного охлаждения 21°C (расход воды 4,8 л/мин).

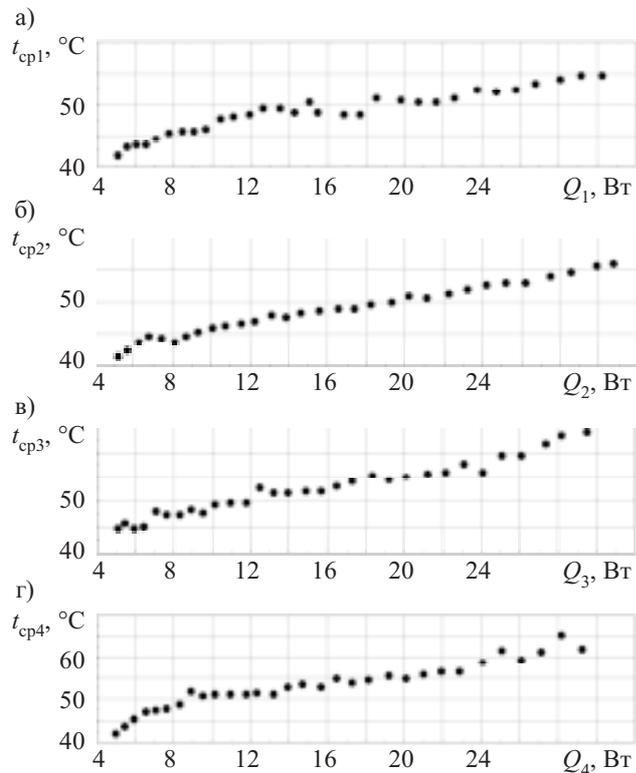


Рис. 11. Зависимость среднего значения температуры t_{cp} испарительных каналов макета № 6 от подводимого теплового потока Q для первого (а), второго (б), третьего (в) и четвертого (г) рядов каналов

Как видно из рис. 10 и 11, интенсивность теплообмена в испарительных каналах макета № 5 выше, чем в таких же каналах макета № 6 (максимальное значение средней температуры керамической подложки каналов при тепловом потоке 120 Вт в макете № 5 не превышала 55°C). Последнее обстоятельство можно объяснить неоднозначностью характеристик шероховатости поверхности испарительных каналов, получаемых механическим способом в подложках керамических плат, и, возможно, различной степенью вакуумирования полости макетов плат.

Для сравнения разработанной системы теплоотвода с традиционной системой охлаждения (теплопроводностью вдоль подложки) были проведены

экспериментальные исследования на стеклокерамическом макете № 3 со щелевыми каналами треугольной формы, первый ряд которых (см. рис. 7) составляли каналы 8, второй ряд — каналы 7, третий ряд — каналы 5 и четвертый ряд — каналы 6.

В первой серии экспериментов передача тепла по плате осуществлялась теплопроводностью керамической подложки, поскольку каналы макета не были заполнены теплоносителем. Во второй серии передача тепла осуществлялась с помощью замкнутого испарительно-конденсационного цикла во встроенном коллекторном термосифоне со щелевыми каналами, заполненными дистиллированной водой.

Экспериментальные исследования показали (см. рис. 12), что уже сразу после включения тепловых имитаторов начинается опережающий рост температуры в плате без теплоносителя по сравнению с платой, охлаждаемой с помощью коллекторного термосифона. Через 135 с среднее значение температуры t_{cp} поверхности платы без теплоносителя в зоне расположения каналов в 1,97—2,15 раза превышало среднее значение температуры платы с внутренним замкнутым испарительно-конденсационным циклом. При этом максимальное значение темпера-

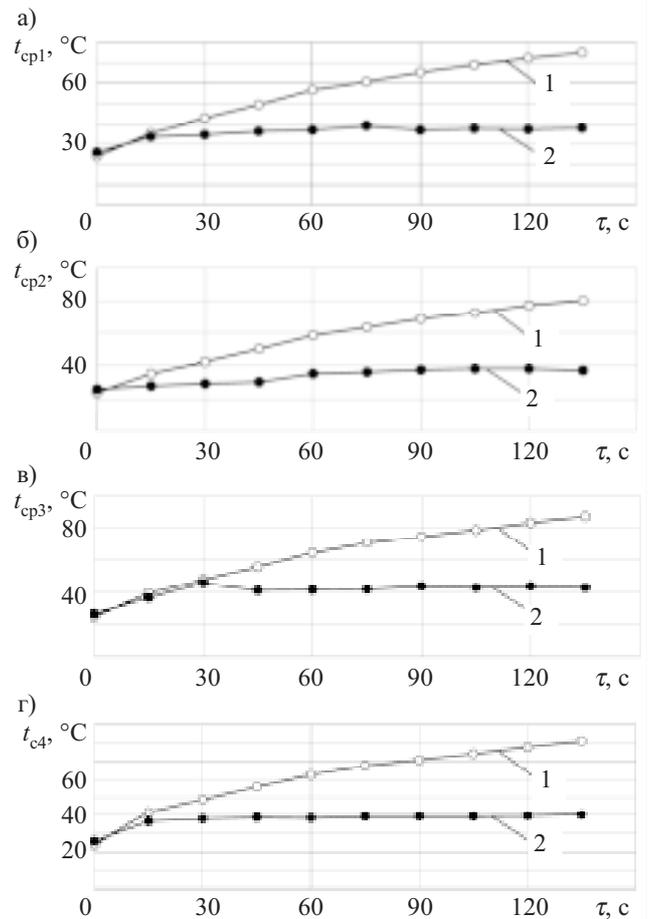


Рис. 12. Сравнительные тепловые характеристики макетов коммутационных керамических плат с отводом тепла теплопроводностью (1) и с помощью встроенного коллекторного термосифона со щелевыми каналами (2): а — 1-й ряд каналов, $Q=6,93$ Вт; б — 2-й ряд каналов, $Q=6,57$ Вт; в — 3-й ряд каналов, $Q=7,2$ Вт; г — 4-й ряд каналов, $Q=7,3$ Вт

туры платы с работающим коллекторным термосифоном не превышало 41°C, в то время как в плате без теплоносителя оно составляло 88°C и продолжало расти. (Во избежание разрушения макета тепловые имитаторы при достижении температуры платы 88°C отключались, и испытания прекращались.)

Следует отметить, что подводимая мощность тепловых имитаторов была относительно невысокой и составляла для первого ряда каналов 6,93 Вт, для второго — 6,57 Вт, для третьего — 7,2 Вт и для четвертого ряда — 7,3 Вт. При более высоких значениях подводимого теплового потока эффективность предложенной системы охлаждения будет еще выше.

Таким образом, результаты экспериментального исследования тепловых характеристик стеклокерамических макетов керамических коммутационных плат на основе встроенных коллекторных термосифонов со щелевыми испарительными каналами свидетельствуют о высокой эффективности разработанной системы теплоотвода.

Полученные результаты физического моделирования могут быть использованы в практике конструирования функциональных модулей ЭВМ с повышенным тепловыделением. По полученным экспе-

риментальным зависимостям в пределах исследованного диапазона подводимых тепловых потоков можно определить среднее значение температуры на поверхности керамической платы в зоне каждого ряда каналов при любой заданной тепловой мощности электронных компонентов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Пат. 45075 А України. Мікроборка електронного блока / Ю. Є. Ніколаєнко.— 2002.— Бюл. № 3.
2. Смирнов Г. Ф., Цой А. Д. Теплообмен при парообразовании в капиллярах и капиллярно-пористых структурах.— М.: Изд-во МЭИ, 1999.
3. Безродный М. К., Пиоро И. Л., Костюк Т. О. Процессы переноса в двухфазных термосифонных системах. Теория и практика.— К.: Факт, 2005.
4. Николаенко Ю. Е., Цыганский А. А. Исследование гидродинамики теплоносителя в коллекторных термосифонах // Тр. Шестой междунар. науч.-практ. конф. «Современные информационные и электронные технологии».— Одесса.— 2005.— С. 223.
5. Николаенко Ю. Е., Цыганский А. А. Моделирование керамических плат с повышенным тепловыделением на основе щелевых коллекторных термосифонов // Тр. Седьмой междунар. науч.-практ. конф. «Современные информационные и электронные технологии». Т. 2.— Одесса.— 2006.— С. 42.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Динамика радиоэлектроники / Под общей редакцией Ю. И. Борисова.— М.: Техносфера, 2007.— 400 с.+ цв. вклейка.

Книга содержит материал о динамике развития радиоэлектроники — одной из наиболее важных составляющих научно-технического прогресса общества, во многом определяющей его социальные и оборонные возможности. Материалы книги подготовлены группой ученых и инженеров, непосредственно принимавших участие в исследованиях, разработках, испытаниях и применении изделий электронной техники и радиотехнической аппаратуры.

Для читателей, интересующихся созданием и развитием отечественной радиоэлектроники и условиями, в которых проходило ее становление в СССР.

НОВЫЕ КНИГИ



Антипенский Р. В., Фадин А. Г. Схемотехническое проектирование и моделирование радиоэлектронных устройств.— М.: Техносфера, 2007.— 128 с.

В учебном пособии рассматриваются основные понятия схемотехнического проектирования радиоэлектронных устройств и математические основы их моделирования с использованием средств автоматизации.

Излагаются основы практического применения программ системы схемотехнического моделирования DesignLab 8.0 (OrCAD) для построения и моделирования принципиальных схем пассивных РЭУ в режиме анализа временных и частотных характеристик, а также для моделирования активных аналоговых и цифровых устройств. На сопровождающем книгу компакт-диске находятся: демо-версия системы схемотехнического моделирования DesignLab 8.0, модели фильтров, резистивного и резонансного усилителей, делителя частоты, преобразователя кода, а также необходимые для их исследования источники цифровых и аналоговых сигналов.

Учебное пособие предназначено студентам, занимающимся изучением и проектированием РЭУ, а также может быть полезно аспирантам, преподавателям и научным работникам, применяющим средства автоматизированного проектирования РЭУ.

С. П. ПАНФИЛОВА, к. т. н. А. И. ВЛАСОВ,
В. Н. ГРИДНЕВ, А. С. ЧЕРВИНСКИЙ

Россия, г. Москва, МГТУ им. Н. Э. Баумана

Дата поступления в редакцию
01.03—14.09 2007 г.

Оппонент к. т. н. Ю. Е. НИКОЛАЕНКО
(Минпромполитики Украины, г. Киев)

БЕСКОНТАКТНЫЙ ТЕПЛОВОЙ КОНТРОЛЬ ЭЛЕКТРОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СРЕДСТВ

Применимость бесконтактного теплового контроля для изделий электронной промышленности и его достоинства подтверждены экспериментально. Описаны технические средства контроля, основные функции программного обеспечения.

Бесконтактный тепловой метод контроля является эффективным видом неразрушающего контроля, однако во многих областях применение его является сложным с методической точки зрения. Сложности обусловлены в основном физической природой самого метода, поэтому его применение в какой-либо области требует учета физических особенностей объекта контроля, важных для получения достоверных результатов.

Целью данной статьи является анализ применимости бесконтактного теплового метода в области электронно-вычислительных средств, определение его места среди других методов контроля тепловых полей, выявление особенностей его применения в этой области и оценка уровня развития технических средств метода.

Бесконтактный тепловой контроль — это метод дистанционной регистрации, визуализации и анализа тепловых полей объектов на основе их инфракрасного излучения. Объект контроля, имеющий определенную температуру, коэффициент излучения и отражения и находящийся в окружении других объектов, излучает тепловую энергию, которую регистрирует система построения изображения в ИК-диапазоне — тепловизор. Для успешного применения данного вида контроля необходимо решить проблемы паразитной засветки объекта излучением тел, в окружении которых находится контролируемый объект, проблему определения коэффициента излучения самого объекта, а также выявить степень влияния искажений, вносимых самой системой регистрации ИК-излучения.

Тепловой режим электронно-вычислительных средств (ЭВС) является одним из определяющих факторов их работоспособности. Большинство физико-химических процессов, связанных с возникновением отказов, являются термически активируемыми, т. е. могут протекать только при определенном уровне тепловой энергии, причем интенсивность этих про-

цессов возрастает при нагревании компонента. Тепловая энергия во многих случаях играет решающую роль в изменении свойств и характеристик компонентов, в процессах их старения и разрушения.

С другой стороны, тепловое поле, отличное от нормального, сигнализирует о различных дефектах, которые могут привести к отказу устройства, но не могут быть выявлены обычными способами (например, визуально или с помощью специального электрического стенда). Так, при анализе теплового поля электронного узла или блока по определенным температурным аномалиям может быть выявлено неправильное подключение элемента в схеме, некачественный монтаж, неудачное размещение элементов на плате или электронных ячеек в блоке. Например, на **рис. 1** приведена термограмма блока питания мони-

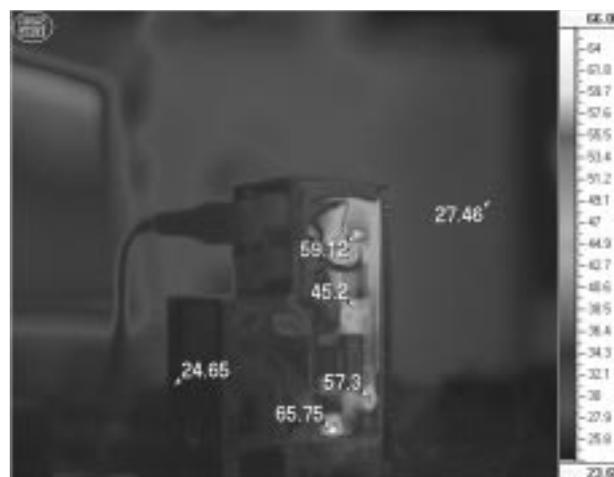


Рис. 1. Тепловое поле блока питания монитора медицинского оборудования, где в верхней части на вертикально установленной плате стабилизатора выделен перегревающийся компонент. На **рис. 2** приведена термограмма двух одинаковых ячеек автомобильной охранной сигнализации. Как видно, на правой ячейке имеет место перегрев компонента.

По тепловому полю многослойной печатной платы можно выявить утонение и коррозионный износ проводников, некачественную металлизацию, отслоения проводников.

Анализируя тепловые поля изделий в области микроэлектроники, можно выявлять дефекты $p-n$ -переходов (поверхностная деградация, электромиграция,

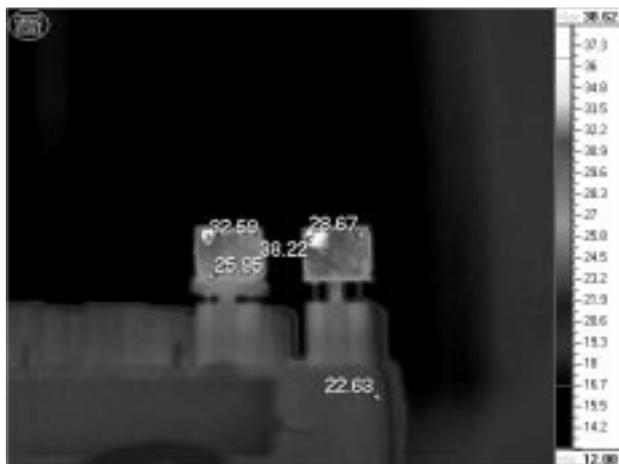


Рис. 2. Тепловое поле ячеек автомобильной охранной сигнализации

межметаллические соединения, «шнурование» тока, мезоплазма), неравномерность плотности тока, газовые пузыри между кристаллом и основанием, дефекты теплоотвода и диффузионной сварки, повреждения кристалла, обрыв проводов, короткие замыкания и др. По тепловым полям можно контролировать качество высокотемпературных пленочных покрытий — отслоения от подложки, неравномерность толщины [1], качество сварки выводов интегральных схем с контактными площадками печатных плат.

Важную роль играет тепловой контроль и на стадии разработки устройств: визуализация теплового поля позволяет выявить недостатки в конструкции устройства и внести своевременные корректировки, оценить эффективность системы охлаждения и т. д.

Особенности теплового контроля в электронной промышленности

Для контроля тепловых полей электронно-вычислительных средств используются контактные датчики (например термопара), бесконтактные средства регистрации инфракрасного (ИК) излучения (например ИК-датчики).

Преимущества бесконтактного метода теплового контроля (ТК) очевидны. Этот метод позволяет оценить тепловое поле электронного узла в целом, т. е. измерения осуществляются в большом количестве точек с пространственным разрешением, ограниченным только волновым пределом. ИК-датчики, расположенные в непосредственной близости от исследуемого объекта, не контактируют напрямую с исследуемой ячейкой, поэтому не влияют на температурные или электрические характеристики объекта и не искажают картину происходящих изменений.

