

Ep. 6.7
617

ISSN 0136-3549
3134-3823

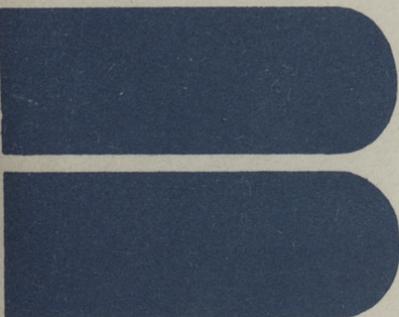
TALLINNA
POLÜTEHNILISE INSTITUUDI
TOIMETISED

617

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

ТРИ
'86

ПРОБЛЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ
И ИЗМЕРЕНИЯ В ЭЛЕКТРОНИКЕ



Ep. 6.7

617

**TPI
'86**

617

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

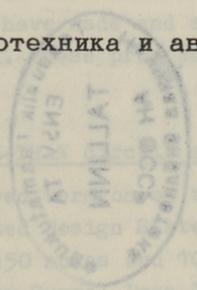
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

УДК 621.382:621.3.082



**ПРОБЛЕМЫ
МОДЕЛИРОВАНИЯ
И
ИЗМЕРЕНИЯ
В
ЭЛЕКТРОНИКЕ**

Электротехника и автоматика ХХХ



Таллин 1986

021.3.9

ТПИ
88

817

TALLINNA POLITEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED

УДЫ ТАЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА



УДК 621.382:621.3.082

ПРОБЛЕМЫ
МОДЕЛИРОВАНИЯ
И
ИЗМЕРЕНИЯ
В
ЭЛЕКТРОНИКЕ

Электроника и автоматика XXX



© Таллинский политехнический институт, 1986

Таллин 1986

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

UDK 621.382

K. Tarnay, V. Székely, P. Baji,
G. Farkas, F. Masszi,
M. Kerecsen-Rencz

Technical University of Budapest
Department of Electron Devices

DESIGN-AID PROGRAMS FOR LSI INTEGRATED CIRCUITS

In the last 15 years our department fulfilled an intensive work on CAD program developing to support the integrated circuit design. The best known result of this work is the TRANZ-TRAN circuit simulation program, widely used in Hungary, and a version of it is working even in Tallinn, at the TPI.

In the last years we have been participants of the team which elaborated the "Integrated Design System" /IDS/, a CAD system for LSI IC design. The IDS unites the network simulation programs, the logical simulation programs, the layout design programs etc, based on a common data base.

The IDS system will be carried out in a cooperation between some research institutes. Our department participated not only in the elaboration of the conceptions of the system, but we have made and adapted some programs to the system, as well. These programs are briefly presented in this paper.

The TRANZ-TRAN circuit simulation program

An improved version of the program is incorporated into the Integrated Design System. The capability of this version is up to 150 nodes and 1000 branches. We have developed and built-in new, Gummel-Poon-like models for the bipolar devices. These new models describe

- generation and recombination currents,
- surface recombination,
- high-level injection phenomenas,

- base-width and base resistance modulation,
- current and voltage dependence of current gain,
- series resistances,
- parasitic diodes and transistors,
- temperature dependences,
- diffusion and depletion layer capacitances.

The models are IC-oriented, there are versions for npn, lateral and vertical pnp IC transistors. The user can give the layout geometry of the transistor - in this case all the parameters are fitted automatically to the real device sizes. (Models of similar accuracy for MOS transistors have been developed earlier.)

CELLINEX /CELL Interconnection EXtraction/ program

The task of the program CELLINEX is the layout checking of LSI digital integrated circuits. The program can recognize layouts consisting of standard-cells and their interconnections. Layout-data are handled in the layout-oriented graphical language /UGL/ of the IDS system. The limits are: maximum 400 cells, 2000 data paths, 5000 shapes holding interconnection functions, 20 layers among which interconnection layers at will. Both one-layer and multi-layer interconnected circuits can be recognized. A very effective partitioning technique and carefully designed algorithms provide unusually short running time of the program: 4-5 minutes of CPU-time on a mega-mini machine configuration for the maximal size of circuits. Actually we are working on a bigger version of the program - up to 1000 cells capability.

The results of a CELLINEX layout-check:

- Error and warning messages. All evident irregularities of the layout are flagged (unused window, open cell-pin, loops in the wiring, inhibited connections, useless parts of the layout).
- Generation of logical circuit description in UTL format (unified topological language of the IDS system). The UTL description can serve as input of a logical simulation program for further checking.
- Cell listing and interconnection listing.

SIGNAL-FLOW PATH DISCOVERING

DESIGN FILE= CELL
 DIRECTION= FORWARD

DEPTH= 5 STAGE

PRINTOUT CODE= --(III)222/AAAAA WHERE III= CELL INPUT NODE LABEL
 (0000)--- 0000= CELL OUTPUT NODE LABEL
 C AAAAA= CELL NAME
 (0000)--- 222= CELL NO.

INITIAL CELL	1ST DEPTH	2ND DEPTH	3RD DEPTH	4TH DEPTH	5TH DEPTH
1/WAND2 (OUTP)-----	(BE2) 3/WNOR2 (OUTP)-----	(BE1) 11/WNOR2 (OUTP)-----	(BE1) 12/WNOR2 (OUTP)-----	(BE1) 20/WNOR2 (OUTP)-----	(BE1) 21/WNOR2 (OUTP)-----
	I I I I I I	I I I I I I	I I	I I	I I
	-----	(BE2) 10/WAND2 (OUTP)-----	(BE2) 12/WNOR2 (OUTP)-----	(BE1) 20/WNOR2 (OUTP)-----	(BE1) 21/WNOR2 (OUTP)-----
				(BE2) 19/WAND2 (OUTP)-----	(BE2) 21/WNOR2 (OUTP)-----
					(BE2) 19/WAND2 (OUTP)-----
					(BE2) 19/WAND2 (OUTP)-----

FIG. 1

- Data path discovering. The user has the possibility to follow a logical signal through cells, both off-line and graphical-interactive manner. Fig. 1 shows an off-line signal-flow path plot through 5 logical stages.
- Calculation of parasitic capacitances. The program calculates the interconnection shape's areas and its capacitances for an accurate timing verification.

CELLIB - cell library maintenance program for the IDS system

Most ISI integrated circuit design methodologies require "libraries" of pre-defined functional blocks, "cells". They are essential for the gate-array as well as for the standard-cell approximation.

In an integrated design system the cell library must satisfy high requirements. Especially it must contain all the representations of a cell needed for several design-aid programs.

Our program satisfies this requirement. The data-items assigned to a cell:

- | | | |
|----------------------------------|---|---------------------------------|
| - layout description | } | for layout editing |
| - outlines and pin arrangement | | programs |
| - circuit description | | for circuit simulation programs |
| - logical description | | for logical simulation programs |
| - circuit and logical schematics | | for documentation |
| - design rules | | for DRC programs |

All the design-aid programs have access to the cell-libraries solely via the CELLIB program. The program can handle more libraries in a time: the central library for the commonly-used cells and the private library for the user-owned ones. Data protection against unauthorized access is possible with help of passwords prescribed for the cells by the owner. The CELLIB program organises all the operations

on the libraries (adding, deleting, modifying cells). All operations are registered in a "diary" - so the "history" of any cells can be traced.

Input of hand-drafted layout sketch

We investigated experimentally the possibilities of automatical input of hand-made sketch. The input device was an ordinary TV camera equipped with a video-digitalizer hardware unit. A small computer configuration was devoted to solve the hand-drafted picture recognition problem.

The aim was the recognition of the layout-sketch designed with standard-cell method. On the sketch the cells are represented with their outline-rectangles and their identifier-number while a single-line symbolic representation gives the inter-cell wiring (Fig. 2). We have developed the algorithms to recognize from the image

- the standard-cells with their type-code and embedding-position,
- the wiring routes.

The further parts of the program

- flag the irregularities discovered,
- generate the complete layout description in UGL format (unified graphical language of the IDS system) according to a prescribed design-rule set,
- give various printouts and plots for further checking and documentation.

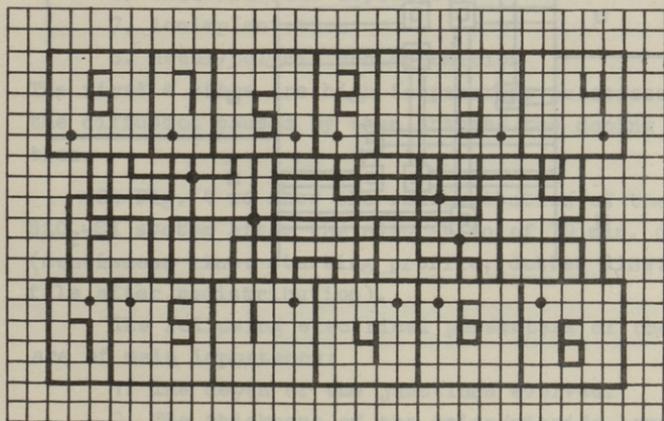


Fig. 2

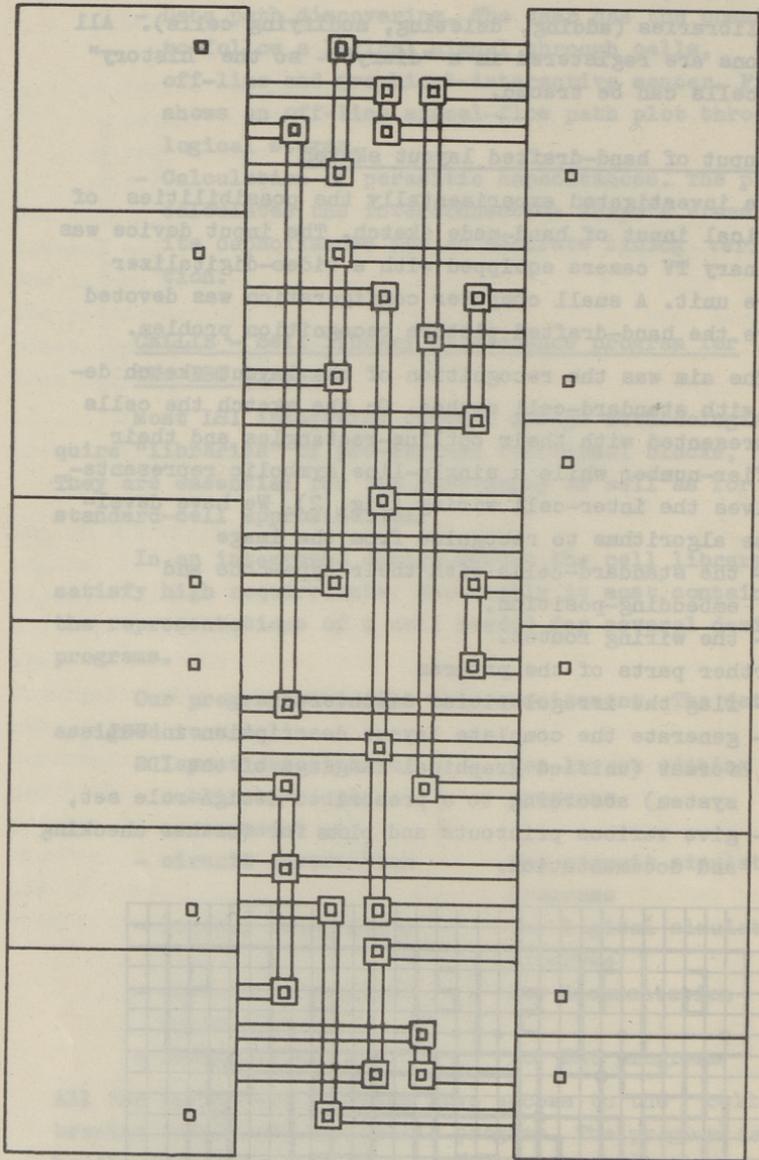


Fig. 3

Fig. 2 and 3 demonstrate the results of the experiments. Fig. 2 shows a hand-drafted sketch while Fig. 3 presents the layout plot generated automatically from the TV picture of Fig. 2's sketch.

In this first experiment we developed all the algorithms to process a single TV picture. This corresponds to a chip area of about $300 \times 400 \mu\text{m}^2$. A further task is to solve the input of real-size chip designs - processing from partition to partition and finally matching the partitions.

The STEP process simulation program

For some years more research groups have been engaged with the developing of process simulation programs for the planar technology. The main task is to determine the distribution of the doping concentration and the thickness of the surface layers /oxide and nitride/ and with the help of these the calculation of the electrical parameters of the structure.

The computer simulation of the process requires physically based modelling of the next technological steps:

1. predeposition
2. oxidation
3. drivein
4. epitaxial growing
5. etching
6. oxide/nitride deposition
7. ionimplantation
8. metal/polysilicon deposition

The first 4 steps are high temperature processes, therefore the diffusion caused by them changes the doping distribution.

On Fig. 4 we show the redistribution of the boron in a SiO_2 -Si system after the simulation of 30 min. diffusion (continuous line: starting profile; dotted line: the profile after redistribution).

The following electrical parameters of the structure are of main importance:

1. The depth of the junctions evolved.
2. The thickness of the oxide/nitride layers.

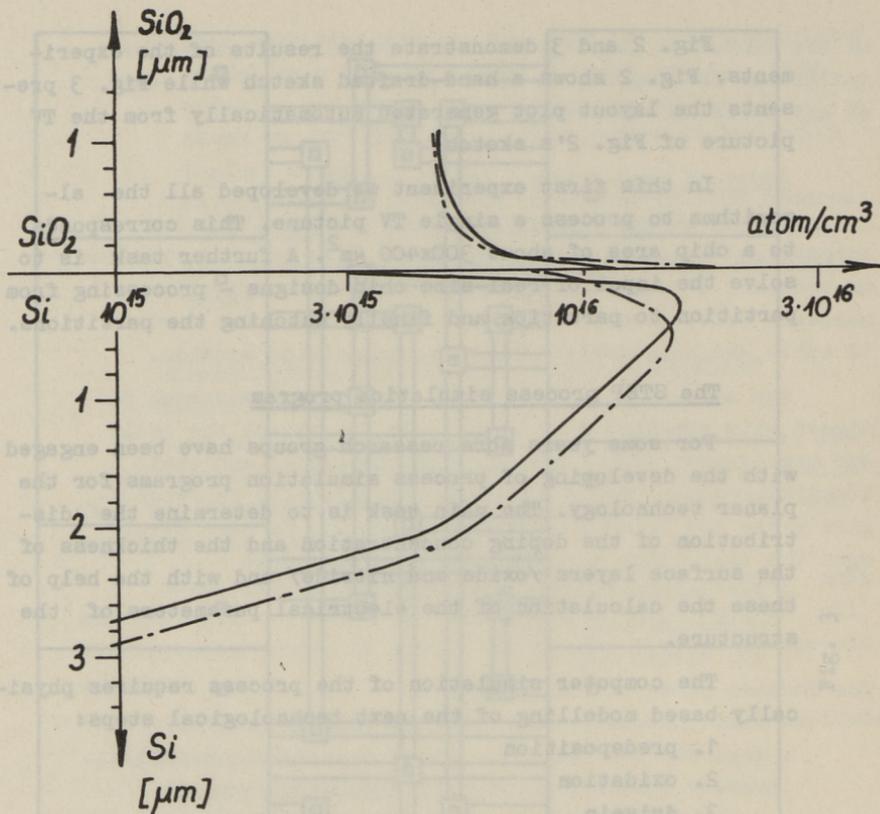


Fig. 4

3. The sheet resistance of the layers.
4. The space charge capacitance of the junctions.
5. The low level I-V characteristics of the junctions.
6. The emitter-efficiency of the junctions.
7. The transport-factor of the layers.
8. The capacitance of the oxide/nitride layers.
9. The threshold voltage of the structure.

The first 4 are general geometrical and electrical data. The 5-7 data give important information first of all of bipolar, the 8-9 ones at MOS structures.

TALLINN POLYTECHNICAL INSTITUTE
TRUMI TALLINNA POLITEHNILISE
TRUMI TALLINNSKOGO POLITEHNICHESKOGO INSTITUTA

Design-aid Programs for LSI Integrated Circuits

Abstract

The CAD system for LSI design is described. The system consists of the TRANZ-TRAN circuit simulation program, the CELLINEX cell interconnection extraction program, the CELLIB cell library maintenance program for the IDS system and STEP process simulation program. The calculation results are carried out for the LSI circuit.

Программная система, как SPICE (1), SCITRA (2) или TRANZ-TRAN (3), имеет в программной библиотеке модели почти всех полупроводниковых приборов, а также функциональные модели более сложных — интегральных схем, как например, операционные усилители и т.д. Модели тиристоров отсутствуют. Возможность смоделировать тиристор с помощью двухтранзисторной эквивалентной схемы является целесообразной тогда, когда расчетные программы предназначены только для расчета интегральных схем, т.е. нет нужды моделировать преобразовательные схемы. Результаты расчетов с помощью модели двухтранзисторной эквивалентной схемы являются правильными лишь в том случае, когда коэффициент усиления β составных транзисторов зависит от тока I_c тех же транзисторов. Такие модели опубликованы, например, в работах [4, 5].

В литературе опубликованы и более точные модели тиристора [6, 7], но, к сожалению, и эти модели являются неудобными для моделирования преобразовательных схем.

Целью данной работы являлась попытка разработать более простую модель, наименее модель тиристора, которую легко можно было бы использовать в тех же моделированиях преобразовательных схем. Модель базируется на результатах работы, опубликованной в [8] и разработанной во время научной стажировки в Саарском университете ФРГ на кафедре электроники и полупроводниковых приборов.

НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ТИРИСТОРА ДЛЯ ПРОГРАММЫ
АНАЛИЗА ЦЕПЕЙ

Введение. При численном моделировании цепей одним из важных моментов является точное моделирование характеристик полупроводниковых приборов. Программные системы, как SPICE [1], SCERTRE [2] или TRAN1-TRAN [3], имеют в программной библиотеке модели почти всех полупроводниковых приборов, а также функциональные модели более сложных интегральных схем, как например, операционные усилители и т.д. Модели же тиристоров отсутствуют. Возможность смоделировать тиристор с помощью двухтранзисторной эквивалентной схемы является целесообразной тогда, когда расчетные программы предназначены только для расчета интегральных схем, т.е. нет нужды моделировать преобразовательные схемы. Результаты расчетов с помощью модели двухтранзисторной эквивалентной схемы являются правильными лишь в том случае, когда коэффициенты усиления β составных транзисторов зависят от токов I_E тех же транзисторов. Такие модели опубликованы, например, в работах [4, 5].

В литературе опубликованы и более точные модели тиристора [6, 7], но, к сожалению, и эти модели являются неудобными для моделирования преобразовательных схем.

Целью данной работы явилась попытка разработать более простую модель, нелинейную модель тиристора, которую легко можно было бы использовать и при моделировании преобразовательных схем. Модель базируется на результатах работы, опубликованной в [8] и разработанной во время научной стажировки в Саарском университете ФРГ на кафедре электроники и полупроводниковых приборов.

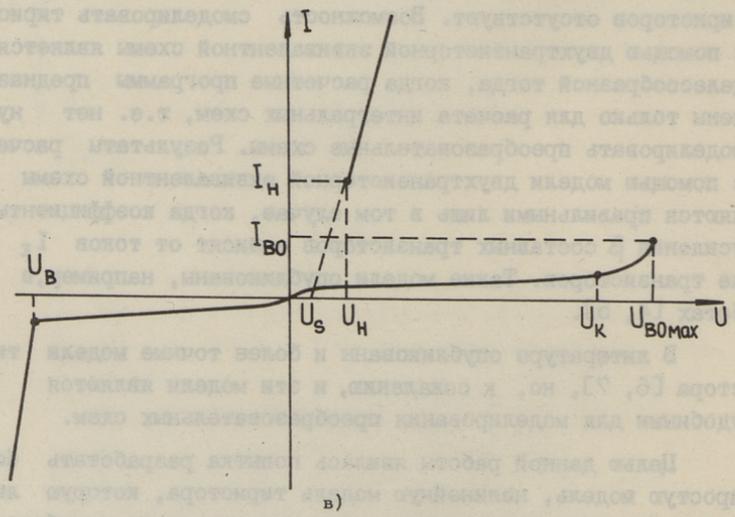
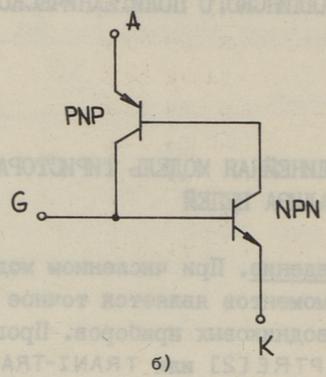
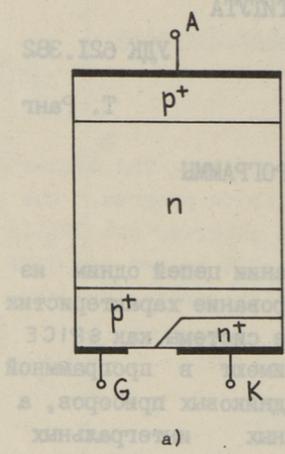


Рис. 1. Структура (а), двухтранзисторная эквивалентная схема (б) и ВАХ (в) тиристора.

Описание модели. Модель рассчитывает статическую ВАХ тиристора независимо от рабочей точки. Динамические свойства моделируются с индуктивностями и специальной подпрограммой, которая определяет, из какого состояния в какое тиристор переключается. Задержки, которые определяет индуктивность, в реальном приборе вызваны емкостями рп-переходов и накопленными зарядами в базовых областях. Структура, двухтранзисторная эквивалентная схема и ВАХ тиристора с параметрами модели показаны на рис. 1.

Разработанная модель является RL эквивалентной моделью, которая показана на рис. 2. Ток через прибор моделируется следующим уравнением:

$$I = S \cdot F(U) \cdot U_T, \quad (1)$$

где S является параметром, который определяет состояние тиристора, т.е. открыт ($S = 1$) или закрыт ($S = 0$) тиристор,

$$F(U) = \begin{cases} I_F \cdot C, & U > 0, U < U_K < U_{B0}, I < I_H, \\ I_F [\exp(C_2)], & U > 0, U_K < U \leq U_{B0}, I < I_H, \\ I_F [\exp(C_3 - 1)], & 0 < U < U_H, I > I_H, \\ I_R \sqrt{C_4}, & U < 0, |U| \leq U_B, \\ I_R \cdot C_5, & U < 0, |U| > U_B \end{cases} \quad (2)$$

и

$$U_T = 1B.$$

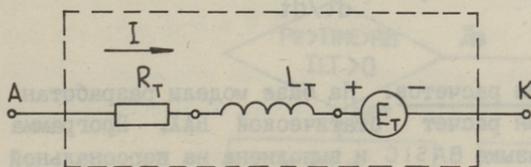


Рис. 2. Нелинейная RL модель тиристора.

Параметры $C_1 \dots C_5$ из формулы (2) вычисляются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= U, \\ C_2 &= \frac{\ln(I_{K2}/I_1)}{U_{B0}} (5U - 4U_{B0}), \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} C_3 &= U/m\varphi_T, \\ C_4 &= -U, \\ C_5 &= R_D, \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $I_{x2} = 0,8 \cdot I_N$ и I_f ток, когда $U = 0,8 \cdot U_{B0max}$.

$$U_{B0} = \frac{U_{B0min} - U_{B0max}}{I_{Gmin}} + U_{B0max} \quad (4)$$

Напряжение U_{B0max} является максимальным напряжением переключения, т.е. при $I_G = 0$, а U_{B0min} является напряжением переключения при $I_G = I_{Gmin}$. Определение тока насыщения I_F или I_R можно найти, например, в работах [9, 10].

Очевидно, что тиристор является в проводящем состоянии, когда $U_{ак} > 0$ и $i_A \geq I_N$, тиристор находится в запертом состоянии, когда $i_A < I_N$, и переключение из закрытого состояния в открытое может случиться при $U_{ак} > 0$ и под действием управляющего импульса. Вышесказанное учитывает и выполняет подпрограмма, блок-схема которой приведена на рис. 3.

Напряжение на тиристоре $U_{ак}$ равняется

$$U_{ак} = R_T i + L_T \frac{di}{dt}, \quad (5)$$

а индуктивность L_T можно определить по следующей формуле:

$$L_T = \frac{U_N - U_{RT}}{di/dt}. \quad (6)$$

Результаты расчетов. На базе модели разработан алгоритм и проведен расчет статической ВАХ. Программа была написана на языке BASIC и выполнена на персональной ЭВМ COMMODORE 8256. Результаты расчетов ВАХ показаны на рис. 4.

Выводы. Разработана новая простая и точная нелинейная модель тиристора. Модель является общей, так как она не связана с конкретной программой расчета схем. В нашем случае модель предназначена для программной системы TRANZ-TRAN. Описана подпрограмма управления тиристора и приведен пример расчета ВАХ тиристора.

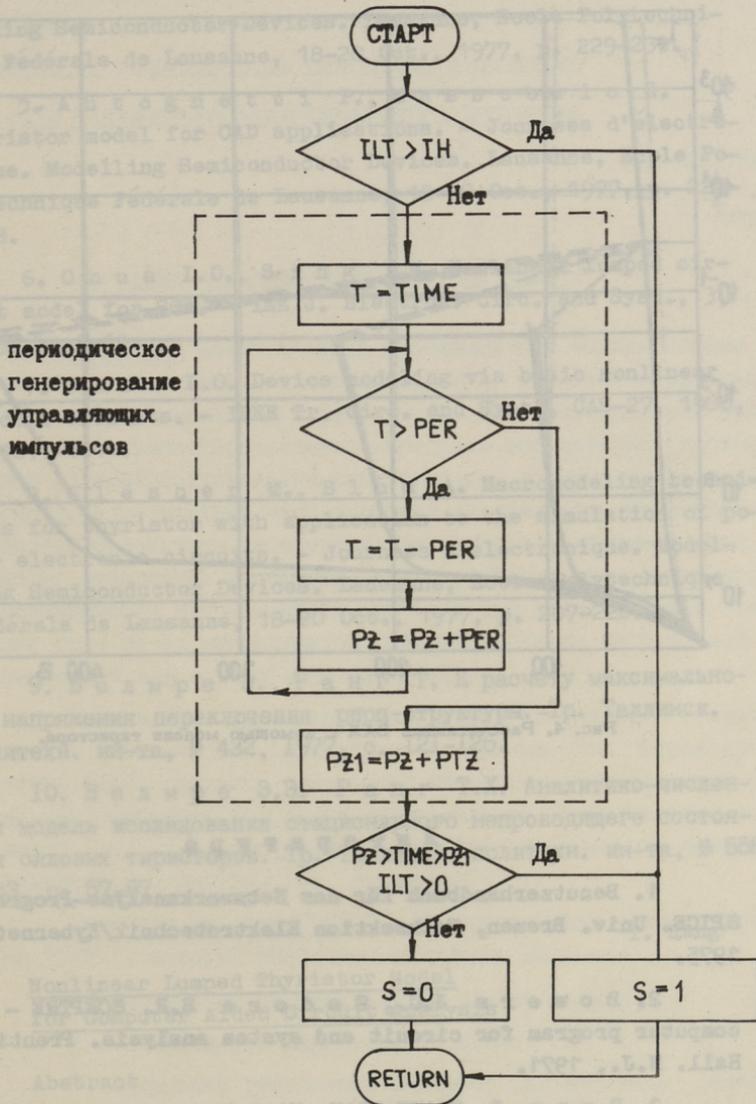


Рис. 3. Блок-схема подпрограммы S (управление тиристора):

ILF - ток через индуктивность ($ILF = i$); PER - период частоты статьи к периодичному генерированию управляющих импульсов; Pz - начало управляющих импульсов; PTz - длительность управляющих импульсов; TIME - время.