Метод основан на регистрации излучения, поэтому позволяет исследовать объекты, имеющие размер порядка длины волны рабочего диапазона ИК-приемника, т. е. достигать микрометров, в то время как для контактных датчиков этот размер в настоящее время составляет, как правило, 1 мм.

Однако контактные датчики не полностью вытеснены тепловизорами из производства и экспериментальных исследований. Кроме того, часто контакт-

ный и бесконтактный методы дополняют друг друга, когда применение бесконтактного метода затруднено. Например, в случае, когда некоторые части конструкции труднодоступны для тепловизионной камеры, на них монтируются термопары.

Однако при всех перечисленных преимуществах бесконтактного теплового контроля следует учитывать особенности применения этого метода в электронной промышленности. Основной проблемой здесь является сложность самого объекта контроля. Обычно электронное изделие изготовлено из множества материалов с разными коэффициентами излучения, причем плотность компоновки в них очень велика, что обуславливает усиление эффекта взаимоотражений внутри объекта контроля. В микроэлектронике размеры производимых изделий значительно уменьшились, что также усложняет контроль. Кроме того, организация самой процедуры контроля включает в себя моделирование условий работы ячейки. Существенной методической проблемой является то, что многие ячейки характеризуются малыми температурными сигналами.

Рассмотрим некоторые проблемы более подробно.

Выравнивание коэффициента излучения

Проблема идентификации излучательной способности компонентов при тепловом контроле электронно-вычислительных средств стоит особенно остро и в большинстве случаев является основной при разработке методики контроля. Коэффициент излучения материалов изделий может варьироваться от 0,3 до 0,9 в пределах одной электронной ячейки. Кроме того, ввиду возрастающей плотности упаковки возрастает влияние эффекта взаимоотражения, когда компоненты из материалов с высокой отражательной способностью вносят изменения в регистрируемое тепловизором излучение соседних компонентов.

Для уменьшения негативного влияния коэффициента излучения на результаты теплового контроля производители электронно-вычислительных средств используют два основных подхода.

Первый подход заключается в физическом выравнивании коэффициента излучения в пределах всего контролируемого изделия. Так, в компании IBM для выравнивания излучательной способности применяли покрытие из белого порошкообразного оксида алюминия, причем чувствительность теплового контроля была такова, что позволяла обнаруживать повреждение отдельного штырькового вывода 28-контактной интегральной схемы [1]. Другим примером служит ведомство воздушных сил США: при контроле электронных ячеек для исключения влияния отражательной способности металлических поверхностей компонентов используется однородное покрытие специальным составом, который наносится равномерным слоем и легко удаляется после проведения эксперимента [2].

Второй подход заключается в применении возможностей программного обеспечения теплового контроля. В пределах контролируемого изделия составляют карту распределения значений коэффициента

излучения, для чего осуществляют предварительный нагрев изделия (например печатной платы) без нагрузки в боксе до заданной температуры (40—50°С). Затем снимают тепловое поле изделия в рабочем режиме и преобразуют его в карту истинных температур с учетом измеренных пиксельных значений коэффициента излучения. Мировой лидер в производстве термографического оборудования — фирма FLIR использует для этой цели программное обеспечение EQUAL [1, 3].

Кроме того, чрезвычайно важно обеспечить условия контроля, при которых максимально исключается влияние излучения от окружающих предметов и персонала. Для этого вводятся специальные оградительные конструкции или контролируемое изделие помещается в специальный бокс.

Моделирование условий работы контролируемых ячеек

Для получения достоверных результатов необходима предварительная разработка методики контроля с учетом условий работы контролируемого устройства. С этой целью проводится моделирование условий реальной работы устройства с учетом обеспечения реальных условий охлаждения и давления, затем подбираются такие условия нагружения, которые обеспечивают экстремальный тепловой режим.

Наиболее часто приходится сталкиваться с невозможностью проводить контроль тепловизором через крышку корпуса устройства. При удалении крышки могут нарушиться условия охлаждения и давления, что приведет к получению недостоверных данных. Для решения этой задачи удаляют крышку корпуса и закрывают его материалом, прозрачным для ИК-излучения. Таким материалом может быть, например, прозрачная бытовая пленка.

Что касается подбора тестов и условий нагружения ячеек, то они должны быть определены разработчиком устройства или экспертом.

Учет особенностей функционирования электронно-вычислительных средств

При проведении контроля электронных устройств следует учитывать множество факторов.

Во-первых, для того чтобы можно было идентифицировать некоторые неисправности, должна быть предусмотрена возможность многократного проведения одного и того же теста, а также возможность регулирования времени нагружения устройства.

Во-вторых, необходимо доскональное знание работы устройства и, желательно, исторические данные о его функционировании и отказах для разработки необходимой последовательности тестов. Не всегда нагружение устройства приводит к возникновению критической тепловой картины — иногда требуется строгая последовательность определенных режимов.

В-третьих, тесты должны выбираться с учетом особенностей регистрации тепловых полей тепловизором. Если в устройстве есть элементы, сильно выделяющие тепло, то их тепловое поле может маски-

ровать поле каких-либо критичных элементов, расположенных рядом. Например, большое количество тепла, выделяемое реле, не указывает на его неисправность, зато может маскировать тепло, выделяемое неисправной микросхемой, расположенной рядом. Необходимо подобрать такие тесты, которые, например, исключают работу реле, но включают микросхему.

В-четвертых, в случаях когда необходимо не только обнаружить неисправность, но и определить ее причину, следует прибегать к опыту разработчиков и экспертов, чтобы сделать корректные выводы на основе результатов теплового контроля. Например, если на термограмме отчетливо виден перегрев конденсатора или резистора, то опытный разработчик или эксперт скорее всего сделает вывод о том, что причиной неисправности устройства является микросхема, которая задает неправильный режим работы для конденсатора или резистора. Конденсатор или резистор в экстремальном тепловом режиме скорее указывают на неисправности в схеме, чем на собственную неисправность.

Чаще всего при поиске неисправностей рекомендуют следующую последовательность проверки компонентов: микросхемы, транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы [2].

Использование эталонных устройств при тепловом контроле электронно-вычислительных средств на производстве позволяет автоматизировать процедуру контроля и свести к минимуму участие в нем оператора. Термограммы контролируемых изделий просто сравниваются с термограммой заведомо исправного устройства, а несоответствие термограмм указывает на предполагаемую неисправность. Например, на рис. 2 приведена термограмма одинаковых ячеек переклювателя автомобильной охранной сигнализации, слева — эталонной ячейки, справа — контролируемой. Видно, что контролируемая ячейка может быть неисправна, т. к. ее тепловое поле не соответствует тепловому полю эталонной ячейки.

Значительно повысить вероятность обнаружения неисправностей может создание эталонной термограммы, которая получается путем сбора максимальных значений температуры из термограмм заведомо исправных устройств. При этом важным моментом является статистическая обработка термограмм для большого количества устройств.

Технические средства теплового контроля

Аппаратным средством построения изображения в ИК-диапазоне является тепловизор. Исследование пространственных распределений температуры по одной или двум координатам требует сканирования поверхности объекта, которое осуществляют либо оптико-механическим, либо электронным способом.

В оптико-механических устройствах отклонение угла зрения производят с помощью колеблющихся или вращающихся оптических элементов (призм и зеркал). Визуализация теплового поля объекта с высоким геометрическим разрешением требует формирования многострочных кадров, поэтому при ис-

пользовании единичных (или в виде линеек) приемников отдается предпочтение квантовому механизму реакции на инфракрасное излучение, т. к. быстродействие фотонных приемников составляет около 1 мкс. Из-за технических трудностей создания быстродействующих высокоинформативных оптико-механических сканирующих систем сканирующие тепловизоры работают в малокадровом режиме, т. е. в основном для наблюдения за неподвижными объектами.

Все фотонные приемники (InSb, CdHgTe и др.) для снижения фундаментальных шумов и достижения требуемой пороговой чувствительности должны охлаждаться до криогенных температур (например, жидким азотом — до 77 К). Использование микрокомпрессорных или термоэлектрических систем ($T=160...190$ К) соответственно ухудшает эти параметры. Системы охлаждения резко снижают автономность оборудования из-за необходимости возобновления запаса хладагента (криогенные тепловизоры) или из-за высокого энергопотребления (термоэлектрические системы). Тепловизоры, требующие охлаждения, сравнительно дороги, особенно тепловизоры с низкотемпературными термоэлектрическими элементами. К достоинствам же охлаждаемых тепловизоров следует отнести высокое температурное разрешение (до $0,01^\circ\text{C}$) и возможность непосредственно измерения абсолютной температуры объекта.

Принцип электронного сканирования был реализован в матричных фотодетекторах нового поколения, разработанных в конце XX века. Этот тип фотоприемников называют матрицами, размещаемыми в фокальной плоскости объектива (Focal Plane Array — FPA). Основными преимуществами таких систем являются отсутствие движущихся механических частей и одновременное визирование сцены всеми чувствительными площадками. Последнее преимущество позволяет увеличить время экспозиции каждой чувствительной площадки (т. е. уменьшить шум) и обеспечить одновременное наблюдение быстроменяющихся тепловых событий.

Современные матрицы используют как фотонные, так и тепловые ИК-приемники. Наиболее доступными по цене являются показывающие и измерительные тепловизоры, работающие на неохлаждаемых пироэлектрических и микроболометрических двухмерных приемниках теплового излучения. В зависимости от интенсивности теплового излучения в пироэлектрических приемниках изменяется уровень поляризации каждого элемента, в болометрических — внутреннее сопротивление. Для специального применения (когда требуется высокая частота смены термоизображений, повышенное температурное разрешение или спектральная селективность) разработаны тепловизоры на охлаждаемых матрицах. Наиболее распространены матрицы на основе силицида платины (PtSi), антимонида индия (InSb), тройных соединений (HgCdTe) и так называемых квив-материалов (QWIP), в частности арсенида галлия (GaAs).

Лидерами в производстве тепловизионной техники являются Швеция, Великобритания, Франция, Германия,

США, Япония. Среди ведущих производителей оборудования для теплового контроля в первую очередь следует назвать компанию FLIR Systems (США — Швеция). В ряду других крупных и зарекомендовавших себя на мировом рынке производителей тепловизионной техники стоят такие компании как CEDIP Infrared Systems (Франция, www.cedip-infrared.com), Raytek UK (Великобритания, www.raytek.com), IRISYS (Великобритания, www.irisys.co.uk), NEC Sanei (Япония, www.metrum.co.uk), Thermoteknix Systems Ltd (интернациональная компания, www.thermoteknix.com), Land Infrared (интернациональная компания, www.landinst.com), а также российские компании НИИИИ МНПО «Спектр» (spektr6.ru) и ИРТИС (irtis.ru).

К основным характеристикам тепловизоров относятся: рабочий спектральный диапазон, геометрическая разрешающая способность, частота смены изображений, температурное разрешение (эквивалентная шуму разность температур), минимальная разрешаемая разность температур, динамический диапазон сигнала.

Рабочий спектральный диапазон тепловизоров (3—5 или 8—13 мкм) выбирается по таким важным критериям как коэффициенты излучения объектов контроля, прозрачность атмосферы, мощность излучения объектов, тепловой контраст, характеристики приемников излучения. Подробно влияние этих факторов на выбор спектрального диапазона описано в [4].

Геометрическая разрешающая способность изображения в матричных тепловизорах при правильно подобранной оптике соответствует числу отдельных элементов в матрице. Например, распространенный формат микроболометрических матриц 320×240 соответствует полю зрения $24 \times 18^\circ$.

Частота смены изображений определяется полным временем, в течение которого анализируют поле зрения. Например, если выходной сигнал каждого матричного элемента сканируют в течение $1/30$ с, то соответствующая частота смены изображений будет 30 Гц. Последовательности ИК-изображений накапливают в аналоговой или цифровой форме. Аналоговый сигнал на выходе обычно представляется в одном из популярных форматов — PAL, NTSC или SECAM.

Эквивалентная шуму разность температур (температурное разрешение) является важной энергетической характеристикой тепловизоров, которую определяют как температурный сигнал, эквивалентный уровню собственного шума фотоприемника. Величину температурного разрешения определяют как изменение температуры, которому соответствует отношение сигнал/шум, равное единице, например, $0,07^\circ\text{C}$ при температуре эталонного излучателя 30°C (в паспортных данных тепловизоров температуру эталонного излучателя часто опускают).

Минимальную разрешаемую разность температур определяют по эталонному излучателю (мире), который образован набором полос определенной толщины и температуры и рассматривается оператором в течение неопределенного времени. Таким образом,

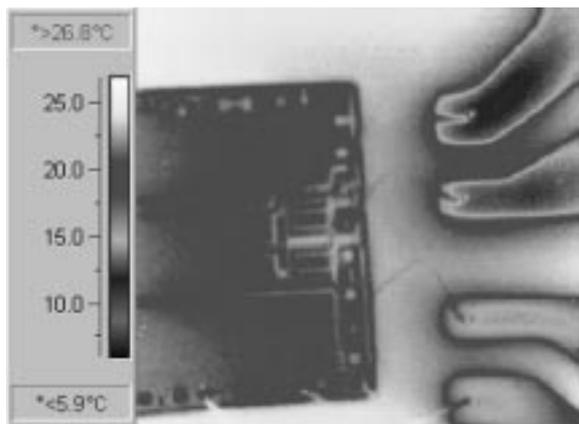


Рис. 3. Изображение микросхемы, полученное с помощью тепловизора ThermoCAM фирмы FLIR и показывающее проводники размером 7 мкм [3]

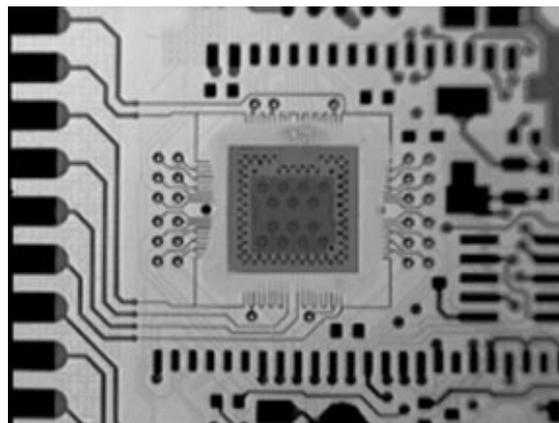


Рис. 4. ИК-камера в сочетании с микроскопом становится ИК-микроскопом, способным исследовать объекты размером 5 мкм [3]

этот параметр отражает как пространственное, так и температурное разрешение тепловизора.

Динамический диапазон электронного устройства характеризует диапазон амплитуд сигналов между максимальным и минимальным значениями, которые передаются без искажений. Обычно динамический диапазон выражают в децибелах.

Кроме того, в паспортных данных тепловизоров обычно указывают регистрируемый температурный диапазон, а также характеристики поставляемой с тепловизором оптики. Как отмечалось выше, тепловизоры обычно работают в одном из ИК-диапазонов, поэтому в качестве характеристики часто указывают также и рабочий спектральный диапазон.

При выборе тепловизора для контроля электронно-вычислительных средств следует учитывать конкретную область применения прибора. Чем меньше объект исследования или детали объекта, подлежащие исследованию, тем большей геометрической разрешающей способностью и большим температурным разрешением должен обладать тепловизор. Для исследования печатных плат или ячеек в общем случае подойдет тепловизор для исследований или для проведения неразрушающего контроля, например, тепловизор фирмы FLIR Systems из серии S («S Series — Research & Development»). Геометрическая разрешающая способность такого тепловизора обычно составляет 640×480, а температурное разрешение — 0,06°C при 30°C.

Для диагностирования изделий микроэлектроники (например, интегральных микросхем) необходимо выбирать тепловизор с большей геометрической разрешающей способностью и большим температурным разрешением. Это специальные модели тепловизоров с геометрической разрешающей способностью 1024×1024. Температурное разрешение таких тепловизоров может составлять 0,01°C, что позволяет визуализировать тепловое поле интегральной микросхемы. Специальные объективы позволяют добиться приемлемого увеличения объектов с размерами вплоть до 25 мкм и визуализировать их тепловые поля.

Однако в каждом конкретном случае следует учитывать индивидуальные параметры исследуемых образцов. В зависимости от рабочей температуры исследуемого образца следует определить регистрируемый температурный диапазон, кроме того, могут быть важны условия эксплуатации, интерфейс взаимодействия с компьютером. В случае когда необходимо регистрировать изменение теплового поля, важным параметром является частота смены изображений.

Для исследования объектов, сопоставимых по размерам с объектами микроэлектроники, существуют специальные модели тепловизоров. Например, фирма FLIR Systems предлагает ряд тепловизоров «High-end R&D Infrared Cameras» с повышенными температурным разрешением и геометрической разрешающей способностью. Кроме того, есть возможность подбирать объективы с необходимым коэффициентом увеличения (вплоть до комбинации ИК-камер с микроскопами) и исследовать объекты с размерами 7 мкм и более (рис. 3, 4).

Программные средства анализа результатов теплового контроля

Как уже неоднократно упоминалось, при использовании тепловизионных средств особое внимание уделяют поставляемому программному обеспечению, т. к. оно является мощным средством, предоставляющим дополнительные возможности для анализа результатов теплового контроля. Часто программное обеспечение составляет целый многофункциональный комплекс, который позволяет выполнять все необходимые действия для получения, анализа, хранения данных о тепловых полях (рис. 5).

К стандартным функциям программного обеспечения, поставляемого с тепловизором, относятся средства захвата видео- и дополнительной информации (например, значения температуры или коэффициента излучения в некоторых заранее определенных точках). Интерфейс взаимодействия с компьютером может быть как собственным для конкретного производителя, так и стандартным для захвата видеoinформации. Например, для операционной системы

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ

Windows таким интерфейсом является DirectShow, при этом для передачи дополнительной информации чаще всего используют порт RS-232 или USB. Данные передают в заранее определенном и специфицированном формате. Наличие спецификаций на интерфейс взаимодействия прибора с компьютером может быть важным в случае, когда планируется разработ-

ка собственных средств обработки и анализа изображений.

Программное обеспечение обычно обладает также функциями обработки изображений: уменьшения шумов, увеличения резкости, коррекции контраста и яркости, видеоизменения гистограмм и др. К наиболее важным функциям программного обеспечения



Рис. 5. Структурная схема программного комплекса системы теплового контроля

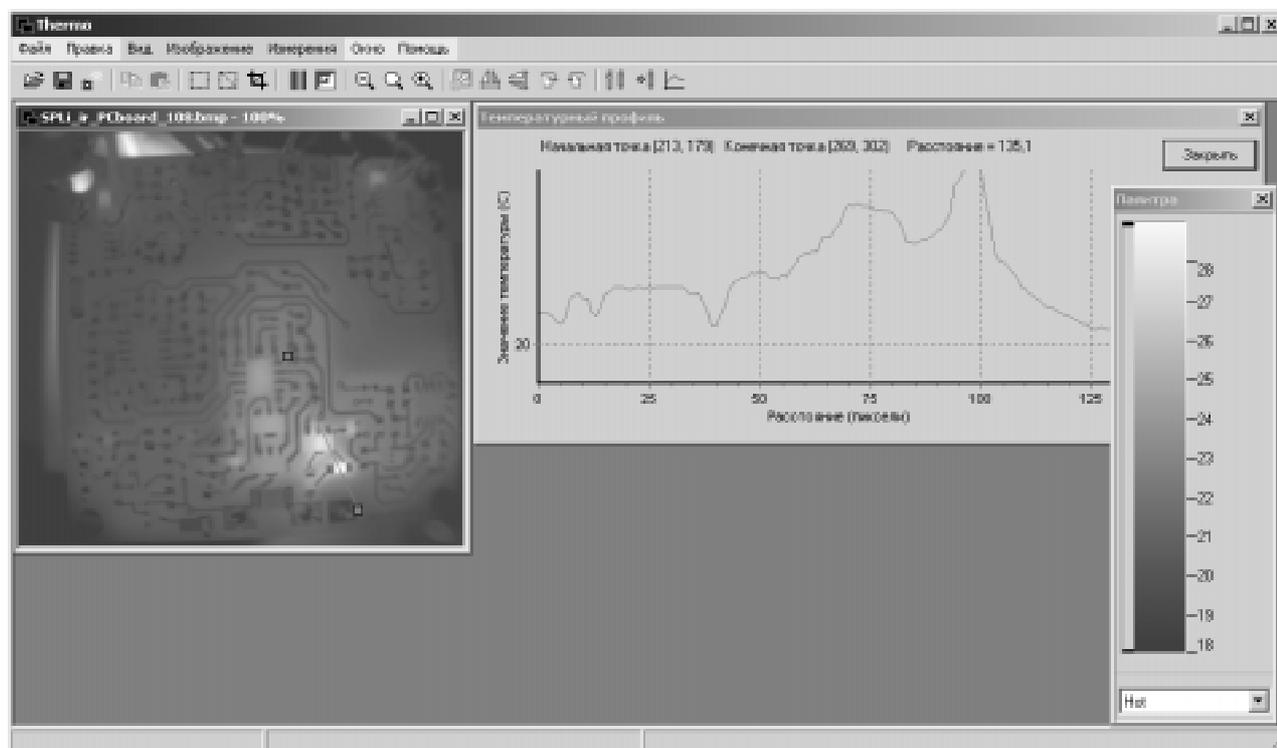


Рис. 6. Окно программы Thermo (разработка кафедры ИУ4 МГТУ им. Н. Э. Баумана) с температурным профилем, построенным для критического участка печатной платы

относится возможность проведения температурного анализа. Помимо возможности измерения температуры в произвольной точке, обычно обеспечивается функция построения изотерм, определения критических значений температуры и их нанесения в виде флагов или изотерм на изображение. Кроме того, часто программное обеспечение выполняет функцию построения температурного профиля вдоль линии, соединяющей две точки на термограмме. Температурный профиль представляет собой график, на котором по оси ординат отложено расстояние от начальной точки, а по оси абсцисс — соответствующее этой точке термограммы значение температуры (рис. 6).

Некоторые программы выполняют функцию записи последовательности термограмм, что позволяет просматривать изменение теплового поля в динамике: строить графики изменения температуры в точке, получать изменение температурного профиля во времени.

Любое программное обеспечение позволяет раскрашивать термограммы в псевдоцвета, что облегчает восприятие температурной информации.

Некоторые производители телевизионной техники поставляют программное обеспечение, которое позволяет более точно измерять температуру за счет более точного вычисления коэффициента излучения, что в контексте задачи теплового контроля электронно-вычислительных средств является предпочтительным. В качестве отдельной программы обычно поставляется также средство автоматического построения отчетов о проведенном исследовании или тесте.

Исследования кафедры ИУ4

Кафедра ИУ4 («Проектирование и технология производства электронно-вычислительных средств») МГТУ им. Н. Э. Баумана проводит собственные исследования в области применения теплового контроля для регистрации температурных полей электронно-вычислительных средств.

Здесь важнейшей проблемой является создание методики эксперимента и анализа результатов, однако не менее важен подбор оборудования в комплексе с программным обеспечением. В качестве примера приведем используемый на кафедре стенд теплового контроля, аппаратной основой которого является охлаждаемый термограф российской фирмы ИРТИС (модель ИРТИС2000), позволяющий измерять абсолютные значения температуры и обладающий чувствительностью $0,05^{\circ}\text{C}$ при 30°C . Термограф имеет сетевой интерфейс взаимодействия с компьютером, на котором установлено программное обеспечение, поставляемое производителем термографа, или специализированный программный продукт, разрабатываемый кафедрой ИУ4. Структурная схема комплекса с карманным персональным компьютером (КПК) для сканирования представлена на рис. 7.

Методика проведения теплового контроля может разрабатываться на основе заранее проведенных расчетов тепловых полей с помощью специализированного программного обеспечения, например, MCS.Nastran, после чего определяются критерии оценки. Однако

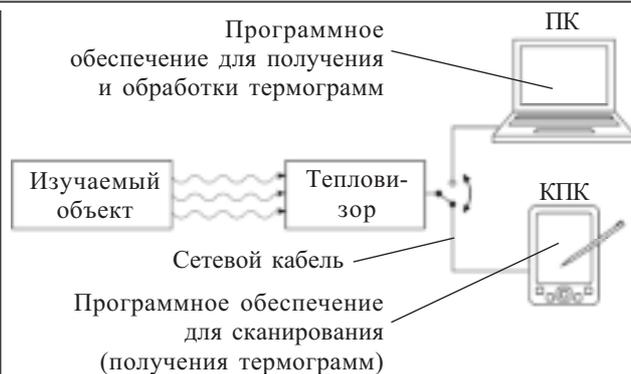


Рис 7. Схема стенда теплового контроля

этот путь применяется редко. Гораздо чаще используется сравнение с эталоном, когда в ходе экспериментов накапливается база данных термограмм заведомо исправных ячеек.

При определении потенциальных дефектов конструкции электронного узла используются простые указания, требующие обязательной экспертной оценки оператора, проводящего испытания. Некоторые выводы температурного анализа могут быть основаны на прошлом опыте, другие могут быть основаны на ожиданиях надежности и знании типов компонентов. В качестве примера можно привести военный стандарт США 217-F и стандарт Bellcore, использующиеся для предсказания типов отказов под воздействием электрического и теплового напряжения компонентов. Эти документы дают хорошую точку отсчета для анализа термограмм электронных ячеек и могут использоваться при разработке собственных методик.

Приведем методику проведения теплового контроля источника питания [5], которую можно применить как часть процесса контроля качества приборов при производстве и разработке электронных устройств.

1. Выявить все компоненты с температурой, достигающей 50°C при рабочей температуре 23°C .

2. Проанализировать давление и воздушные потоки в области компонентов, температура которых превышает 50°C , для определения корректности измерений.

3. Проанализировать температуру печатной платы. (Например, печатные платы из материала FR-4 (Flame Resistant 4) не должны иметь температуру более 105°C при наихудших условиях испытаний.)

4. При наличии компонентов, особенных с точки зрения температурного режима (например, мощных резисторов), убедиться, что они корректно смонтированы на плату (с теплоизолирующей прокладкой или с зазором).

5. Убедиться, что температура компонентов, имеющих в своем составе магнитные материалы, не выходит из допустимого для этого класса компонентов диапазона и по меньшей мере на 10°C ниже, чем должна быть при наихудших условиях эксплуатации.

6. Проверить, не превышает ли ожидаемых значений температура компонентов, монтируемых на поверхность. Например, повышение температуры ке-

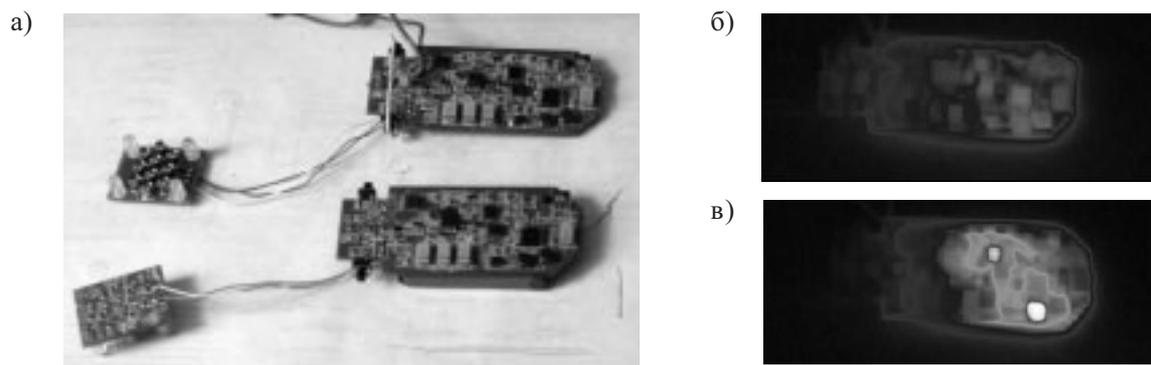


Рис. 8. Тепловое поле ячеек управления фонарем:
 а — управляющие фонарем ячейки; б — тепловое поле нормально функционирующей ячейки; в — тепловое поле дефектной ячейки (некачественное травление платы, перегрев транзистора и микросхемы стабилизатора)

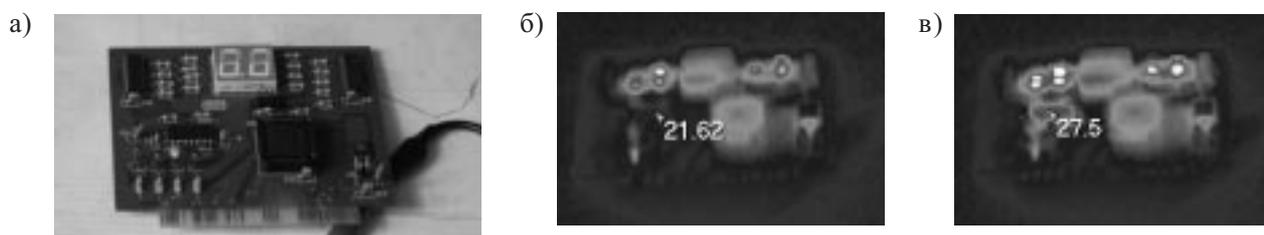


Рис. 9. Тепловое поле ячеек для ремонта компьютеров:
 а — ячейки устройства ремонта компьютеров; б — тепловое поле исправной ячейки; в — тепловое поле ячейки с неисправной микросхемой

рамических конденсаторов на 30°C и более должно насторожить.

7. Убедиться, что электролитические конденсаторы не нагреваются экстремально высокими пульсирующими составляющими постоянного тока или расположенными рядом греющимися компонентами.

8. Вычислить температуру $p-n$ -перехода полупроводниковых устройств (полевые транзисторы, диоды) по методике, приведенной в документации на полупроводниковый прибор. Убедиться, что температура $p-n$ -перехода не превышает установленного максимально возможного значения. (Для большинства полупроводниковых приборов рекомендуется, чтобы температура перехода не превышала 110°C при работе в наихудших условиях.)

Примеры результатов исследований приведены на рис. 8, 9. Эксперимент демонстрирует легкость обнаружения неисправных компонентов, особенно микросхем, поиск которых традиционными средствами может быть достаточно трудоемким.

Выводы

Показана возможность применения теплового метода контроля для диагностики электронно-вычислительных средств, рассмотрены его преимущества — бесконтактность и высокая скорость обнаружения дефектов, особенности его применения в электронной промышленности и пути их учета в методике контроля. В частности, рассмотрена острая

проблема выравнивания коэффициента излучения, проблема моделирования естественных условий работы устройства.

Приведены рекомендации по выбору технических средств контроля, позволяющие повысить достоверность получаемых результатов. С помощью анализа особенностей бесконтактного теплового метода возможна разработка методики контроля конкретных устройств на промышленных предприятиях.

Применимость бесконтактного теплового контроля ЭВС и его достоинства подтверждены экспериментальными исследованиями, проведенными на кафедре «Проектирование и технология производства электронных средств».

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Неразрушающий контроль. В 7 т. Т. 5. Тепловой контроль / Под ред. В. В. Клюева. — М.: Машиностроение, 2004.
2. Allred L. G. Guidelines for successful implementation of infrared thermography for repairing electronic circuit cards // AUTOTEST-CON'96, Test Technology and Commercialization. Conference Record. — 1996. — P. 410—417.
3. Сайт фирмы FLIR Systems [Электронный ресурс] — Электронные текстовые, графические данные — <http://flirthermography.com>
4. Госсорг Ж. Инфракрасная термография. Основы, техника, применение. — М.: Мир, 1988.
5. Fishbun R. J. Infrared thermography for electronic assembly design verification. — IBM Power Technology and Qualification, 2000.

Д. т. н. А. Ф. БЕЛЯНИН, д. ф.-м. н. А. Ф. ПАЛЬ,
 д. ф.-м. н. М. И. САМОЙЛОВИЧ, д. ф.-м. н. Н. В. СУЕТИН,
 к. ф.-м. н. Н. Н. ДЗБАНОВСКИЙ, к. т. н. В. С. МИТИН,
 к. т. н. П. В. ПАЩЕНКО, к. ф.-м. н. М. А. ТИМОФЕЕВ

Россия, г. Москва, ЦНИТИ «Техномаш», НИИЯФ МГУ им. Д. В. Скобелевца,
 ВНИИ неорганических материалов им. А. А. Бочвара
 E-mail: mtimofeyev@dnph.phys.msu.su

Дата поступления в редакцию
 11.05—10.10 2007 г.

Оппонент к. ф.-м. н. А. В. СЕМЕНОВ
 (Ин-т монокристаллов, г. Харьков)

ФОРМИРОВАНИЕ НАНОСТРУКТУРИРОВАННЫХ ПЛЕНОК ИРИДИЯ И ПОЛИКЛАСТЕРНОГО АЛМАЗА

Исследованы пленки Ir и алмаза в зависимости от условий получения. Рассмотрено применение поликластерных пленок алмаза в качестве теплопроводов ГИС и управляющих сеток электронных приборов.

Перспективность использования в электронной технике поликластерных алмазных пленок связана с такими свойствами алмаза как наивысшие среди известных материалов твердость и теплопроводность, а также с их акустическими и полупроводниковыми характеристиками. Основные физико-химические свойства алмаза могут проявиться у поликластерных алмазных пленок, характеризующихся упорядоченным агрегированием исходных кластеров.