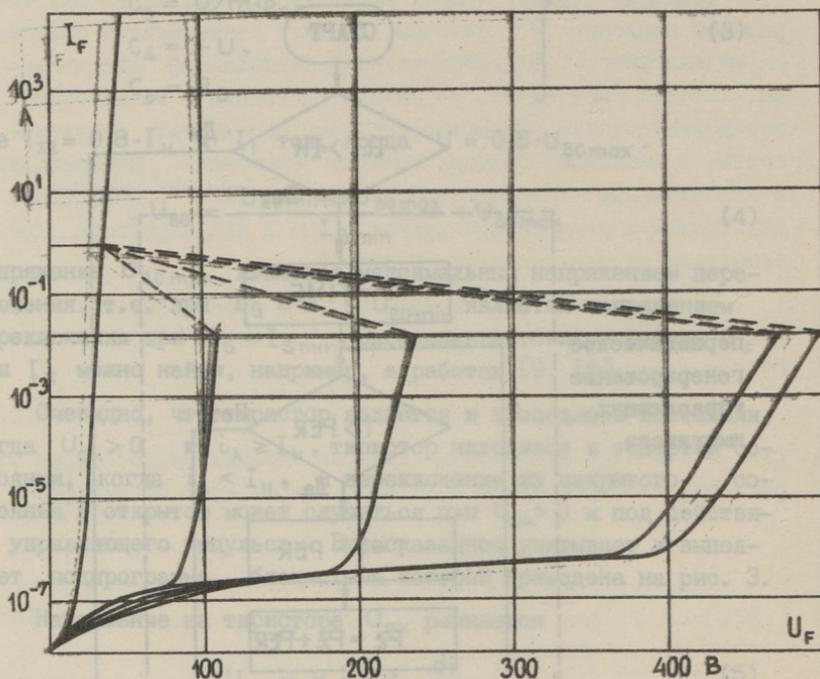


Рис. 4. Рассчитанные ВАХ с помощью модели тиристора.

Л и т е р а т у р а

1. Benutzerhandbuch für das Netzwerkanalyse-Programm SPICE. Univ. Bremen, Fachsektion Elektrotechnik/Kybernetik, 1975.
2. B o w e r s J.C., S e d o r e S.R. SCEPTRE - a computer program for circuit and system analysis. Prentice-Hall. N.J., 1971.
3. R a n g T. TRANZ-TRAN. Mittelineaarsete skeemide analüüsi programm. Kasutamisjuhend. TPI, 1983.
4. R i v i e r e J.J., D o m J.P., B l o n d y A., B r i z o u x M. Modélisation d'une structure pnpn intégrée "Typ thyristor" constituée d'un transistor npn vertical et d'un transistor pnp latéral. - Journées d'électronique. Mo-

delling Semiconductor Devices. Lausanne, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 18-20 Oct., 1977, p. 229-239.

5. Antognetti P., Massobrio G. Thyristor model for CAD applications. - Journées d'électronique. Modelling Semiconductor Devices. Lausanne, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 18-20 Oct., 1977, p. 221-228.

6. Chua L.O., Sing Y.W. Nonlinear lumped circuit model for SCR. - IEE J. Electron. Circ. and Syst., 3, 1979, p. 5-14.

7. Chua L.O. Device modeling via basic nonlinear circuit elements. - IEEE Tr. Circ. and Syst., CAS-27, 1980, p. 1011-1044.

8. Glesner M., Blum A. Macromodeling techniques for thyristor with application to the simulation of power electronic circuits. - Journées d'électronique. Modelling Semiconductor Devices. Lausanne, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 18-20 Oct., 1977, p. 207-220.

9. Велмре Э., Ранг Т. К расчету максимального напряжения переключения рипр-структуры. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 432, 1977, с. 121-126.

10. Велмре Э.Э. Ранг Т.Х. Аналитико-численная модель исследования стационарного непроводящего состояния силовых тиристорov. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 558, 1983, с. 57-67.

T. Rang

Nonlinear Lumped Thyristor Model
for Computer Aided Circuit Analysis

Abstract

A new simple nonlinear lumped thyristor model for computer aided circuit analysis programs is described. The model could be used in every circuit analysis program without changing the structure of the program. The subroutine for generating driving pulses is carried out and static VA characteristics are calculated.

ПРОГРАММА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ "OPTI"

Введение. Самой большой проблемой при моделировании электронных цепей и интегральных схем является вопрос адекватного моделирования характеристик полупроводниковых приборов. В большинстве расчетных программ определение параметров моделей полупроводниковых приборов происходит довольно грубо, в результате чего страдает адекватность расчетов, а иногда результаты расчетов являются совсем неприемлемыми. Могут возникнуть и математические проблемы, как например, несходимость итерационного процесса при расчете более сложных схем из-за неправильной рабочей точки на нагрузочной линии одной или многих моделей приборов.

Определение параметров базируется на знании статических и динамических характеристик прибора. Эти характеристики можно получить при помощи измерения характеристик реальных приборов, используя универсальные измерительные комплексы (см. [1]), или с помощью численного анализа полупроводниковой структуры (см. например [2]).

Описание системы "OPTI". Разработан алгоритм программы "OPTI", который выполняет следующие задания:

1. Определяет первоначальные данные модели.
2. Оптимизирует параметры моделей.
3. Оформляет результаты расчетов для программ расчета схем (например TRANZ-TRAN).

Мы не останавливаемся подробнее на определении первоначальных данных моделей, которое опубликовано в работе [3]. Блок-схема данной части программы показана на рис. 1.

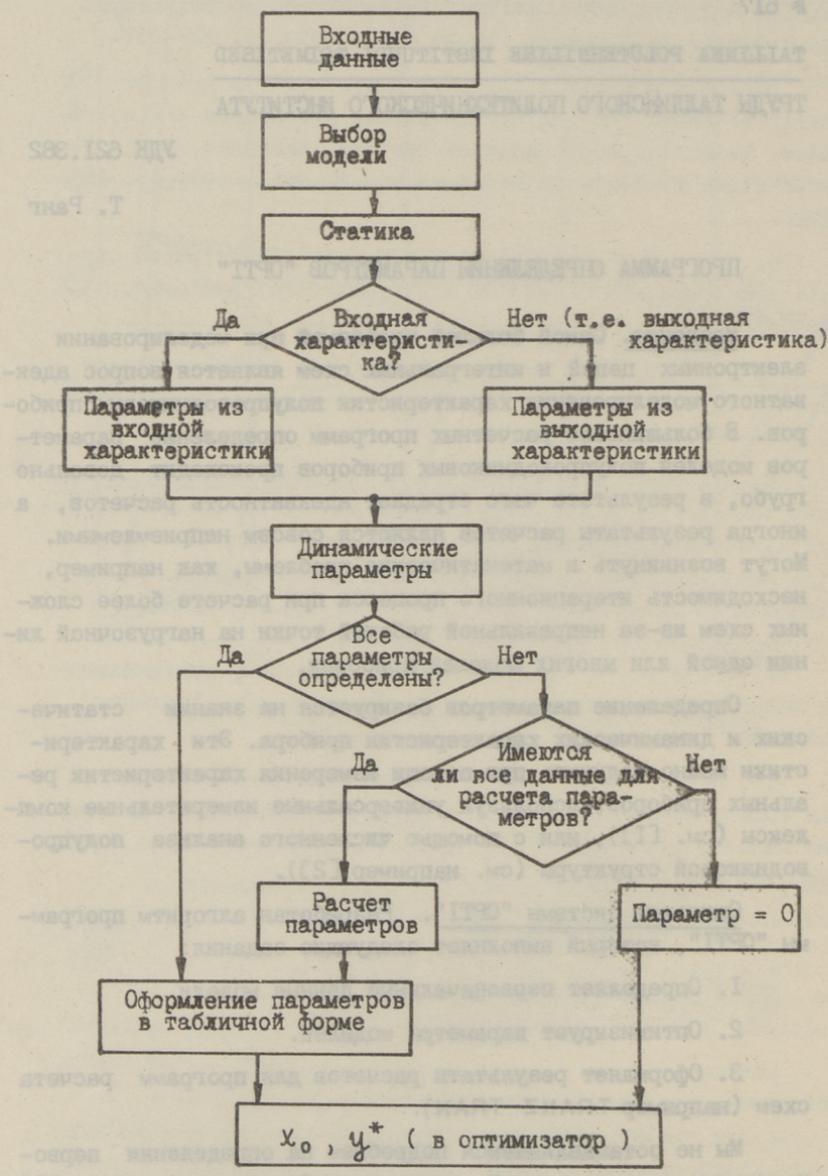


Рис. 1. Блок-схема входной части программы "OPTI".