Упорядоченные слои поликластерного алмаза предпочтительнее формировать на подложках из химически инертных материалов, т. к. в противном случае в результате химического взаимодействия с углеродом на границе контакта подложки и пленки образуются поликристаллическая или аморфная фазы карбида, препятствующие подвижности сформированных алмазных частиц. Наиболее подходит для использования в качестве химически пассивного материала иридий (Ir), поскольку технически просто формируется методами распыления в виде текстурированных тонких пленок.

Целью работы являлось получение пленок Ir с контролируемым строением кристаллической фазы, определение ориентирующего влияния пленок Ir на строение поликластерных пленок алмаза, а также создание (с использованием слоистых структур "иридий — поликластерная алмазная пленка") устройств электронной техники с улучшенными эксплуатационными характеристиками.

Получение пленок Ir и поликластерного алмаза

Пленки Ir (кубическая сингония, пространственная группа O_h^5 — Fm $\bar{3}m$, период решетки $a=0,3839$ нм) формировали с использованием специально разработанных установок, оснащенных цельнометаллическими планарными магнетронами [1, 2]. На постоянном токе в аргоновой плазме распылялась мишень из Ir (99,99%, диаметр 68 мм) на подложках из титаната стронция с ориентированием рабочей поверхности по {100} (SrTiO $_3$ {100}), оксида магния

(MgO{100}) и сапфира (Al $_2$ O $_3$ {0001}). В процессе осаждения пленок подложки неподвижно располагались напротив центра мишени.

Условия осаждения пленок Ir были следующие: предварительный вакуум $4 \cdot 10^{-4}$ Па, давление Ar в вакуумной камере 1,2—1,3 Па, расход Ar 60—90 см 3 /ч, напряжение разряда 600—840 В, ток разряда 100—200 мА, температура подложки 600—1175 К. При расстоянии между мишенью и подложкой 100 мм получены пленки Ir толщиной 20—400 нм. Пленки Ir осаждали со скоростью 0,2—1,2 мкм/ч, после чего отжигали в вакууме при температуре формирования в течение 2 ч и охлаждали со скоростью 15 К/мин.

Конструктивные особенности вакуумной камеры и разрядного устройства использованной установки показаны на рис. 1. Для поддержания стабильной температуры формируемых пленок и исключения электрического пробоя по плазме применялись низковольтные сильноточные Ta-нагреватели и тепловые экраны из Mo.

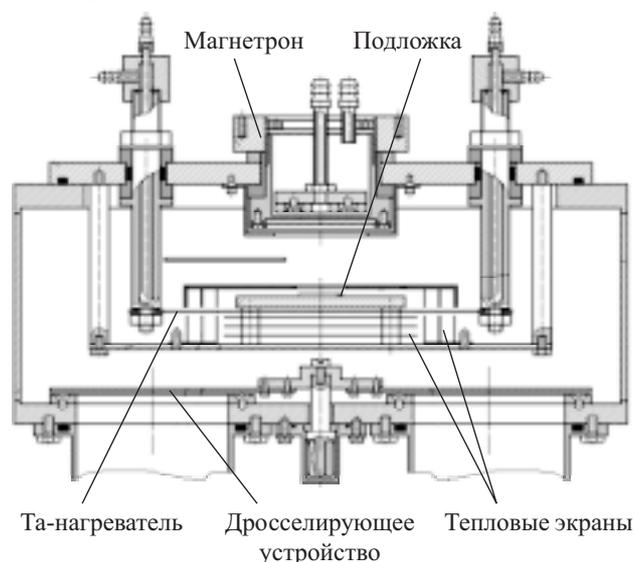


Рис. 1. Конструкция вакуумной камеры и разрядного устройства установки магнетронного распыления для получения пленок Ir

Поликластерные пленки алмаза (кубическая сингония, O_h^5 — Fd $\bar{3}m$; $a=0,3567$ нм) на слоях Ir получали в газовой смеси «водород—метан» с использованием лабораторной установки (рис. 2) [3, 4]. Пред-

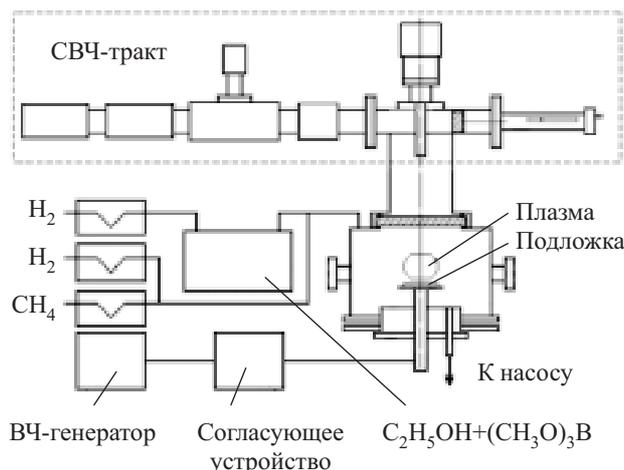


Рис. 2. Схема установки для формирования поликластерных алмазных пленок методом СВЧ-разряда

варительно на слое Ir создавались центры нуклеации, необходимые для формирования алмазной пленки. Центры нуклеации создавались при температуре 1025 К бомбардировкой ионами H^+ и $C_xH_y^+$ (ВЧ-разряд — 13,56 МГц, 40 Вт; 20 мин), образующимися в СВЧ-плазме ($H_2 + (8...10 \text{ об.}\%) CH_4$, давление $\approx 6,6 \cdot 10^3$ Па). После этого ВЧ-разряд выключался, и алмазные пленки осаждали при следующих условиях: состав газовой смеси $H_2 + 0,5 \text{ об.}\% CH_4$, давление $8 \cdot 10^3$ Па, температура подложки 1125 К, СВЧ-мощность ≈ 400 Вт.

Поликластерные пленки алмаза толщиной до 30 мкм получали со скоростью ≈ 2 мкм/ч в присутствии атомарного водорода (диссоциация H_2), необходимого для взаимодействия с неалмазными формами углерода и удаления их с поверхности формируемой пленки. Для легирования пленок алмаза в вакуумную камеру вводили пары смеси этилового спирта (C_2H_5OH) с триметилборатом ($(CH_3O)_3B$).

Строение пленок Ir

На подложках из Al_2O_3 (гексагональная сингония, $D_{3d}^6 - R\bar{3}c$; $a=0,4759$ нм; $c=1,299$ нм) получены пленки Ir, состоящие из кристаллической и рентгеноаморфной фаз, при этом кристаллическая фаза включает кристаллиты, закономерно расположенные относительно подложки, и кристаллиты, не имеющие преимущественной ориентации (рис. 3, рентгеновский дифрактометр Rigaku D/max-2500; $Cu \text{ } \alpha$ -излучение, графитовый монохроматор).

В работе под термином «кристаллиты» («нанокристаллиты») подразумеваются области (домены) в твердотельной системе, которые характеризуются, по данным рентгеновской дифракции, периодичностью в несколько десятков периодов решетки (для соответствующих кристаллических фаз) и присутствием в них участков с различной точечной симметрией.

Наиболее существенно на степень кристалличности (содержание в объеме пленки материала с элементами симметрии, характерными для кристаллической фазы) и на ориентацию кристаллитов влияет температура формирования пленок (рис. 3). Степень кристалличности пленок изменялась в пределах 15,9—100 об.%, (в сравниваемом ряду образцов) и уве-

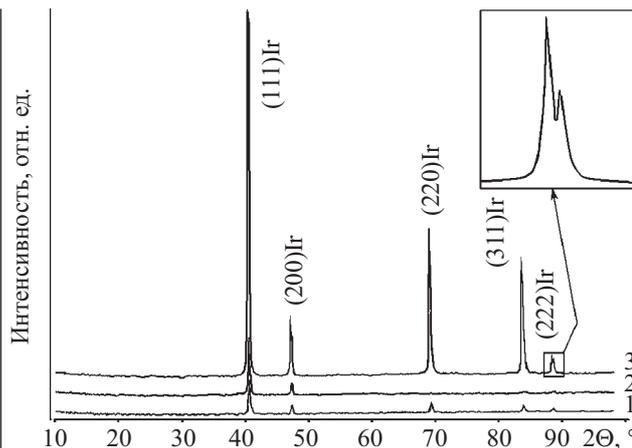


Рис. 3. Рентгеновские дифрактограммы ($Cu \text{ } \alpha$ -излучение) пленок Ir толщиной 290—350 нм, полученных на подложках из Al_2O_3 при различных температурах: 1 — 925 К; 2 — 965 К; 3 — 1025 К (на вставке представлен участок дифрактограммы, снятый с высоким разрешением)

личивалась с повышением температуры подложки при уменьшении степени текстурированности. В исследованном температурном интервале 600—1175 К формировалась аксиальная текстура $\langle 111 \rangle$ (рис. 4 [5]), высокая упорядоченность которой подтверждается небольшой величиной разориентации кристаллитов относительно оси текстуры, равной $0,8\text{—}3,6^\circ$, и расщеплением (α_1 и α_2) на дифрактограммах рефлекса $(222)Ir$ (рис. 3, вставка). Большая разница параметров решетки Al_2O_3 и Ir ($\Delta = [1120]_{Al_2O_3} - [1\bar{1}0]_{Ir}$), равная 14,1%, препятствует проявлению эпитаксиального механизма роста с ориентационным соотношением подложка/пленка $Al_2O_3(0001)[1120]/Ir(111)[1\bar{1}0]$.

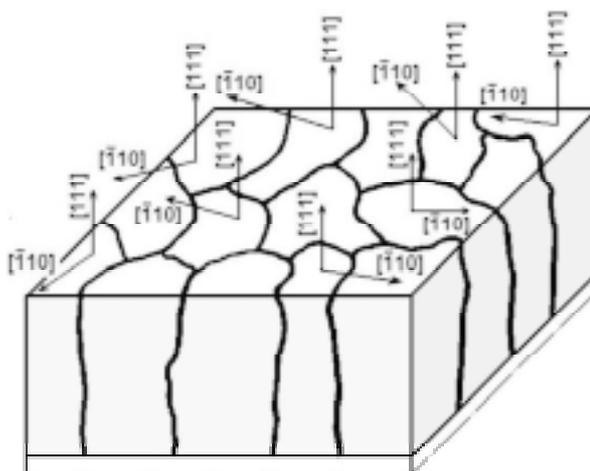


Рис. 4. Распределение ориентаций для кристаллитов пленки Ir на подложках из Al_2O_3 относительно кристаллографических направлений

Пленки Ir имели размер кристаллитов (областей когерентного рассеяния рентгеновских лучей) $L_{окр} = 260...340$ нм (что соответствовало толщине пленок, равной 290—350 нм), который (в направлении, перпендикулярном поверхности подложки) определяли по уширению дифракционных пиков

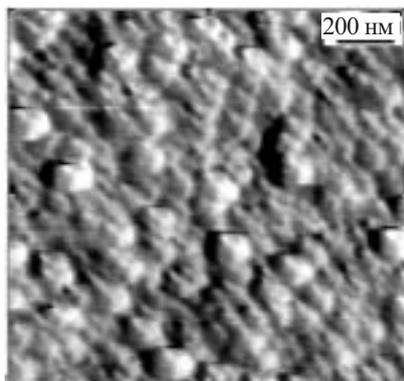


Рис. 5. Структура пленки Ir толщиной 340 нм на подложке из Al_2O_3

(111)Ir. Поверхность пленок Ir имеет глобулярное строение (рис. 5, сканирующий мультимикроскоп ССМ 2000-ТАМОК, оснащенный приставкой для атомно-силовой микроскопии (АСМ)). При этом размер глобул, равный 50—100 нм, значительно меньше $L_{окр}$. Таким образом, кристаллиты имеют столбчатое (волокнистое) строение с преимущественным ориентированием волокон по направлению $\langle 111 \rangle$, соответствующему ориентации оси текстуры.

Таблица 1
Состав поверхности подложки и пленки Ir в структуре Al_2O_3/Ir

Образец	Элемент, мас.%(ат.%)			
	Al	C	O	Ir
Подложка	72,81 (61,32)	0,13 (0,25)	27,06 (38,43)	—
Пленка	—	0,44 (6,41)	0,38 (4,11)	99,18 (89,48)

Элементный состав поверхности пленки Ir толщиной 180 нм, содержащей рентгеноаморфную и кристаллическую фазы, показал наличие примесных атомов кислорода и углерода, диффундирующих при температуре формирования и отжига к поверхности (табл. 1, растровый электронный микроскоп (РЭМ) XL-30 PHILIPS с энергодисперсионным детектором SAPPHIRE; анализируемая поверхность очищалась ультразвуком в гептане (C_7H_{16})). Период решетки пленок Ir превышал теоретический и с ростом температуры формирования от 925 до 1025 К возрастал от 0,3845 до 0,3852 нм — возможно, как за счет увеличения неравновесной концентрации междоузельных атомов кислорода и углерода, так и за счет некристаллической составляющей иридия.

Пленки Ir до определенной толщины, зависящей от условий получения, имели островковый характер, что обуславливает особенности их строения и элементного состава поверхности (табл. 2, толщина пленки Ir 70 нм).

На подложках из MgO (кубическая сингония, O_h^5 — $Fm\bar{3}m$; $a=0,4213$ нм) получены текстурированные по $\langle 111 \rangle$ и $\langle 100 \rangle$ (одно- и двухкомпонентные аксиальные текстуры) пленки Ir (разориентация кристаллитов относительно осей текстуры $0,5-2,5^\circ$). Поверхность пленок имеет глобулярное строение со сред-

Таблица 2

Состав поверхности островковой структуры Al_2O_3/Ir

Элемент, мас.%(ат.%)			
Al	C	O	Ir
53,37 (54,30)	0,50 (1,13)	24,14 (41,43)	21,99 (3,14)

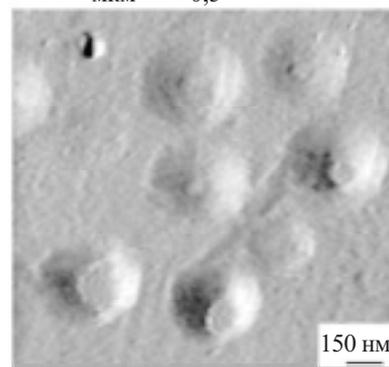
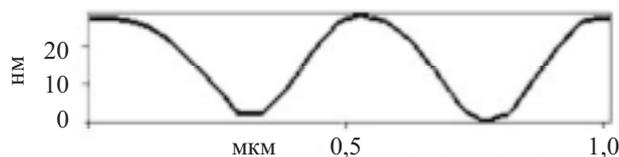


Рис. 6. Структура (АСМ) поверхности пленки Ir, полученной на подложке из MgO

ним размером глобул в плоскости подложки ≈ 100 нм, и до толщины $\approx 60 \dots 100$ нм пленки имели островковую структуру (рис. 6, сверху представлена профилограмма поверхности пленки вдоль линии, проходящей через округлые впадины). На отдельных участках подложек формируется ограниченная текстура $\langle 100 \rangle$ и проявляется ориентационное соотношение $MgO(100)[001]/Ir(100)[001]$, при этом разница параметров решетки ($\Delta=[001]_{MgO}-[001]_{Ir}$) составляла 8,9% (взаимную кристаллографическую ориентацию пленки и подложки определяли с использованием приставки МРА-2000 к рентгеновскому дифрактометру).