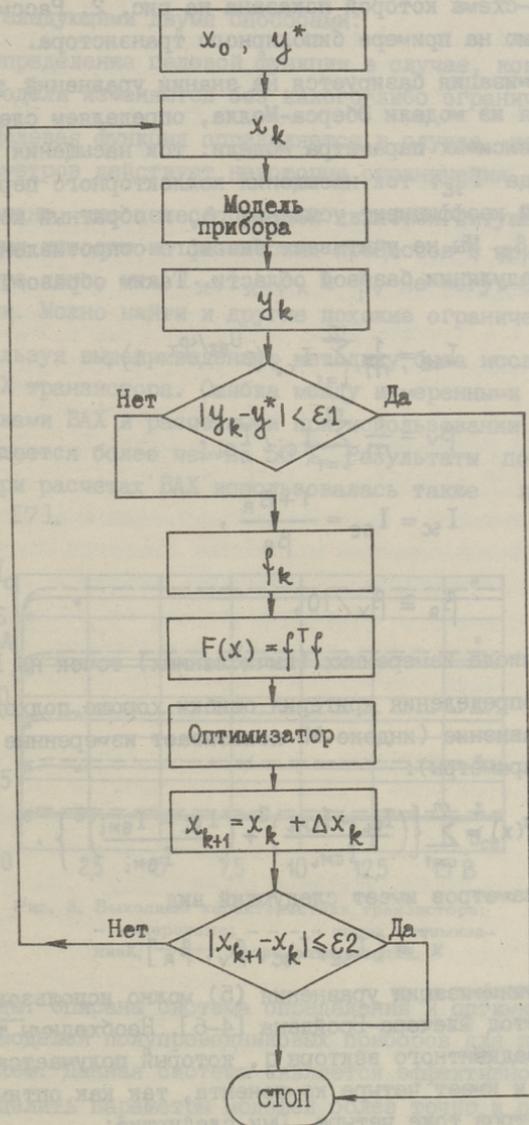


Рис. 2. Блок-схема оптимизатора.

Следующим этапом является оптимизация параметров модели, блок-схема которой показана на рис. 2. Рассматриваем оптимизацию на примере биполярного транзистора.

Оптимизация базируется на знании уравнений транзистора. Исходя из модели Эберса-Молла, определяем следующие четыре независимых параметра модели: ток насыщения эмиттерного перехода I_{SE} , ток насыщения коллекторного перехода I_{SC} , нормальный коэффициент усиления β_V и обратный коэффициент усиления β_R . Мы не учитываем базового сопротивления R_B и эффекта модуляции базовой области. Таким образом:

$$I_{SE} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m I_{ci} / (e^{U_{BE}/\varphi_T} - 1), \quad (1)$$

$$\beta_V = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m I_{ci} / I_{Bi}, \quad (2)$$

$$I_{SC} = I_{SE} = \frac{1 + \beta_R}{\beta_R}, \quad (3)$$

$$\beta_R \cong \beta_V / 10, \quad (4)$$

где m - число измеренных (вычисленных) точек на ВАХ.

Для определения критерия ошибки хорошо подходит следующее уравнение (индекс M показывает измеренные (вычисленные) параметры):

$$f(x) = \sum_{i=1}^m \left\{ \left(\frac{I_{ci} - I_{cmi}}{I_{cmi}} \right)^2 + \left(\frac{I_{Bi} - I_{Bmi}}{I_{Bmi}} \right)^2 \right\}. \quad (5)$$

Вектор параметров имеет следующий вид

$$x^T = [I_{SE}, I_{SC}, \beta_V, \beta_R]. \quad (6)$$

Для минимизации уравнения (5) можно использовать, например, метод Флечера-Бroyдена [4-6]. Необходимы также компоненты градиентного вектора g , который получается из уравнения (5) и имеет четыре компонента, так как оптимизированных параметров тоже четыре. Они следующие:

$$q_1 = \partial f / \partial I_{SE}, \quad q_2 = \partial f / \partial I_{SC}, \quad q_3 = \partial f / \partial \beta_V, \quad q_4 = \partial f / \partial \beta_R.$$

Отсюда видно, что удобной целевой функцией является функция, которую можно аналитично продифференцировать по всем независимым параметрам.

Из вышесказанного следует также, что оптимизацию можно провести следующими двумя способами:

1. Определение целевой функции в случае, когда все параметры модели изменяются без какого-либо ограничения.

2. Целевая функция определяется в случае, когда для ряда параметров действуют некоторые ограничения.

Очевидно, что целесообразной является ситуация, когда ограничения исходят из физических процессов в приборе. При транзисторе явно, что I_{SE} , I_{SC} , β_R и β_V не могут быть отрицательными. Можно найти и другие похожие ограничения.

Используя вышеприведенную методику, была исследована выходная ВАХ транзистора. Ошибка между измеренными (вычисленными) точками ВАХ и расчетными при использовании оптимизации уменьшается более чем на 50%. Результаты показаны на рис. 3. При расчетах ВАХ использовалась также программа SCPTRE [7].

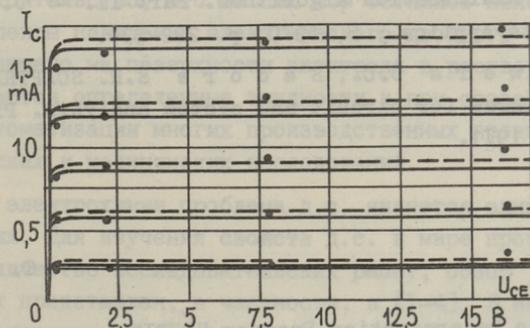


Рис. 3. Выходные характеристики транзистора: — измеренные; - - - - перед оптимизацией; ————— после оптимизации.

Выводы. Описана система определения и оптимизации параметров моделей полупроводниковых приборов для программ расчета схем. Данная система является эффективной и позволяет определить параметры моделей более точно и получить более высокую совпадение между измеренными (вычисленными) и расчетными характеристиками. На базе выходных ВАХ транзистора показано, что ошибка уменьшается более чем на 50%.

Л и т е р а т у р а

1. Semiconductor Parameter Analyser. Application note 315, 1985.
2. Rang T., Koel A., Udal A. Computer aided simulation of power Schottky diodes. - Modelling, Simulation and Control, A2, 1985, p. 1-13.
3. Rang T. TRANZ-TRAN. Mittelineaarsete skeemide analüüsi programm. Pooljuhtseadiste mudelid ja nende parameetrite määramine. TPI, 1986.
4. Fletcher R. A new approach to variable metric algorithms. - Comp. J., 13, 1970, p. 317-322.
5. Broyden C.G. The convergence of a class of double-rank minimization algorithms. Part I. - J. Inst. Math. and its Applics., 6, 1970, p. 76-90.
6. Broyden C.G. The convergence of a class of double-rank minimization algorithms. Part II. - J. Inst. Math. and its Applics., 6, 1970, p. 222-231.
7. Bowers J.C., Sedore S.R. SCEPTRE - a computer program for circuit and system analysis. Prentice-Hall, N.J., 1971.

T. Rang

Parameter Determination Program "OPTI"

Abstract

The parameter determination and optimization program of the semiconductor device models for the circuit analysis programs is described. The system is very effective and gives the best fit between the measured and calculated characteristics of semiconductor devices.

ОБ ИЗМЕРЕНИЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВОЙНОГО СЛОЯ
ПРИ ТВЕРДЫХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОДАХ

I. Введение

Результаты, полученные при измерениях электрических свойств веществ, содержащих растворы электролитов, часто являются искаженными. Главной причиной искажений является то обстоятельство, что до сих пор остались неясными многие аспекты поведения электрического двойного слоя (д.с.), возникающего на поверхности электрода в растворе. Поэтому встречаются определенные трудности и при создании датчиков для автоматизации многих производственных процессов, биологических и медицинских исследований.

В электрохимии проблема д.с. является одной из главенствующих. Для изучения свойств д.с. в мире проведено огромное количество исследовательских работ, обзор результатов которых представлен, в частности, в [1-4]. В них представлены материалы, показывающие взаимные отношения емкости, потенциала и заряда д.с. Однако большинство этих данных получены при помощи ртутного капельного электрода с мостом переменного тока и поэтому являются односторонними. В них отсутствуют такие существенные параметры, как плотность измерительного тока, распределение последнего на токи проводимости и смещения, напряжение д.с. и количество энергии, необходимое для введения заряда в д.с.