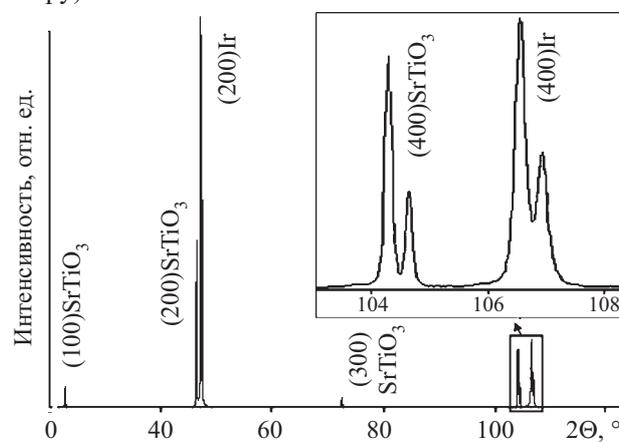


Рис. 7. Рентгеновская дифрактограмма (Cu α -излучение) пленки Ir толщиной 300 нм, полученной на подложке из $SrTiO_3\{100\}$ (на вставке представлен участок дифрактограммы, снятый с высоким разрешением)

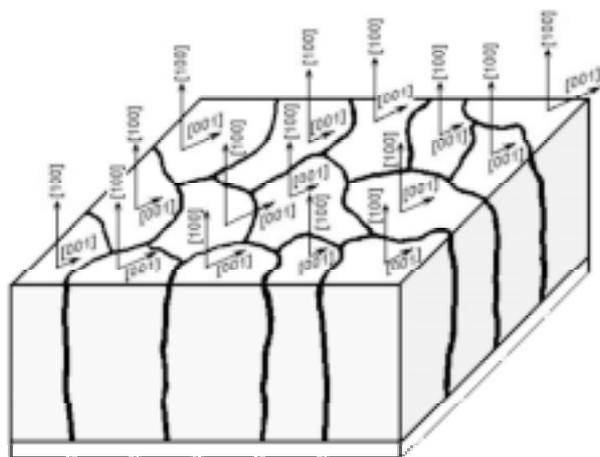


Рис. 8. Распределение ориентаций для кристаллитов пленки Ir на подложке из $\text{SrTiO}_3\{100\}$ относительно кристаллографических направлений

На подложках из SrTiO_3 (кубическая сингония; $O_h^1 - \text{Pm}\bar{3}m$; $a=0,3905$ нм) при температурах 600—900 К сформированы сильнотекстурированные по $\langle 100 \rangle$ (ограниченная текстура) пленки Ir (рис. 7, 8). Здесь проявляется ориентационное соотношение $\text{SrTiO}_3(100)[001]/\text{Ir}(100)[001]$, при котором разница параметров решетки ($\Delta = [001]_{\text{SrTiO}_3} - [001]_{\text{Ir}}$) составляет 1,7%. У сформированных пленок Ir разориентация кристаллитов относительно оси $[100]$, перпендикулярной поверхности подложки, не превышала $0,5^\circ$, а в плоскости, параллельной подложке (относительно направления $[001]$), — $0,8-2,0^\circ$ (рис. 8).

Текстурированные по $\langle 100 \rangle$ пленки Ir имели столбчатое строение (рис. 8) со средним размером кристаллитов в плоскости подложки 150—300 нм (рис. 9, РЭМ LEO1430) и высотой, равной толщине пленки. Псевдогранка кристаллитов на поверхности формируемой пленки характерна для текстурированных пленок различных материалов, полученных магнетронным распылением [6]. Среднее значение шероховатости поверхности пленки Ir (перепад высот рельефа слоя) составляет $R_z \approx 6$ нм (данные АСМ), что не связано с шероховатостью рабочей поверхности подложки из $\text{SrTiO}_3\{100\}$, равной 30 нм.

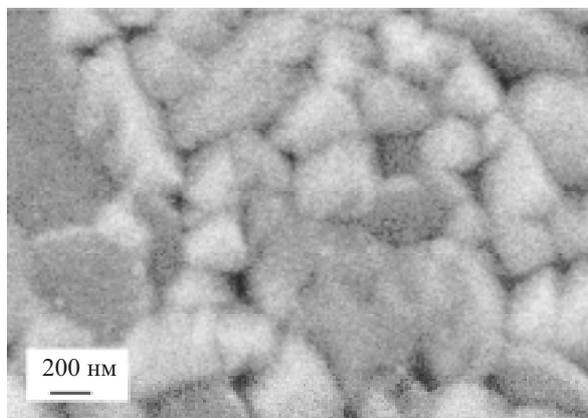


Рис. 9. Столбчатое строение пленки Ir на подложке из SrTiO_3

Строение пленок поликластерного алмаза, сформированных на Ir

Центры нуклеации, полученные на слое Ir бомбардировкой в ВЧ-разряде ионами водорода и углеводородов, в отсутствие химического взаимодействия с Ir являются основой для формирования углеродных частиц, выполняющих роль строительных единиц поликластерных алмазных пленок. Было изучено строение отдельных частиц и полученных из них поликластерных пленок алмаза.

На первом этапе происходит формирование единичных агрегатов на основе нанокристаллитов алмазоподобного углерода глобулярного строения (рис. 10, а), которые, соединяясь, образуют фрагменты поликластерной пленки (рис. 10, б, в). Рентгеноаморфные кластеры и агрегаты не являются только алмазоподобным углеродом, а представляют смесь алмазоподобного углерода и кристаллической фазы алмаза с размером нанокристаллитов <1 нм. При использовании слоистых подложек $\text{SrTiO}_3(100)[001]/\text{Ir}(100)[001]$ близость параметров кристаллической решетки Ir и алмаза ($\Delta = [001]_{\text{Ir}} - [001]_{\text{Алмаз}}$ составляет 7,1%) не влияет на ориентацию зарождающихся кластеров, а также формируемых из них агрегатов и поликластерной пленки алмаза.

Полученные агрегаты на основе нанокристаллитов алмазоподобного углерода и фрагменты поликлас-

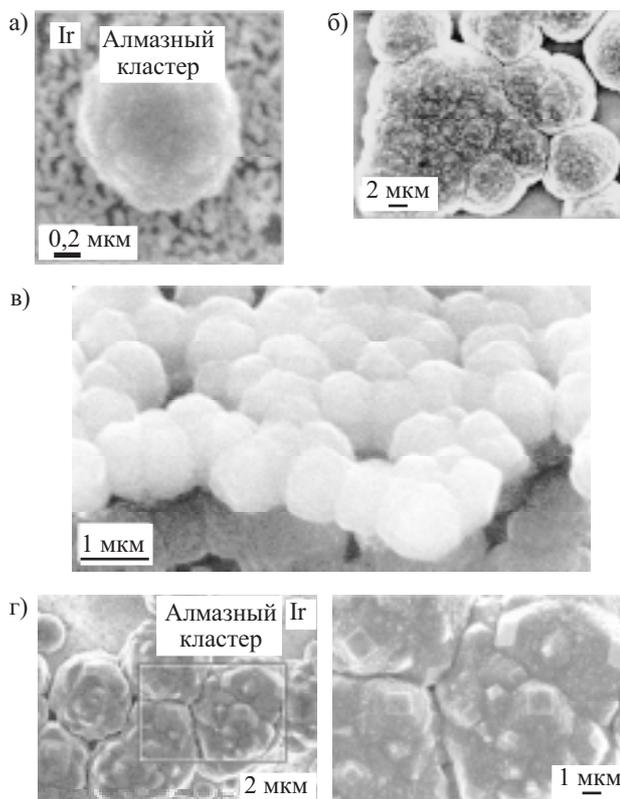


Рис. 10. Строение (РЭМ) отдельной наночастицы (а) и скопления частиц (б—в) зарождающихся поликластерных алмазных пленок, полученных на слоистых подложках из $\text{SrTiO}_3/\text{Ir}\{100\}$ на различных стадиях: а—в — глобулярное формирование (б — скол пленки); в — образование элементов огранки $\{100\}$ на глобулах (справа — увеличенный фрагмент)

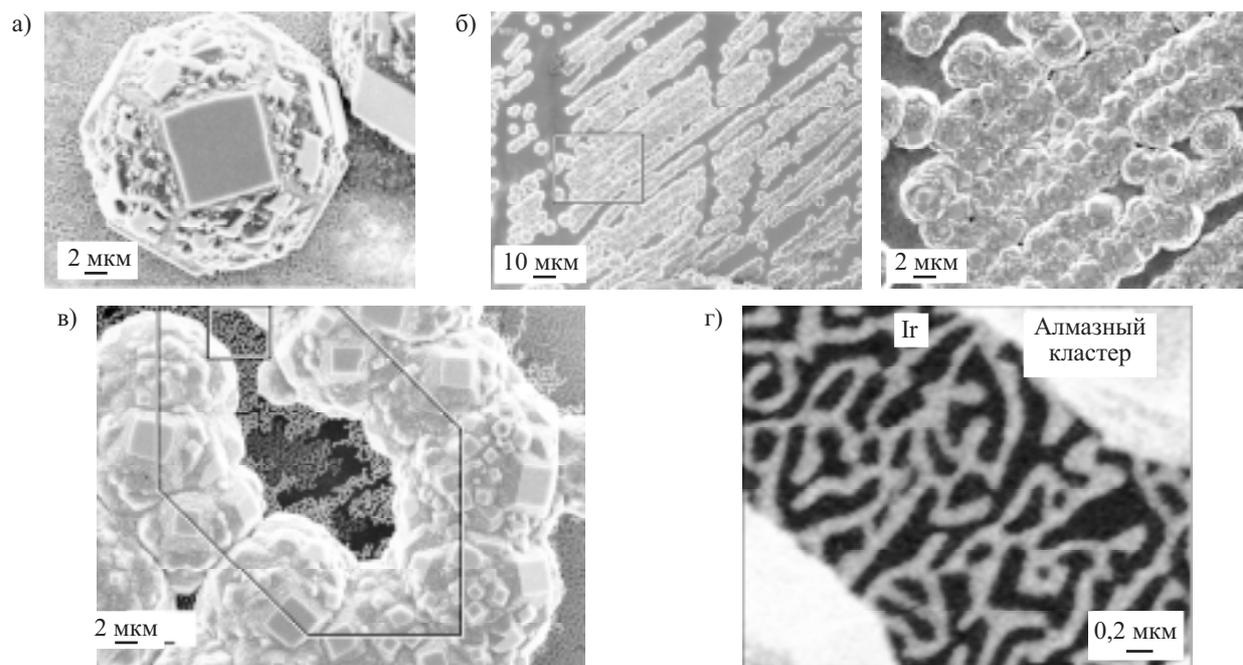


Рис. 11. Структура (РЭМ) наноструктурированных фрагментов зарождающихся пленок алмаза, полученных на слоистых подложках из $\text{SrTiO}_3/\text{Ir}\{100\}$

терных пленок алмаза однотипны с теми, которые наблюдаются при формировании пленок алмаза методом дугового разряда на неориентирующих подложках [7, 8]. Изменяя параметры процесса осаждения, можно в широких пределах менять концентрацию алмазной фазы в формируемых наночастицах и агрегатах на основе алмазоподобного углерода (от 0 для алмазоподобного углерода до >90 об.%). На глобулярной поверхности с увеличением толщины слоя образуется разветвленная система входящих углов, способствующая (при тех же условиях) повышению скорости формирования, что проявляется в огрублении строения глобул, покрытии их многочисленными гранями $\{100\}$ (рис. 10).

Подобная последовательность стадий одинакова для разных температурных режимов и методов активации газовой фазы, но в зависимости от температуры формирования стадии получают неодинаковое развитие [6]. У поликластерной пленки алмаза глобулярного строения наблюдается высокая концентрация рентгеноаморфной фазы (до 100 об.%). Наличие рентгеноаморфной фазы характерно для всех полученных поликластерных пленок алмаза, при этом ее содержание уменьшается с ростом температуры подложки.

Отдельные поликластерные частицы с ярко выраженной объемной текстурой имеют сформировавшиеся псевдооси восьмого порядка и псевдограни $\{100\}$ и $\{110\}$ (угол между гранями 135°), параллельные оси восьмого порядка (рис. 11, а), при этом $L_{\text{окр}}$ подобных частиц составляет 70—110 нм. (Используются термины «псевдоось» и «псевдограни», поскольку они относятся к элементам симметрии агрегированных частиц и не являются кристаллографическими элементами.) В рассматриваемых случаях на исходное множество элементов симметрии

“накладываются” элементы симметрии агрегата сросшихся наночастиц и возникает вторичное (объемное) текстурирование.

Такой тип агрегации объясняет и наблюдаемое текстурирование кристаллитов пленки на последующих этапах образования. Частицы срастаются, контактируя псевдогранями, и образуют цепочки (рис. 11, б, справа представлен увеличенный фрагмент), при этом присоединение к цепочке очередной частицы может удлинять цепочку или изгибать под углом 90° или 135° (рис. 11, в). Формированию текстурированных конгломератов, объединяющих отдельные образовавшиеся поликластерные частицы, способствует их подвижность из-за отсутствия химического взаимодействия с пленкой Ir, кристаллографическая ориентация и рельеф которой (рис. 11, з) не оказывают влияния на текстурированность алмазных кластеров и сформированных из них стержней (цепочек). Наблюдаемые картины срастания известны по многочисленным работам, посвященным кристаллографическим особенностям двойникования кубических кристаллов [9, 10].

Отдельные зерна поликластерной пленки алмаза имеют пластинчатое строение независимо от стадий их формирования (стадии образования граней на глобулах и массового двойникования) (рис. 12, а). При определенной толщине слоя, зависящей от условий процесса осаждения, заканчивается формирование аксиальной текстуры типа $\langle 100 \rangle$. В рассматриваемом случае поддержанию высокой скорости образования пленки способствуют многочисленные входящие углы за счет двойникования на поверхности пластин $\{100\}$. Наблюдаемое двойникование по шпинелевому закону (рис. 12, б) позволяет объяснить образование вторичной текстуры типа $\langle 110 \rangle$ (рис. 12, в).

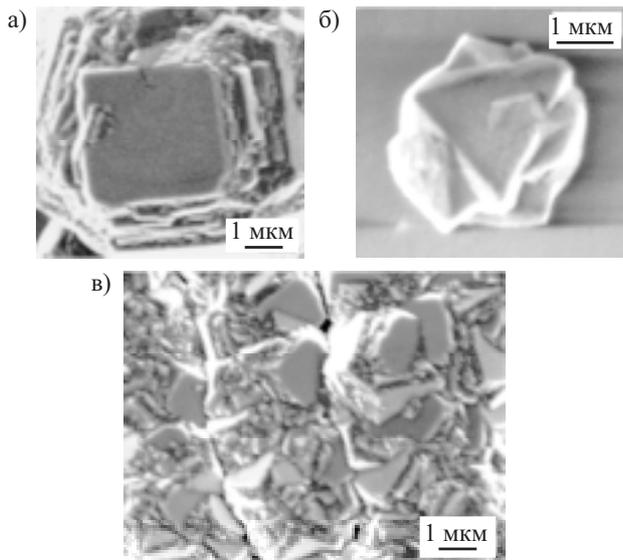


Рис. 12. Строение (РЭМ) отдельных кластеров (а, б) и поверхности (в) поликластерной пленки алмаза, полученных на слоистых подложках из SrTiO₃/Ir{100}:

а — формирование первичной аксиальной текстуры <100>;
 б, в — массовое двойникование

С увеличением толщины поликластерных пленок алмаза, сформированных на стадии массового двойникования, происходит укрупнение зерен. Электронограммы и рентгенограммы, снятые с поликластерных пленок алмаза, показывали наличие текстуры, при этом тип формирующейся текстуры не зависел от материала и кристаллографической ориентации подложки (слоистые структуры Al₂O₃/Ir{111}, MgO/Ir{100} и SrTiO₃/Ir{100}).

Проведенные исследования имеют важное значение для подбора условий синтеза поликластерных пленок алмаза с целью использования их в конкретных устройствах. Например, при изготовлении управляющих сеток СВЧ электронных ламп с термокатодом и электронных приборов с автоэмиссионными катодами для сохранения механической прочности требуются беспористые пленки без посторонних фаз. Этому условию отвечают полученные на пленках Ir поликластерные алмазные пленки, образующиеся на стадиях глобулярного формирования первичной и вторичной аксиальных текстур.

Применение поликластерных алмазных пленок в устройствах электронной техники

Теплоотводы в гибридных интегральных схемах. Поликластерные алмазные пленки (теплопроводность при 303 К составляет λ_т=400...600 Вт/(м·К)), нанесенные на подложки из W (λ_т=160 Вт/(м·К)) и из W с пленкой Ir толщиной 300 нм (λ_т=1,47 Вт/(м·К)), применяли для отвода тепла от сформированных на них тонкопленочных резисторов (рис. 13). Тонкопленочные резисторы из нихрома (сплав 80%Ni+20%Cr, 0,2—1 мкм) наносили через маску методом ВЧ-магнетронного распыления на механически полированные (R_z=25 нм) поверхности поликластерных пленок алмаза. В качестве проводников применяли осажденные методом термического испарения

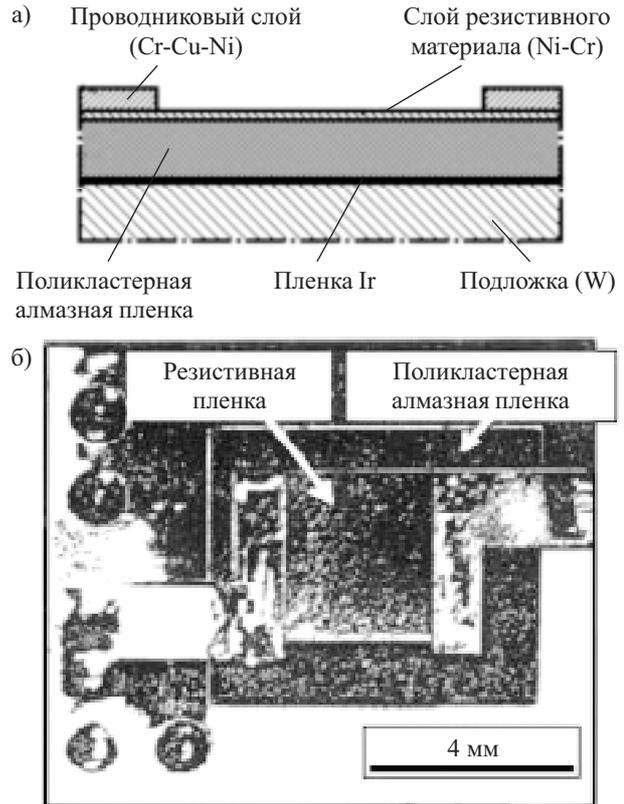


Рис. 13. Теплоотвод в гибридной интегральной схеме: а — схема резистивной матрицы; б — фрагмент ГИС с резистором повышенной мощности на теплоотводящей подложке на основе поликластерной пленки алмаза

через маску многослойные структуры Cr+Cu+Ni (0,05+1,2+0,3 мкм). Адгезия проводников и резистивного сплава превышала 1 кгс/мм².