Использование ртутного электрода для изучения биологических и медицинских объектов является невозможным. В этих областях требуется применение твердых металлических электродов. Однако представленные в литературе результаты для них противоречивы. Чтобы определить электрические свойства

д.с. для металлических электродов, авторами настоящей статьи в течение нескольких лет была проведена исследовательская работа, в результате которой было получено большое количество данных о поведении д.с. твердых металлических электродов в различных условиях. При измерениях в качестве электродов были использованы гладкая платина, платинированная платина, серебро, никель и медь. Электролитами служили водные растворы KCl , $NaCl$, $MgCl_2$, $MgSO_4$, $NiSO_4$, $CuSO_4$ и $AgNO_3$ с концентрациями от 0,01 до 2 М. Диапазон температур достиг от 0 до 50 °С. Аппаратура соответствовала современному уровню электроники, была использована ЭВМ "Искра 226" для экспериментов в реальном времени, а также для хранения и обработки полученных результатов. Всего было проведено более 20 000 измерений шестью различными методами, описанными ниже. Анализом полученных данных на основе общих законов электротехники был получен ряд существенных результатов о сущности д.с. Из-за огромного объема материала в настоящей статье могут быть представлены только основные принципы, выводы и обобщения результатов проделанной работы.

2. Измерение изменений параметров д.с., вызываемых внешней энергией

2.1. Импульсные измерения

Для получения электрических характеристик д.с. необходимо измерить электрические параметры электролитической ячейки, исходя из которых вычисляются величины параметров д.с. в соответствии с выбранной эквивалентной схемой (э.с.) ячейки. В электрохимии распространена э.с., состоящая из последовательного соединения сопротивления раствора и емкости д.с. При этом параллельно с емкостью может быть включено и последовательное соединение импедансов Фарадея и Варбурга [3, 9-11]. В некоторых работах представлена также э.с., в которой параллельно с емкостью д.с. соединено сопротивление [1, 5].

С целью установления действительного положения элементов в э.с. ячейки были составлены модели различных э.с. и осциллографированы их переходные процессы принудительной зарядки прямоугольным импульсом тока и последующего самораз-

ряжения. Схемы моделей представлены на рис. 1 и соответствующие осциллограммы на рис. 2 (кривые 1, 2 и 3). Для увеличения точности осциллограмм была использована ЭВМ, в которую с помощью А/Ц преобразователя был записан переходный процесс в виде 120 точек. На ЭВМ была произведена их обработка и получены распечатанные результаты в виде таблицы. Таким же образом были осциллографированы и переходные процессы измерительной ячейки при поочередном использовании положительных и отрицательных импульсов тока. Некоторые из полученных осциллограмм представлены на рис. 2. Анализ осциллограмм показывает, что наиболее правильной является эквивалентная схема на рис. 1, в, где С и г соединены параллельно.

Были осциллографированы также переходные процессы д.с. при собственном заряде. Для этого в ячейку были введены два электрода из разных металлов. Перед измерением электроды закорачивали, что выравнивало их скачки потенциалов. В начале измерений короткое замыкание электродов прерывается и возникают два самостоятельных электрода, д.с. которых будут независимо переформировываться до достижения начального состояния. Осциллограммы этих переходных процессов характеризуют скорость изменения д.с. в условиях собственного заряжения.

Электрические величины, характеризующие д.с., были определены относительно единицы площади измерительного электрода. Были найдены плотность тока зарядки, длительность импульса, напряжение на д.с. в конце импульса, начальная емкость д.с., емкость д.с. в конце импульса, параллельное сопротивление д.с. в конце импульса, плотность заряда, введенного импульсом в д.с., плотность заряда в емкости д.с. в конце импульса, удельная энергия, затраченная во время импульса для зарядки д.с. (энергия зарядки, приведенная на единицу заряда), энергия заряженного д.с. в конце импульса, и удельная энергия потерь во время импульса. Некоторые полученные при измерениях величины в зависимости от плотности заряда представлены на рис. 3.

Анализ материала, полученного импульсными измерениями, позволяет сделать следующие выводы:

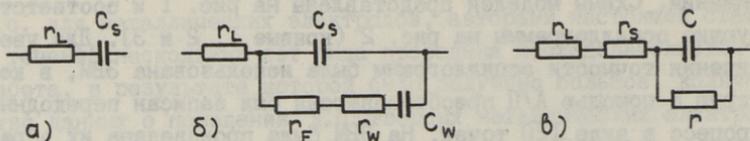


Рис. 1. Электрические эквивалентные схемы электролитической ячейки: а) э.с., представленная в [3, с. 52]; C_S — емкость д.с.; б) э.с., представленная в [9, с. 537; 3, с. 200, 304 и 313]; C_S — емкость д.с., r_F — сопротивление Фарадея, r_W — сопротивление Варбурга, C_W — емкость Варбурга; в) предлагаемая э.с., где д.с. представлен как конденсатор с потерями; C — емкость д.с.; r_S и r характеризуют потери вызываемые соответственно током и напряжением. Во всех схемах r_L — сопротивление раствора.

1. Обязательным компонентом эквивалентной схемы д.с. является параллельное соединение емкости д.с. и сопротивления. Последовательное соединение д.с. r_S равно нулю (рис. 1, в).

2. При малых плотностях заряда д.с. имеет электродинамический характер и представляет собой конденсатор с реальным диэлектриком с емкостью C . При больших плотностях заряда происходит электролиз д.с., и э.с. представляет собой проводящую среду со скачком потенциала, соответствующим напряжению электролиза. Параллельно к емкости C д.с. подключена емкость C_W , характеризующая обратимый процесс электролиза, которая может быть найдена из участка разрядки на импульсной осциллограмме.

3. Переход д.с. в состояние электролиза происходит двумя путями: 1) лавинообразное уменьшение энергии д.с. на более низкий уровень (рис. 2, кривые 9, 12, 13, 14), и переход без уменьшения энергии (рис. 2, кривые 6, 8, 10). Причиной возникновения электролиза в обоих случаях является определенная плотность заряда в емкости д.с.

4. Состояние д.с. наилучшим образом характеризуется удельной энергией потерь A_r . В электродинамическом д.с. A_r равна плотности заряда, в области электролиза она больше не зависит от заряда и по значению близка к энергии гидратации иона (рис. 3).

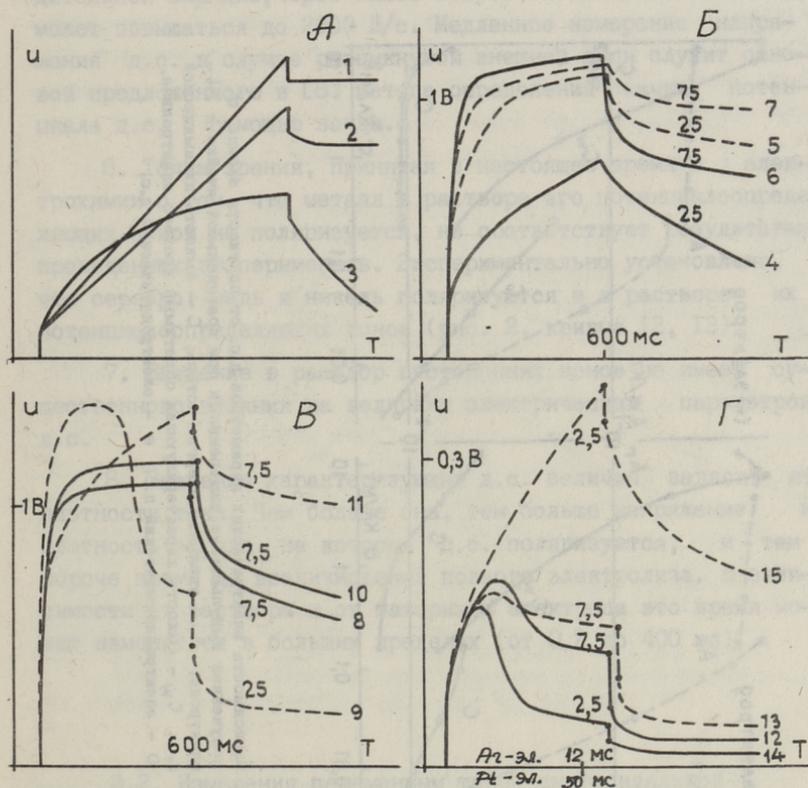


Рис. 2. Импульсные осциллограммы д.с. А - осциллограммы моделей э.с. (рис. 1): 1 - модель э.с. а); 2 - модель э.с. б); 3 - модель э.с. в). Б - ячейка с Pt-электродом: 4,5 - 1M раствор KCl ; 6,7 - 2M раствор $NiSO_4$; В - ячейка с Ni-электродом: 8,9 - 0,01M раствор KCl ; 10,11 - 0,02M раствор $NiSO_4$. Г - ячейка с 0,01M раствором $AgNO_3$: 12,13 - Ag-электрод, 14,15 - Pt-электрод. Цифрами у кривых показана плотность тока в А/м². Сплошные линии - импульсы тока отрицательной полярности, обрывистые линии - положительной полярности.