Была исследована зависимость температуры перегрева (T_п) резистора от материала теплоотводящей подложки (рис. 14). Для сравнения исследованы характеристики нашедших наибольшее применение в микроэлектронике керамических теплоотводящих подложек — радиотехнической керамики ВК94 (94,4% Al₂O₃, λ_т=13,4 Вт/(м·К), толщина образцов 1 мм) и BeO (λ_т=170...240 Вт/(м·К), 1 мм), — а также пленок поликристаллического текстурированного по <0001>

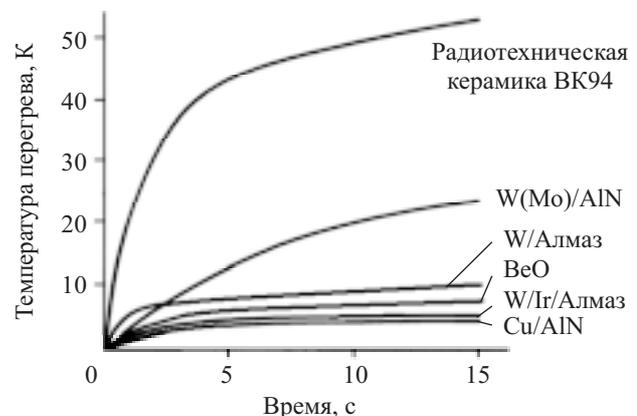


Рис. 14. Зависимость температуры перегрева теплоотводящей поверхности от материала подложки и от продолжительности работы резистора

AlN ($\lambda_T=200 \dots 280$ Вт/(м·К)), полученных методом ВЧ-магнетронного реактивного распыления на подложках из W, Mo ($\lambda_T=135$ Вт/(м·К)) и Cu ($\lambda_T=400$ Вт/(м·К)) (слоистые структуры W(Mo)/AlN и Cu/AlN, толщина слоев 1 мм/8 мкм). Толщина слоев W/Алмаз — 1 мм/86 мкм, W/Ir/Алмаз — 1 мм/0,3 мкм/30 мкм.

Меньший перегрев (за 15 с) структуры W/Ir/Алмаз ($T_{II}=5,3$ К) по сравнению с W/Алмаз ($T_{II}=10,4$ К) связан с тем, что при получении пленок алмаза на подложках из W в области контакта формируемой пленки алмаза с подложкой образуются слои монокарбида вольфрама (WC, $\lambda_T=29,3$ Вт/(м·К)) и карбида дивольфрама (W_2C , $\lambda_T=29,3$ Вт/(м·К)), составляющие до 40% объема осаждаемой пленки алмаза.

Резистор, сформированный на поликластерной алмазной пленке, был установлен в функциональном узле, выполняющем роль генератора коротких импульсов мощностью до 1 кВт, длительностью 1—10 мкс со скважностью 100—500, используемого для модуляции ВЧ-сигнала (рис. 13, б).

Управляющие сетки электронных приборов.

При изготовлении мощных электронных приборов (СВЧ электронных ламп с термокатодом и электронных приборов с автоэмиссионными катодами) материал управляющей сетки не должен перегреваться и провисать. Использование сетки, изготовленной из свободной поликластерной алмазной пленки (твердость по Виккерсу 8400—12200 кгс/мм²), сформированной на слое Ir, позволило за счет уменьшения шага ячеек сетки и при сохранении механической прочности и теплопроводности сократить расстояние «катод—сетка» до десятков микрон и снизить управляющее напряжение, что, в свою очередь, обеспечило высокую однородность эмиссии по поверхности катода и токовую прозрачность.

Сетка из поликластерной алмазной пленки (рис. 15) была изготовлена методом термохимического травления (растворитель углерода — слой Fe толщиной

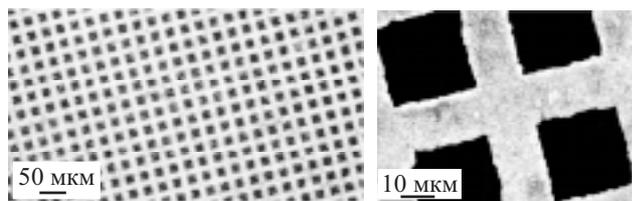


Рис. 15. Сетка (РЭМ) с шагом 40 мкм, изготовленная из свободной поликластерной пленки алмаза толщиной 20 мкм (справа — увеличенный фрагмент)

10 мкм, 1020—1220 К, 10^{-1} Па). При использовании фотолитографии для формирования рисунка на слое Fe получены сетки с шагом <5 мкм [11]. Необходимая проводимость сеток из поликластерных алмазных пленок (удельное сопротивление $\rho < 10^{-1}$ Ом·см) достигалась легированием бором (у нелегированных поликластерных алмазных пленок $\rho = 10^6 \dots 10^{16}$ Ом·см в зависимости от строения и размера нанокластеров). Сетки выдерживали импульсную плотность тока в катоде 1 А/см² при напряжении 1,5 кВ (скважность импульсов 2—5), что значительно превосходит показатели металлических сеток.

Заключение

Магнетронным распылением на подложках из Al₂O₃{0001}, MgO{100} и SrTiO₃{100} сформированы текстурированные по <111> и <100> (аксиальная и ограниченная текстуры) пленки Ir толщиной 20—400 нм. На пленках Ir методом СВЧ-разряда с ВЧ-смещением на подложкодержателе при температуре подложки 1125—1175 К получены текстурированные поликластерные пленки алмаза.

Применение поликластерных пленок алмаза перспективно в составе слоистых теплопроводов (структуры подложка/Ir/пленка алмаза) при повышении мощности тонкопленочных резисторов. В этом случае используют металлическую базовую подложку с высокой теплопроводностью, установленную на изотермическом корпусе, а для изоляции резистора от базовой подложки — слой поликластерного алмаза. Теплоотводящие подложки, включающие слой поликластерного алмаза, могут быть использованы также для отвода тепла от диодов и транзисторов высокой мощности.

Сетки, изготовленные из однородных по составу поликластерных пленок алмаза, могут найти широкое применение в вакуумных электронных приборах в качестве теплостойких управляющих электродов.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Белянин А. Ф., Самойлович М. И., Житковский В. Д. и др. Формирование методами магнетронного распыления пленок алмазоподобных материалов и их применение в устройствах электронной техники // Системы и средства связи, телевидения и радиовещания.— 2003.— № 1–2.— С. 62—78.
2. Белянин А. Ф., Пащенко П. В., Семенов А. П. Устройство высокочастотного магнетронного распыления для выращивания тонких пленок // Приборы и техника эксперимента.— 1991.— № 3.— С. 220—222.
3. Дворкин В. В., Дзбановский Н. Н., Минаков П. В. и др. Использование оптической эмиссионной спектроскопии для контроля состава плазмы в процессах осаждения углеродных пленок в СВЧ разряде // Физика плазмы.— 2003.— Т. 29, № 9.— С. 851—857.
4. Дворкин В. В., Дзбановский Н. Н., Паль А. Ф. и др. Использование ультрадисперсного алмаза для селективного осаждения легированных бором алмазных пленок // Физика твердого тела.— 2004.— Т. 46, вып. 4.— С. 710—713.
5. Бабад-Захряпин А. А., Кузнецов Г. Д. Текстурированные высокотемпературные покрытия.— М.: Атомиздат, 1980.
6. Самойлович М. И., Белянин А. Ф. Формирование наноструктурированных пленок алмазоподобных материалов. Часть 1, 2 // Нано- и микросистемная техника.— 2006.— № 7, с. 21—34; № 8, с. 14—25.
7. Самойлович М. И., Белянин А. Ф., Житковский В. Д., Багдасарян А. С. Наноструктурные углеродные материалы в тонкопленочной технологии // Инженерная физика.— 2004.— № 1.— С. 33—39.
8. Belyanin A. F., Samoilovich M. I. Nanostructured carbon materials in thin film technology // Nanostructured thin films and nanodispersion strengthened coatings // Series: NATO Science. Series II: Mathematics, Physics and Chemistry.— 2004.— Vol. 155. E-book.— P. 77—90.
9. Randle V. The measurement of grain boundary geometry.— Bristol & Philadelphia: Pergamon Press, 1993.
10. Sutton A. P., Balluffi R. W. Interfaces in crystalline materials.— Oxford: Univ. Press, 1996.
11. Дзбановский Н. Н., Минаков П. В., Пилевский А. А. и др. Сильноточная электронная пушка на основе автоэмиссионного катода и алмазной сетки // Журнал технической физики.— 2005.— Т. 75, вып. 10.— С. 111—114.

Д. ф.-м. н. А. В. КАРИМОВ, к. ф.-м. н. Д. М. ЁДГОРОВА,
к. т. н. Р. А. САИДОВА, Ф. А. ГИЯСОВА, Ш. А. ХАЙДАРОВ

Узбекистан, г. Ташкент, НПО «Физика–Солнце»
E-mail: karimov@uzsci.net

Дата поступления в редакцию
18.06—12.09 2007 г.

Оппонент д. х. н. В. Н. ТОМАШИК
(ИФП им В. Е. Лашкарёва, г. Киев)

ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ НОСИТЕЛЕЙ ПО ТОЛЩИНЕ ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ СЛОЕВ

Модифицировано устройство для жидкостной эпитаксии полупроводниковых соединений типа $A^{III}B^V$. Показана возможность управления градиентом концентрации примесей, создающим внутренние электрические поля в фотоприемной и активной областях структур.

Необходимость регистрации слабых оптических сигналов, поступающих от волноводных излучателей в волоконно-оптических системах, требует дальнейшего повышения эффективности полупроводниковых фотоприемных структур, что может быть достигнуто за счет создания внутренних электрических полей в известных и модифицированных структурах. Внутренние электрические поля могут быть получены на фронтальной поверхности методами диффузии [1]. Однако при этом ожидаемые эффекты могут быть сведены к минимуму из-за увеличения последовательного сопротивления за счет перекompенсации определенного объема фронтальной части.

Используя возможности известных устройств [2—4], можно переориентировать их для достижения новых целей. Так, специальное устройство жидкостной эпитаксии [3], позволяющее вертикально подавать дополнительные порции растворов-расплавов с отличающимся составом, использовалось для получения варизонных эпитаксиальных слоев комбинированным способом — как в изотермических условиях, так и принудительным охлаждением [4]. Вместе с тем известные методы жидкостной эпитаксии не позволяют управлять направлением градиента или крутизной изменения внутреннего электрического поля. Так, при постоянной скорости охлаждения раствора-расплава с фиксированным объемом, из которого выращивается эпитаксиальный слой, концентрация носителей склонна к увеличению по толщине в слоях, легированных теллуром, и к уменьшению — при легировании оловом [5, с. 44—46], что обусловлено отличием коэффициентов распределения этих примесей. Заданное направление и градиент концентрации носителей можно получить, если в основной раствор-расплав, контактирующий с подложкой, добавлять с определенной закономерностью дополнительные порции растворов-расплавов с отличающейся концентрацией примесей.

В настоящей работе рассматривается способ получения заданного распределения носителей заряда по толщине выращиваемых эпитаксиальных слоев с помощью модифицированного двухпоршневого устройства путем смешивания двух растворов-расплавов (основного и дополнительного), в которых концентрации примесей отличаются не менее чем на два порядка.

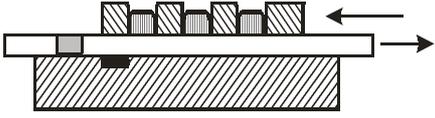
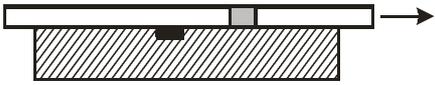
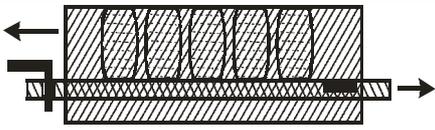
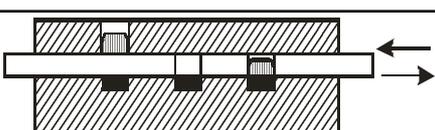
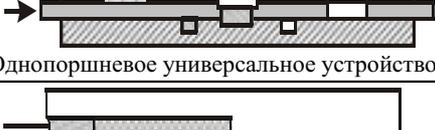
Направление вектора градиента концентрации изменяется при смене мест основного и дополнительного растворов-расплавов. Если для получения положительного градиента в направлении роста концентрация носителей дополнительного раствора-расплава должна быть больше, чем основного (т. е. контактирующего с подложкой), то для получения отрицательного градиента концентрация носителей дополнительного раствора-расплава должна быть меньше, чем основного. Одновременное использование двух поршней позволяет получить в едином процессе сменяющийся градиент примесей по толщине эпитаксиального слоя, а при необходимости — усилить градиент примеси в заданном тонком слое.

Профиль и крутизна изменения градиента определяются как закономерностями смешивания порций и задаваемым количеством порций дополнительного раствора-расплава, так и возможностями устройств для жидкостной эпитаксии слоев.

Возможности устройств для жидкостной эпитаксии слоев

Известно, что рост эпитаксиальных слоев с гетеропереходом и с изменяющейся по координате запрещенной зоной получают с помощью устройства, позволяющего смешивать растворы-расплавы различного состава при изотермических условиях [6]. Эпитаксиальные слои с гомопереходами, а также с гетеропереходами, параметры которых зависят от составов растворов-расплавов, выращиваются с помощью сдвигового устройства с одним или несколькими слайдерами, попеременно контактирующими с подложкой, при принудительном охлаждении с постоянной скоростью [7, с. 18—30]. Многослойные структуры с резким $p-n$ -переходом получают с помощью сдвигового устройства путем последовательного выращивания эпитаксиальных слоев при принудительном охлаждении раствора-расплава с переменной скоростью [8, 9]. Принципиальные возможности различных типов устройств выращивания

Возможности устройств для жидкостной эпитаксии слоев

Типы устройств	Условия выращивания	Получаемые слои
1. 	Изотермические. Моментальное смешивание двух растворов-расплавов с различным составом	Структуры с гетеропереходами на основе Ga _{1-x} Al _x As [6]
2. 	Изотермические. К основному раствору-расплаву добавляют несколько дополнительных с различными составами	Многослойные структуры с гетеропереходами. Ширина зоны зависит от состава дополнительного раствора-расплава [10]
3. 	Принудительное охлаждение одного раствора-расплава с постоянной и переменной скоростью	Структуры с гомо- и гетеропереходами [11, с. 133—139]
4. 	Принудительное охлаждение одного раствора-расплава с постоянной скоростью. Охлаждение с переменной скоростью используют для подавления диффузионных процессов	Многослойные изотипные и p-n-переходы [5, с. 70—71]
5.  Универсальное сдвиговое устройство	Изотермическое смешивание двух растворов-расплавов. Принудительное охлаждение с различной скоростью	Структуры с резким p-n-переходом [9]
6.  Однопоршневое универсальное устройство	Комбинированное смешивание растворов-расплавов: изотермическое и сдвиговое с принудительным охлаждением с различной скоростью	Варизонные по толщине эпитаксиальные слои [3, 4]
7.  Модифицированное двухпоршневое устройство	Принудительное охлаждение (с различной скоростью) двух растворов-расплавов с различной концентрацией примесей. Возможно выращивание слоев с положительным и отрицательным градиентом как в отдельности, так и в едином процессе	Структуры с активными и фотоприемными областями с различным градиентом примесей по толщине

эпитаксиальных слоев из жидкой фазы сведены в табл. 1.

Из анализа таблицы видно, что выращивание слоев из растворов-расплавов с фиксированным объемом позволяет получать лишь слои со ступенчатым изменением параметров по толщине. Следовательно, замена этих растворов-расплавов на растворы-расплавы с управляемо изменяющимся во времени (возрастающим) объемом (заданной концентрацией примесей) позволит при различных условиях выращивать слои с плавно изменяющимися в широких пределах параметрами. При изотермических процессах рост слоя осуществляется за один прием в момент смешивания растворов-расплавов.

В устройствах выращивания слоев за счет охлаждения растворов-расплавов с фиксированным объемом, контактирующих с подложкой, параметры выращиваемых слоев определяются изменением растворимости материала [12, с. 139—141]. При этом

постоянным остается отношение массы растворителя к площади подложки — $P_a/S=Const$, что приводит к неминусемому уменьшению концентрации компонента в расплаве, и процесс роста становится плохо управляемым. Например, примеси олова и теллура по толщине слоя распределяются с противоположным направлением градиента концентрации носителей [5, с. 76—89]. Учитывая зависимость выходных параметров полупроводниковых структур от профиля распределения концентрации носителей по толщине активной области, смоделировано устройство, которое путем управляемой подачи на подложку порций растворов-расплавов с различной массой позволило бы получить заданный профиль распределения концентрации носителей.

Новое комбинированное двухпоршневое устройство [4] обеспечивает вертикальную подачу (как в изотермических, так и в неизотермических условиях) дополнительного раствора-расплава с концен-

трацией примесей N_2 на горизонтально расположенный основной раствор-расплав с концентрацией примесей N_1 . В ячейку горизонтально перемещающейся линейки, расположенной в нижней части устройства, помещается основной раствор-расплав с заданной массой

$$m_1 = P_1 + P'_1, \quad (1)$$

а в цилиндрическую емкость, размещенную в верхней части устройства, помещается дополнительный раствор-расплав с массой

$$m_{2 \max} = P_2 + P'_2, \quad (2)$$

где P_n — масса растворителя;

P'_n — масса растворенного вещества.

Дополнительный раствор-расплав капает порциями. Масса порции m_0 зависит от диаметра капиллярного отверстия в цилиндре. (В нашем эксперименте $m_0 = 0,04$ г.) Под действием поршня дополнительный раствор-расплав может выдавливаться по задаваемому закону (частота и скорость подачи порций, интервал времени между подачами). Необходимая при этом мера выдавливания раствора-расплава определяет шаг поршня. Масса порции выдавленного раствора-расплава зависит от отношения растворенного вещества, находящегося в цилиндрической емкости, к растворителю — P'_2/P_2 и определяется по формуле

$$m_{2x} = km_0 l^n + km_0 l^n \frac{P'_2}{P_2}. \quad (3)$$

Здесь l^n — мера выдавливания раствора-расплава. Путем выбора различных значений меры выдавливания (табл. 2) задается динамика подачи дискретных порций, которая определяет профиль распределения концентрации примесей (носителей заряда). Концентрация смешанного раствора-расплава рассчитывается по известной формуле

$$N_x = \frac{m_1 N_1 + m_{2x} N_2}{m_1 + m_{2x}}, \quad (4)$$

т. е. принимает значение между N_1 и N_2 .

Таблица 2

Зависимость массы порций выдавленного раствора-расплава m_{2x} от закономерности их подачи при $m_0 = 0,04$ г

l , мм	$m_0 l^{1/2}$	$m_0 l$	$0,1 m_0 l^2$	$0,025 m_0 l^3$
4	0,08	0,16	0,064	0,064
8	0,113137	0,32	0,256	0,512
12	0,138564	0,48	0,576	1,728
16	0,16	0,64	1,024	4,096
20	0,178885	0,8	1,6	8
24	0,195959	0,96	2,304	13,824
28	0,21166	1,12	3,136	21,952
32	0,226274	1,28	4,096	32,768
36	0,24	1,44	5,184	46,656
40	0,252982	1,6	6,4	64

Пользуясь табл. 2, рассмотрим концентрационный профиль смешанных растворов-расплавов в зависимости от меры выдавливания (шага поршня) для конкретных значений смешиваемых растворов-расплавов.

Первый раствор-расплав состоит из растворителя массой $P_1 = 1,3$ г и растворенного вещества $P'_1 = 0,075$ г с концентрацией $N_1 = 4 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$, а второй добавляемый раствор-расплав состоит из растворителя массой $P_2 = 2,5$ г и растворенного вещества $P'_2 = 0,145$ г с концентрацией $N_2 = 4 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$. Находим из (3) массу добавляемых порций раствора-расплава m_{2x} . Далее, подставляя значения массы m_{2x} в (4), определим концентрацию смешанных растворов-расплавов.

Таблица 3

Данные для расчета концентрации ($N, 10^{17} \text{ см}^{-3}$) смешанных растворов-расплавов в зависимости от меры выдавливания

l , мм	$m_0 l^{1/2}$	$km_0 l$	$0,1 m_0 l^2$	$0,025 m_0 l^3$
0	4	4	4	4
4	3,77037	3,56591	3,81414	3,81414
8	3,68287	3,2176	3,34832	2,88083
12	3,61847	2,93191	2,78389	1,73985
16	3,56591	2,69335	2,25486	9,93829
20	3,52088	2,49116	1,81489	5,9341
24	3,48114	2,31759	1,46815	3,80296
28	3,44539	2,16699	1,20027	2,6134
32	3,41277	2,03506	9,93829	1,91067
36	3,38271	1,91854	8,3377	1,47318
40	3,35476	1,81489	7,0841	1,18814

Результаты зависимости концентрации смешанных растворов-расплавов от динамики их смешивания сведены в табл. 3. Видно, что в соответствии с изменением показателя степени меры выдавливания изменяется значение концентрации носителей. При этом коэффициент k подбирают так, чтобы выбранные массы порций смешиваемого второго раствора-расплава m_{2x} не превышали $m_{2 \max}$, что наглядно показано на рис. 1. Кроме того, видно, что чем больше

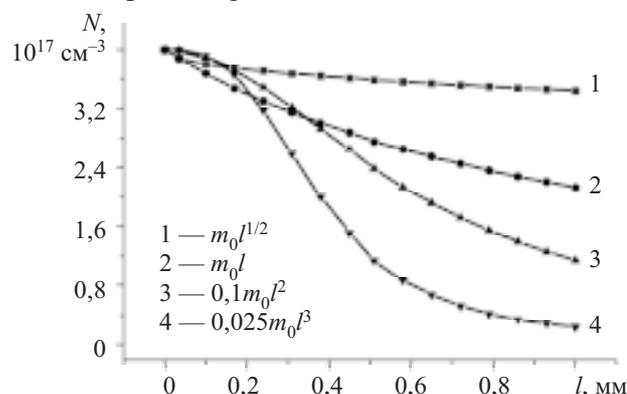


Рис. 1. Зависимость концентрации смешанных растворов-расплавов с различной массой от шага поршня

Таблица 4

Зависимость концентрации растворенного компонента в растворителе от интервала температуры роста

$\Delta T, ^\circ\text{C}$	$\frac{C_1}{1-2C_1}$	$\frac{C_2}{1-2C_2}$
0	0,03763	0,03763
1	0,03763	0,03729
2	0,03763	0,03694
4	0,03763	0,03625
6	0,03763	0,03556
8	0,03763	0,03487
10	0,03763	0,03419

показатель степени меры выдавливания, тем больше градиент концентрации носителей в заданном шаге выдавливания порций растворов-расплавов.

Создание подобного управляемого распределения носителей в базовых областях полупроводниковой структуры способствует получению внутренних электрических полей, обеспечивающих увеличение фоточувствительности. Выбранное для реализации этой цели комбинированное устройство, благодаря возможности управления дозой и закономерностью смешивания растворов-расплавов, позволяет управлять взаимосвязью характеристических параметров эпитаксиальных слоев с технологическими процессами их выращивания.

Полученные результаты свидетельствуют о возможности выращивания эпитаксиальных слоев с управляемым градиентом концентрации носителей как в изотермических, так и в неизотермических условиях путем концентрационного смешивания растворов-расплавов.

Взаимосвязь толщины эпитаксиальных слоев и условий смешивания растворов-расплавов

Известно, что толщина эпитаксиального слоя, выращиваемого из жидкой фазы, существенно зависит от технологических условий роста. В случае когда эпитаксиальные слои выращиваются из раствора-расплава с фиксированным объемом принудительным охлаждением, скорость роста слоев с понижением температуры уменьшается [2]. Однако в предлагаемом способе концентрационного смешивания одного раствора-расплава со вторым в ходе смешивания наряду с изменением концентрации примеси последовательно увеличивается масса раствора-расплава, контактирующего с подложкой, поэтому толщина выращиваемого слоя, соответствующая каждому последующему интервалу температуры, стремится к увеличению. При этом закономерности роста приобретают иной характер.

Толщина d выращенного слоя в каждом интервале температуры T_1-T_2 связана с изменением концентрации примеси в растворе-расплаве и определяется уравнением [5]

$$d = \frac{P_{\text{общ}} \mu}{S \rho A} \left(\frac{C_1}{1-2C_1} - \frac{C_2}{1-2C_2} \right), \quad (5)$$

- где μ — молекулярный вес кристаллизующего вещества;
- S — площадь подложки, см^2 ;
- ρ — плотность выращенного слоя, $\text{г}/\text{см}^3$;
- A — атомный вес растворителя;
- C_1 — концентрация растворенного компонента при T_1 , ат. %;
- C_2 — концентрация растворенного компонента при T_2 , ат. %.

Используя данные, приведенные в работе [12], определим необходимые для (5) значения концентрации растворенного компонента (GaAs) в растворителе (Ga) в зависимости от интервала температуры роста (табл. 4). При выращивании эпитаксиального слоя принудительным охлаждением по мере изменения температуры растворимость арсенида галлия в галлии изменяется. Масса смешанного раствора $P_{\text{общ}}$ в нашем случае представляет собой возраст-

тающую сумму. К заданной массе растворителя первого раствора-расплава P_1 последовательно (по закону табл. 2) добавляются массы порций из второго раствора-расплава:

$$P_{\text{общ}} = P_1 + P_2, \quad (6)$$

масса второго растворителя определяется по формуле (2)

$$P_2 = m_2 \max - P'_2. \quad (7)$$

Масса второго раствора-расплава, изменяющаяся по закону km_0^n , определяется формулой (3). Учитывая (3) и подставляя (7) в (6), определим общую массу растворителя:

$$P_{\text{общ}} = P_1 + km_0^n. \quad (8)$$

Как видно из (5), толщина выращиваемого слоя прямо пропорциональна массе растворителя ($P_{\text{общ}}$) и обратно пропорциональна площади подложки. В нашем случае масса растворителя увеличивается за счет добавляемых порций из второго раствора-расплава, поэтому толщина, соответствующая каждому заданному следующему интервалу температуры $\Delta T_1 = \Delta T_2 = \dots = \Delta T_n$, будет возрастать.

Анализируя полученные в табл. 2, 4 и исходные данные массы и концентрации арсенида галлия в галлии с помощью (5), получим взаимосвязь толщины выращиваемых слоев и интервала температуры роста при различных вводимых дискретных массах по закону km_0^n (рис. 2). Из рис. 2 видно, что по мере

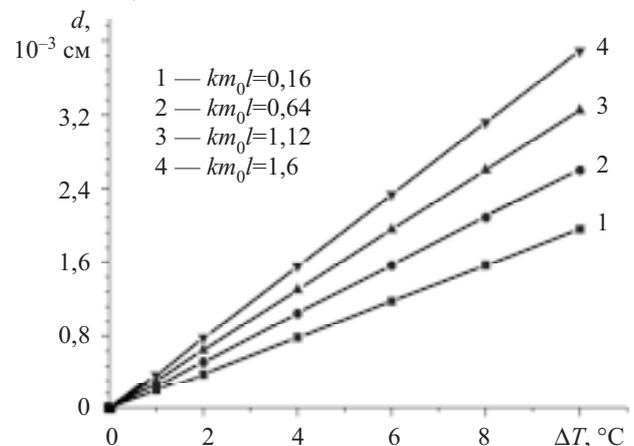


Рис. 2. Зависимость толщины выращенного слоя от градиента интервала температуры при различных массах добавляемого раствора-расплава

увеличения ΔT толщина выращенных слоев увеличивается линейно, а с увеличением массы вводимых растворов-расплавов крутизна роста возрастает. С другой стороны, по мере увеличения интервала температуры ($\Delta T \neq \text{Const}$) соответствующие толщины выращенных слоев увеличиваются в зависимости от концентрации смешанных растворов-расплавов (рис. 3).

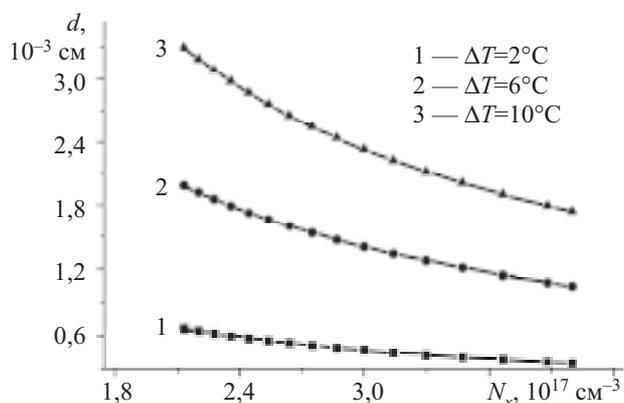


Рис. 3. Зависимость толщины выращенных слоев арсенида галлия от концентрации смешанных растворов-расплавов для различных интервалов температуры:
 $\mu_{\text{GaAs}}=144,64$; $S=1,0 \text{ см}^2$; $\rho_{\text{GaAs}}=5,32 \text{ г/см}^3$; $A_{\text{Ga}}=69,72$

Таким образом, при изменении условий роста эпитаксиальных слоев (например интервала температуры, массы добавляемого раствора-расплава) толщина выращиваемых слоев изменяется по задаваемому закону меры выдавливания раствора-расплава. В частности, с увеличением градиента температуры толщина выращиваемых слоев возрастает, а по мере увеличения толщины выращиваемых слоев концентрация примесей уменьшается.

Заключение

Сопоставляя известные и предложенные нами устройства, можно заключить, что чем шире возможность варьировать состав и массу рабочих растворов-расплавов, тем шире функциональные свойства устройства. Если с помощью однопоршневого устройства можно получать комбинированным способом варизонные эпитаксиальные слои [4], то с помощью исследуемого двухпоршневого устройства можно управлять профилем распределения концентрации носителей по толщине выращиваемых слоев путем смешивания растворов-расплавов с различной концентрацией примесей. Универсальность мо-

дифицированного устройства в том, что с его помощью можно осуществить эпитаксиальный рост слоев не только различными способами (изотермическим смешиванием, принудительным охлаждением), но и получать в едином процессе эпитаксиальные слои с переменным градиентом концентрации по толщине. В изотермических условиях необходимо создать условия пересыщения растворов-расплавов, и можно получить эпитаксиальные слои путем их смешивания. Материал растворителя выбирают так, чтобы растворимость полупроводникового материала в первом растворе была выше, чем во втором (например за счет добавления висмута, если основной раствор-расплав содержит примеси олова, а дополнительный — примеси теллура).

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. http://solidstate.karelia.ru/~tutorials/moel/seminars/2001_2002/SolBat_FE/Fotoelectro/fotodiodes.htm. Фотодиоды.
2. Грачев В. М., Сабанова Л. С. Методы и аппаратура жидкостной эпитаксии. — М.: Цветмет-информация, 1974. — С. 7—13.
3. А. с. 913759 СССР. Устройство для жидкостной эпитаксии / А. В. Каримов, М. Мирзабаев, Ш. З. Миртурсунов, Н. Ф. Мухитдинова. — 1981.
4. Ёдгорова Д. М., Каримов А. В., Гиясова Ф. А., Саидова Р. А. Комбинированный способ выращивания эпитаксиальных слоев полупроводниковых соединений $A^{III}B^V$ // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА). — 2007. — № 3. — С. 56—58.
5. Андреев В. М., Долгинов Л. М., Третьяков Д. Н. Жидкостная эпитаксия в технологии полупроводниковых приборов. — М.: Сов. радио, 1975.
6. Woodal I. M. Solution growth $\text{Ga}_{1-x}\text{Al}_x\text{As}$ superlattice structures // J. Crystal Growth. — 1971. — Vol. 12, N 1. — P. 32—38.
7. Материалы для оптоэлектроники / Пер. с англ. Е. И. Геваргизова, С. Н. Горина. — М.: Мир, 1976.
8. Каримов А. В., Ёдгорова Д. М., Юлдашев Ш. Ш, Болтаева Ш. Ш. Физико-технологические основы получения резкого $p-n$ -перехода // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА). — 2006. — № 4. — С. 59—60.
9. А. с. 1037795 СССР. Способ эпитаксиального наращивания полупроводниковых соединений типа A^3B^5 / А. В. Каримов, Ш. З. Миртурсунов. — 1983.
10. А. с. 460826 СССР. Устройство для изготовления многослойных структур методом жидкостной эпитаксии / В. М. Андреев, Ю. В. Жилиев, В. Р. Ларионов, В. Г. Никитин. — 1977.
11. Каримов А. В., Ёдгорова Д. М. Физические явления в арсенидгаллиевых структурах с микрослойным квазиизоупериодическим переходом. — Ташкент: Фан, 2005.
12. Черняев В. М., Кожитов Л. В. Технология эпитаксиальных слоев на арсениде галлия и приборы. — М.: Энергия, 1974.