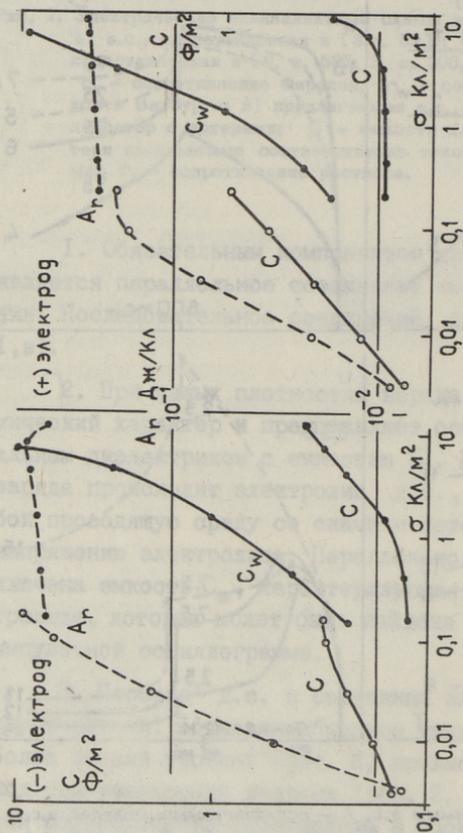


Рис. 3. Зависимость электрических параметров д.с. от плотности заряда σ , полученная импульсными измерениями при коаксиальной ячейке и Ni-электроде. A_r - удельная энергия потерь, C - емкость динамической д.с.; C_w - емкость, характеризующая обратный процесс электролиза. \circ - электрохимический д.с.; \bullet - электродинамический д.с.

5. Изменение заряда д.с. происходит через замкнутый контур внешней цепи. При собственном зарядении (внешний контур разомкнут) переход заряда осуществляется через изоляционное сопротивление. Соответствующая скорость изменения напряжения равна примерно 0,01 В/с, однако при принудительной зарядке, через малое сопротивление внешней цепи, может повышаться до 2000 В/с. Медленное измерение напряжения д.с. в случае разомкнутой внешней цепи служит основой предложенного в [8] метода определения скачка потенциала д.с. с помощью зонда.

6. Точка зрения, принятая в настоящее время в электрохимии о том, что металл в растворе его потенциалоопределяющих ионов не поляризуется, не соответствует результатам проведенных экспериментов. Экспериментально установлено, что серебро, медь и никель поляризуются и в растворе их потенциалоопределяющих ионов (рис. 2, кривые I2, I3).

7. Введение в раствор посторонних ионов не имеет существенного влияния на величины электрических параметров д.с.

8. Значение характеризующих д.с. величин зависит от плотности тока. Чем больше она, тем больше напряжение и плотность заряда, на которое д.с. поляризуется, и тем короче время до возникновения полного электролиза. В зависимости от раствора и от материала электрода это время может изменяться в больших пределах (от 0,2 до 400 мс).

2.2. Измерения переменным током синусоидальной формы без потенциала внешнего смещения

При малых плотностях тока импульсные измерения не обеспечивают достаточную точность. По этой причине в этой области параметры д.с. были измерены током синусоидальной формы без потенциала внешнего смещения. Отказались от применения внешнего моста переменного тока, так как он не способен измерять электрические параметры растворов электролитов с большой проводимостью [6] и использовали прямой метод измерения. Во время измерения (3...5 с) ячейка

питается синусоидальным током с определенной частотой и плотностью тока. Были измерены частота, ток и напряжение ячейки и фазовый сдвиг между ними. Такие измерения легко проводить, они обеспечивают хорошую точность и при этом практически отсутствует эффект "истории ячейки" [15, 16]. На основе результатов измерений вычислялись плотность тока д.с., напряжение д.с., и угол потерь и на их основе величины электрических параметров д.с., аналогичные приведенным в п. 2.1. Зависимость некоторых из них от плотности заряда, представлена на рис. 4.

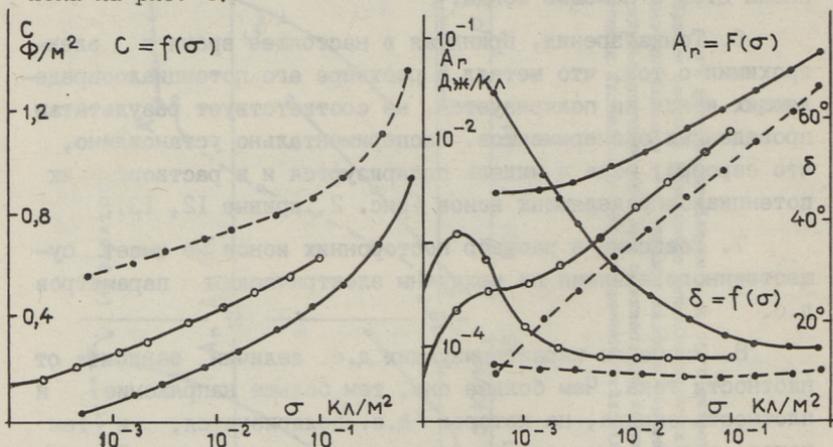


Рис. 4. Зависимость электрических параметров д.с. от плотности заряда σ , полученный измерениями синусоидальным током при коаксиальной ячейке и Pt-электроде с раствором KCl. Сплошные линии соответствуют 0,01М раствору, обрывистые линии 1М раствору. C - емкость динамического д.с., A_r - удельная энергия потерь, δ - угол потерь.
 ● - плотность тока 32,8 А/м, ○ - плотность тока 4,6 А/м.

На основе результатов измерений можно делать следующие выводы о электродинамическом д.с.:

9. Противореча общепринятому мнению [5, 7, II, 15], емкость д.с. не зависит от частоты. В основном она зависит от плотности тока и заряда и от способа измерения. Емкость не характеризует геометрического строения, а выражает отношение энергии и заряда, затраченных для изменения состояния д.с.

10. Главной характеризующей величиной д.с. является удельная энергия потерь A_r . В случае достаточной концентра-

ции ионов в растворе или при медленном введении иона в д.с. A_r уменьшается пропорционально плотности заряда. Если эти условия не выполнены, то линейная зависимость нарушается (см. рис. 4, кривые A_r и σ).

II. При больших плотностях тока порядок величины удельной энергии потерь одного иона примерно равен энергии теплового движения молекулы, а при малых плотностях тока она на один-два порядка ниже последнего (см. рис. 4).

2.3. Измерение переменным током синусоидальной формы с потенциалом смещения

В электрохимической литературе при измерении дифференциальной емкости д.с. предполагается зависимость от напряжения смещения электрода. Анализ экспериментальной части этих работ [5, 7, 10, 11, 13, 14, 17] опирающийся на теоретические основы электротехники, вызывал сомнения в корректности метода, представленного в первоначальном виде в [10]. В улучшенном варианте этого метода [12] также не исключена возможность возникновения резонанса между индуктивностью и паразитной емкостью. Из-за этого в настоящей работе при измерении дифференциальной емкости д.с. отказались от применения индуктивности во вспомогательной цепи, а вместо этого был использован электронный стабилизатор напряжения с большой постоянной времени. На основе результатов 2500 измерений можно сделать следующий вывод:

12. Дифференциальная емкость электродинамического д.с. не зависит от потенциала смещения электрода.

2.4. Измерение тока утечки

В электрохимии существует мнение, что причиной остаточного тока являются процессы электролиза, происходящие за счет наличия в растворе посторонних ионов. В отличие от этого проведенные в настоящей работе измерения показали, что этот ток существенно не зависит от концентрации раствора (в пределах от 0,01 до 1 М). Далее этот ток называем током утечки. Для выяснения природы тока утечки были проведены следующие измерения:

а) Измерительную ячейку питали от генератора тока током, соответствующим по величине току утечки, и регистрировали изменение напряжения на измерительном электроде до достижения его стабильного значения. Полученные результаты характеризуют стационарное состояние д.с. и исходя из них можно вычислить сопротивление утечки $r_{ут}$.

б) На измерительный электрод подали от стабилизатора напряжения определенное напряжение и регистрировали временной ход тока утечки. При определенных условиях этот ток перешел в ток электролиза. Полученная кривая характеризует переходный процесс, возникающий при подаче напряжения на ячейку.

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы:

13. В стационарном состоянии носителями тока утечки являются основные ионы раствора.

14. В отличие от других комбинаций электродных материалов и растворов, при подаче напряжения на ячейку с Ni-электродом и раствором хлоридов ток утечки в начале весьма мал. Через 5 с он начинает быстро расти и через 10 с переходит в ток электролиза, если напряжение равно или выше напряжения электролиза.

15. При уменьшении температуры от 24 до 0 °С ток утечки в случае Pt-электродов уменьшается в 3...4 раза и при Ni-электродов в 5...6 раз.

16. Плотность тока утечки практически не зависит от концентрации раствора.

17. Д.с. является чисто диэлектрическим, если плотность тока утечки находится в пределах от 0,1 до 0,25 А/м².

18. Сопротивление утечки $r_{ут}$ намного больше сопротивления диэлектрических потерь д.с. r .