в портфеле редакции

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

➤ Перспективы украинско-польского научно-технического сотрудничества. (Украина, г. Днепр-петровск; Польша, г. Варшава)



- Методика калибровки УФ-радиометров энергетической освещенности. (Украина, г. Черновцы)
- Цифровые генераторные преобразователи повышенной чувствительности для систем управления и контроля. (Россия, г. Тольятти)
- Автоматизированная система регистрации циклов при усталостных испытаниях. (Украина, г. Одесса)

в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции в портфеле редакции

в портфеле редакции

Д. ф.-м. н. И. М. ФОДЧУК, И. В. ДОКТОРОВИЧ,
д. т. н. В. Н. ГОДОВАНЮК, В. К. БУТЕНКО, В. Г. ЮРЬЕВ

Украина, г. Черновцы,
Черновицкий нац. университет им. Юрия Федьковича, ЦКБ «Ритм»
E-mail: Rhythm@chv.ukrpack.net

Дата поступления в редакцию
24.05 2007 г.

Оппонент к. т. н. Л. А. МИХЕЕНКО
(НТУУ “КПИ”, г. Киев)

МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЯРКОМЕРА “ТЕНЗОР-28”

Приведены результаты исследований метрологических характеристик яркомера “Тензор-28”, предназначенного для измерения средней яркости экранов кинескопов и других самоизлучающих поверхностей.

Измерители яркости относятся к классу фотометрических измерительных приборов и предназначены для измерения яркости самоизлучающих или несамосветящихся поверхностей. В зависимости от конструкции фотометрической измерительной головки яркомеры могут быть выполнены для контактного или бесконтактного измерения яркости.

Фирмы России и Украины [1—3] выпускают экспериментальные измерители яркости, метрологические характеристики которых мало изучены. Так как яркомеры в первую очередь должны использоваться для контроля санитарной нормы яркости, то они относятся к средствам измерительной техники, которые используются при выполнении работ по обеспечению охраны здоровья, и уровень метрологических характеристик яркомера является важным параметром измерителя. Согласно [4], основная относительная погрешность измерений яркости не должна превышать $\pm 10\%$.

Нами исследованы метрологические характеристики измерителя яркости “Тензор-28” (далее — яркомер), предназначенного для измерения средней яркости экранов кинескопов и других самоизлучающих поверхностей с немодулированным и модулированным потоками излучения, частота модуляции которых превышает 50 Гц [5].

Для исследований метрологических характеристик яркомера были разработаны методики измерения и собраны соответствующие измерительные установки.

Для определения основной относительной погрешности яркомера (δ_L) составим перечень вероятных факторов, влияющих на эту характеристику. К ним относятся:

- 1) погрешность калибровки δ_k ;
- 2) нестабильность чувствительности δ_s на протяжении 8 часов;
- 3) нелинейность энергетической характеристики δ_d в широком динамическом диапазоне — в пределах измерений яркости от 1 до 2000 кд/м²;

- 4) качество корректирования спектральной характеристики чувствительности фотометрической головки $\delta_{\nu\lambda}$ под относительную спектральную световую эффективность монохроматического излучения для дневного зрения;

- 5) влияние фоновой засветки δ_ϕ на чувствительность яркомера;

- 6) угловая зависимость чувствительности δ_β .

Рассмотрим отдельно каждую составляющую общей погрешности.

1. Для калибровки яркомера используется установка, структурная схема которой приведена на рис. 1. Здесь 1 — блок питания Б5-21; 2 — лампа накаливания с цветовой температурой $T_{\text{ц}}=2850$ К; 3 — светорассеивающая пластина, которая является вторичным источником излучения; 4 — эталонная фотометрическая головка; 5 — прецизионный преобразователь “ток—напряжение” ППТН-02.

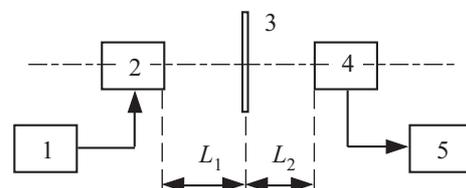


Рис. 1. Схема установки для калибровки яркомера

Так как яркость экрана (светорассеивающей пластины 3) определяется силой света, созданного единицей площади видимой поверхности источника [6, 7] в данном направлении, то погрешности калибровки яркомера δ_k состоят из погрешности определения силы света δ_I и ее нестабильности $\delta_{\Delta I}$, неравномерности яркости излучающей поверхности источника $\delta_{\text{и}}$, погрешности определения площади излучающей поверхности источника δ_A , погрешности определения расстояния между источником излучения и фотоприемником δ_{L_2} и погрешности измерительного (электронного) блока яркомера $\delta_{\text{эл}}$.

Для определения силы света используется аттестованная в Харьковском НИИ “Метрология” эталонная фотометрическая головка 4 (погрешность фотометрической головки $\delta_{\text{этал}}=\pm 1,5\%$) и прецизионный преобразователь “ток—напряжение” ППТН-02 [8] (погрешность преобразователя $\delta_{\text{ППТН-02}}=\pm 1\%$).

Учитывая величины этих погрешностей, погрешность определения силы света δ_I будет равна [9,10]

$$\delta_I = \sqrt{\delta_{\text{этал}}^2 + \delta_{\text{ППТН-02}}^2} = \pm 1,8\% \quad (1)$$

Отметим, что величины погрешностей в (1) и далее приводятся с доверительной вероятностью $P=0,95$.

Нестабильность силы света $\delta_{\Delta I}$ определяется нестабильностью используемых лампы накаливания 2 и блока питания 1 и не превышает $\pm 0,3\%$.

Величина неравномерности яркости излучающей поверхности источника $\delta_{\text{н}}$ зависит от равномерности пропускания светорассеивающей пластины 3, от качества колбы лампы накаливания в направлении излучения и равномерности потока излучения, падающего на светорассеивающую пластину. Подбором пластин и ламп удастся добиться уменьшения неравномерности яркости излучающей поверхности пластины до величины $\delta_{\text{н}} = \pm 0,5\%$.

Для обеспечения равномерности потока излучения необходимо создать условия квазипараллельных лучей. Расчеты показывают, что при расстоянии между лампой накаливания 2 и светорассеивающей пластиной 3 $L_1 \geq 0,7$ м неравномерность освещенности δ_E в плоскости пластины диаметром 113 мм не превышает $\pm 0,3\%$.

Таким образом, неравномерность яркости излучающей поверхности $\delta_{\text{н}}$ будет равна

$$\delta_{\text{н}} = \sqrt{\delta_{\Delta I}^2 + \delta_{\text{н}}^2 + \delta_E^2} = \pm 0,7\% \quad (2)$$

Погрешность определения площади излучающей поверхности источника δ_A и расстояния между источником и контрольным фотоприемником δ_{L_2} определяется погрешностью измерительного инструмента. Диаметр светорассеивающей пластины (113 мм) определяется с погрешностью $\pm 0,1$ мм, а расстояние $L_2 = 700$ мм — с погрешностью $\pm 0,5$ мм. Соответственно погрешность δ_A не превышает $\pm 0,17\%$, а $\delta_{L_2} = \pm 0,07\%$.

В погрешность калибровки входит погрешность измерительного (электронного) блока яркомера, которая определяется техническими характеристиками комплектующих, использованных в измерительном блоке. С учетом этих характеристик погрешность измерительного блока яркомера $\delta_{\text{эл}}$ не превышает $\pm 0,02\%$.

Таким образом, погрешность калибровки δ_k будет равна

$$\delta_k = \sqrt{\delta_I^2 + \delta_{\Delta I}^2 + \delta_{\text{н}}^2 + \delta_A^2 + \delta_{L_2}^2 + \delta_{\text{эл}}^2} = \pm 2,65\% \quad (3)$$

2. Важной составляющей основной относительной погрешности является стабильность (или нестабильность) измерительного прибора. Для исследования нестабильности чувствительности яркомера δ_s была собрана установка, структурная схема которой приведена на рис. 2. Здесь 1 — блок питания Б5-21, 2 —

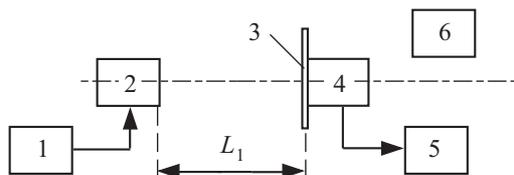


Рис. 2. Схема установки для измерения нестабильности чувствительности яркомера

лампа накаливания с цветовой температурой $T_{\text{ц}} = 2850$ К, 3 — светорассеивающая пластина (вторичный источник излучения), 4 — фотометрическая головка яркомера, 5 — электронный блок яркомера, 6 — канал сравнения.

После прогрева лампы 2 поочередно измерялись фотосигналы канала сравнения I_k (который состоит из высокостабильных эталонной фотометрической головки и преобразователя “ток—напряжение” ППТН-02) и исследуемого яркомера I_d и определялся коэффициент K_i :

$$K_i = \frac{I_d}{I_k} \quad (4)$$

Фотосигналы снова измерялись через 10 мин, 1 и 8 ч непрерывной засветки исследуемого яркомера, и определялся коэффициент K_{ii} .

Нестабильность чувствительности определялась по формуле

$$\delta_{Si} = \frac{K_{ii} - K_i}{K_i} \quad (5)$$

Максимальное из значений δ_{Si} не превышало $\pm 0,3\%$. Эта величина была принята за нестабильность чувствительности яркомера.

3. Исследования нелинейности энергетической характеристики δ_d в пределах измерения яркости от 1 до 2000 кд/м² проводились методом сложения освещенностей [11, 12]. Нелинейность энергетической характеристики δ_d не превышала значения 0,7%.

4. Так как спектральный состав излучения экрана кинескопа может изменяться, то при измерениях яркости измерительная (фотометрическая) головка должна иметь скорректированную спектральную характеристику под относительную спектральную световую эффективность монохроматического излучения для дневного зрения [13].

Измерения спектральной характеристики фотометрической головки яркомера и оценка качества корректирования проводились на спектральном комплексе КСВУ-6 согласно [13, 14] методом сравнения с эталонным фотоприемником (ФП). В качестве эталонного ФП использовался аттестованный во ВНИИОФИ (г. Москва) фотодиод ФД288.

В результате исследований установлено, что качество корректирования спектральной характеристики чувствительности фотометрической головки соответствует второму классу [13] с погрешностью в рабочей области $\delta_{V\lambda}$, равной $\pm 3,2\%$.

5. Для определения влияния фоновой засветки $\delta_{\text{ф}}$ на чувствительность яркомера использовалась установка, структурная схема которой приведена на рис. 3. Здесь 1 — монитор компьютера, 2 — фотометрическая головка яркомера, 3 — электронный блок яркомера, 4 — лампа накаливания.

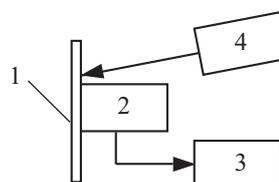


Рис. 3. Схема установки для определения влияния фоновой засветки на чувствительность яркомера

В установке сматетированы реальные условия влияния фоновой засветки: в качестве объекта измерений использовался экран монитора персонального компьютера 1, в качестве источника рабочего освещения — наиболее распространенная лампа накаливания 4.

Изменение фоновой освещенности экрана 1 от минимальной (300 лк) до максимальной (500 лк) [15] регулировали изменением расстояния между экраном и источником фоновой засветки 4, контролируя ее величину эталонной фотометрической головкой. Поскольку влияние фоновой засветки больше проявляется при малых уровнях яркости, то при исследованиях монитор был выключен.

В результате измерений установлено, что при фоновых засветках экрана $E_{\text{фон}} = 1000$ лк показания яркомера не изменялись. Для расчета основной относительной погрешности измерения яркости использовалась величина уровня влияния фоновой засветки $\delta_{\text{ф}}$, равная 0,1%.

б. При использовании яркомера не исключены ситуации, когда фотометрическая головка (ГФ) не будет четко зафиксирована на поверхности измеряемого экрана, т. е. возможны как незначительные угловые отклонения ГФ (в пределах 5—10°), так и отклонение размещения ее над экраном (в пределах 1—3 мм).

Определение угловой зависимости чувствительности яркомера δ_{β} и влияния продольного перемещения производилось на установке, структурная схема которой приведена на рис. 4. Здесь 1 — монитор компьютера, 2 — фотометрическая головка, 3 — электронный блок яркомера; стрелками показаны направления перемещения ГФ.

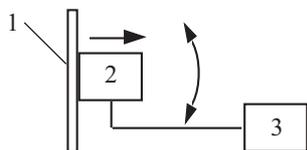


Рис. 4. Схема установки для измерений угловой зависимости чувствительности яркомера

Для уменьшения влияния цветности экрана и контрастных изображений на результаты измерений было создано однотонное (белое) излучение экрана со средним уровнем яркости 50 кд/м².

При наклонах ГФ в пределах углов $\pm 20^\circ$ показания яркомера δ_{β} изменялись на 0,1%, при перемещениях ГФ вдоль оптической оси (до расстояния 5 мм от экрана) они не изменялись. Это объясняется высокой равномерностью яркости экрана в пределах угла зрения яркомера.

Таким образом, погрешность калибровки яркомера составила 2,7%, нестабильность чувствительности — 0,3%, нелинейность энергетической характеристики — 0,7%, качество корректирования спектральной характеристики чувствительности ГФ — 3,2%, влияние фоновой засветки на чувствительность яркомера — 0,1%, угловая зависимость чувствительности — 0,1%.

Тогда пределы основной относительной погрешности измерения яркости будут равны [9]

$$\delta_L = 1,1 \times \sqrt{\delta_k^2 + \delta_s^2 + \delta_d^2 + \delta_{V\lambda}^2 + \delta_{\phi}^2 + \delta_{\beta}^2} = \pm 4,6\% \quad (6)$$

Таким образом, основная относительная погрешность яркомера “Тензор-28” соответствует требованиям, предъявляемым к фотометрам-яркомерам.

Выводы

1. Яркомер “Тензор-28” обеспечивает высокие метрологические характеристики измерений яркости.
2. Впервые в Украине создан прибор, который обеспечивает измерения яркости экранов кинескопов и других самоизлучающих поверхностей в широком диапазоне изменения яркости.
3. Яркомер имеет устойчивые технические характеристики в диапазоне изменений условий измерений.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. www.laverna.msk.ru/catalog
2. www.tka.spb.ru
3. www.tenzor.org.ua
4. Гигиеническая оценка и методы контроля оптического излучения производственных источников (методические рекомендации).— К.: КНИИ гигиены труда и профзаболеваний, 1986.
5. Бутенко В. К., Юр’ев В. Г., Шабашкевич Б. Г. Вимірювач яскравості екранів телевізорів та моніторів // Український метрологічний журнал.— 2005.— № 2.— С. 20—22.
6. Гуревич М. М. Фотометрия (теория, методы и приборы).— Л.: Энергоатомиздат, 1983.
7. Ландсберг Г. С. Оптика.— М.: Наука, 1976.
8. Бутенко В. К., Годованюк В. М., Докторович І. В. Прецизійний перетворювач струм—напруга // Науковий вісник ЧНУ. (Чернівці).— 2001.— Фізика. Електроніка.— Вип. 102.— С. 84—85.
9. ГОСТ 8.207—76. Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдения. Основные положения.
10. Кассандрова О. Н., Лебедев В. В. Обработка результатов наблюдения.— М.: Наука, 1970.
11. Докторович І. В., Бутенко В. К., Годованюк В. Н., Юр’ев В. Г. Методика определения динамического диапазона полупроводниковых фотоприемников // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА).— 2002.— № 6.— С. 14—15.
12. Бутенко В. К., Годованюк В. М., Докторович І. В. Установка для вимірювання динамічного діапазону фотоприймачів // Науковий вісник ЧНУ. (Чернівці).— 2001.— Фізика. Електроніка.— Вип. 112.— С. 67—70.
13. ОСТ 16.0.800.814—81. Преобразователи излучения измерительные для световых измерений. Характеристика относительной спектральной чувствительности. Требования и классификация.
14. ОСТ 16.0.800.926—82. Преобразователи излучения измерительные для световых измерений. Методы определения параметров, характеризующих качество воспроизведения относительной спектральной световой эффективности монохроматического излучения для дневного зрения.
15. ДСанПіН 3.3.2 007 1998. Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин.— К.: МОЗ України, 1998.