3. Измерения, характеризующие возникновение и сущность статического двойного слоя

3.1. Об измерениях величин статического двойного слоя

При погружении электрода в раствор электролита в те-

чение некоторого времени формируется статический д.с. и возникает скачок потенциала д.с. По распространенному в электрохимии мнению этот скачок потенциала невозможно измерить электрическим путем. Это мнение является необоснованным и основывается на упрощенном понимании электротехники. Отметим здесь, что контактную разность потенциалов у металлов также невозможно измерить вольтметром, но тем не менее эту величину можно измерить несколькими способами. Ниже представлены некоторые методы измерения и их результаты, которые могут выяснить сущность статического д.с.

3.2. Измерения напряжения заряда и мощность ячейки с электродами из платины и никеля

Была составлена измерительная ячейка коаксиальной конструкции, в которой центральным электродом служила платина и внешним никель с соотношением площадей 1:100. Ячейка была заполнена раствором NiSO_4 . Напряжение ячейки было измерено электронным электрометром вместе с регистрацией его изменения во времени самопишущим прибором. Полученные кривые представлены на рис. 5.

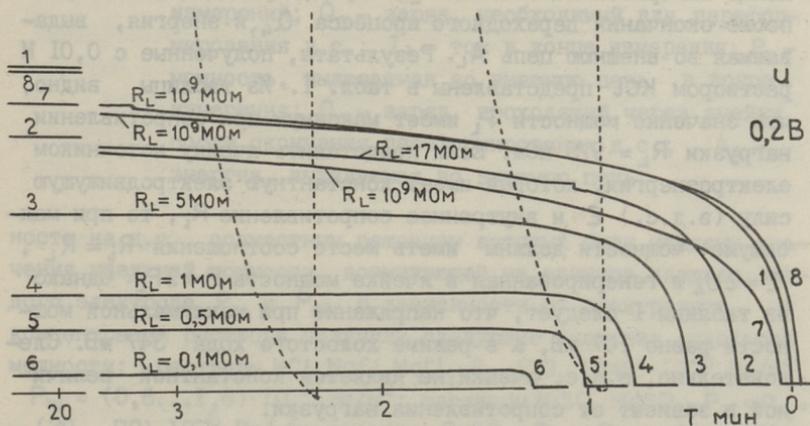


Рис. 5. Временной ход напряжения коаксиальной ячейки с Pt-и Ni-электродами при различных сопротивлениях нагрузки. Начала кривых 1...8 сдвинуты на 15 с. 2M раствор NiSO_4 $T = 24^\circ\text{C}$.

Эксперименты проводились в следующем порядке. Ячейку нагружали входным сопротивлением электрометра ($R_L = 10^{15}$ Ом). Клеммы ячейки закорачивали на 30 с. После снятия короткого замыкания была записана кривая 1. Затем ячейку нагружали сопротивлениями 17,2; 5; 1; 0,5; 0,1 МОм и аналогично предыдущему снимали кривые 2, 3, 4, 5 и 6 соответственно. Длительность снятия каждой кривой была 20 мин. Чтобы выяснить, как изменяется состояние ячейки во время эксперимента, ячейку закорачивали на 20 минут и затем снимали кривую 7 при $R_L = 10^{15}$ Ом. Отличие кривой 7 от кривой 1 показывает, что состояние ячейки изменилось в течение 120-минутной нагрузки. После этого заменили Pt-электрод новым и записали кривую 8 при аналогичных условиях (как при кривой 1). Обе кривые (1 и 8) практически совпадают. Отсюда следует, что изменения происходят на малоплощадном Pt-электроде. В интересах разборчивости рисунка начала кривых 1...6 смещены на 15 с.

Всеми другими растворами были получены качественно сходные результаты. Ход кривых не изменился также после замены Ni-электрода каломельным.

Исходя из результатов измерений были вычислены заряд, требуемый для переформировки д.с. Q_3 , ток в конце измерительного цикла I_4 , мощность, выдаваемая на внешнюю цепь в конце измерительного цикла P_L , заряд, проходящий ячейку после окончания переходного процесса Q_4 , и энергия, выдаваемая во внешнюю цепь A_L . Результаты, полученные с 0,01 М раствором KCl представлены в табл. I. Из таблицы видно, что значение мощности P_L имеет максимум при сопротивлении нагрузки $R_L = 975$ кОм. Если представить ячейку источником электроэнергии, который имеет константную электродвижущую силу (э.д.с.) E и внутреннее сопротивление R_i , то при максимуме мощности должны иметь место соотношения $R_i = R_L$, $E = 2U_4$ и генерированная в ячейке мощность $P = 2P_L$. Однако из таблицы I следует, что напряжение при максимальной мощности равно 107 мВ, а в режиме холостого хода 347 мВ. Следовательно, э.д.с. ячейки не является константной величиной и зависит от сопротивления нагрузки.

Далее была составлена ячейка аналогично предыдущему, но материалы электродов поменены между собой. В точке максимальной P_L на обе ячейки были составлены уравнения мощ-

Т а б л и ц а I

Коаксиальная ячейка с Pt-и Ni-электродами как источник электроэнергии. $S_{Pt} = 0.200 \text{ см}^2$,
 $S_{Ni} = 20.2 \text{ см}^2$, 0,01 М водный раствор KCl, $T = 24 \text{ }^\circ\text{C}$

R_L кОм	U_4 мВ	t_3 с	I_4 10^{-9} А	Q_3 10^{-6} Кл	Q_4 10^{-6} Кл	P_L 10^{-9} Вт	A_L 10^{-6} Дж
10^{12}	347	375	$3,5 \cdot 10^{-4}$	10^{-4}	$3 \cdot 10^{-4}$	10^{-7}	0,1
$17 \cdot 10^3$	282	165	16	2,1	16,7	4,6	4,8
$5 \cdot 10^3$	198	105	40	3,0	43,8	7,9	8,7
975	107	48	110	4,4	127	11,7	13,5
507	69,5	30	137	3,3	160	9,5	11,2
103	19,7	15	191	2,3	226	3,8	4,5
43,7	9,0		206		246	1,9	2,2
10.0	2,1		212		254	0,45	0,54
1,0	0.22		220		264	0,05	0,06
0.1	0,02		220		264	$5 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$
10^{12}	285	435	$2,9 \cdot 10^{-4}$	$0,9 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-8}$	0.06

Примечание: R_L - сопротивление внешней цепи; U_4 - напряжение ячейки в конце измерения; t_3 - время переформирования д.с.; t_4 = 1200 с - длительность измерений; Q_3 - заряд, необходимый для переформирования д.с.; I_4 - ток в конце измерения; P_L - мощность, выдаваемая во внешнюю цепь в конце измерения; Q_4 - заряд, проходящий через ячейку после окончания переформирования д.с.; A_L - энергия, выдаваемая во внешнюю цепь.

ности на д.с., совместным решением которых были найдены значения удельной мощности, возникающей на единице площади каждого электрода P_{Pt} и P_{Ni} . В зависимости от электролита и концентрации раствора получили следующие значения удельной мощности: растворы KCl, NaCl, MgCl₂ - $P_{Pt} = (70 \dots 340) \cdot 10^{-5}$ Вт/м², $P_{Ni} = (0,6 \dots 1,6) \cdot 10^{-5}$ Вт/м²; растворы NiSO₄, MgSO₄ - $P_{Ni} \approx P_{Pt} = (30 \dots 70) \cdot 10^{-5}$ Вт/м²; раствор CuSO₄ - $P_{Ni} = P_{Pt} = (6 \dots 10) \times 10^{-5}$ Вт/м²; 0,01 М раствор AgNO₃ - $P_{Pt} = 0,4 \cdot 10^{-5}$, $P_{Ni} = 24 \times 10^{-5}$ Вт/м².

Такие же измерения были проведены и с измерительной ячейкой цилиндрической формы с параллельными электродами, где площади обоих электродов были равными. При всех растворах сульфатов и с 0,02 М раствором хлоридов были получены такие же результаты, как с коаксиальной ячейкой. При растворах хлорида с концентрациями 0,1...2 М проявляется своеобразный эффект – со временем ячейка изменяет свою первоначальную полярность, которая будет сохранена в дальнейшем даже после коротких замыканий. Для иллюстрации названного эффекта на рис. 6 представлены результаты, полученные раствором KCl. В отличие от этого, у 0,01 М раствора AgNO_3 изменение полярности наблюдалось только в ячейке коаксиальной конструкции.

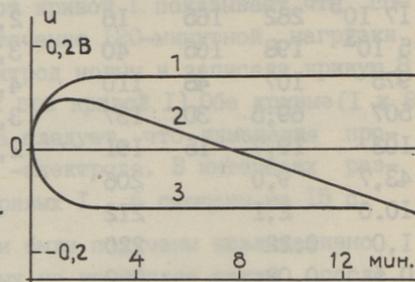


Рис. 6. Кривые изменения полярности ячейки с параллельными Pt- и Ni-электродами в растворе KCl при температуре 24 °С:
 1 – 0,01М раствор, $R_L = 10^{15}$ Ом;
 2 – 1М раствор, $R_L = 10^{15}$ Ом;
 3 – 1М раствор, $R_L = 10^6$ Ом.

На основе анализа результатов названных измерений можно сделать следующие выводы:

19. Электродвижущая сила ячейки с Ni и Pt –электродами не является константной и зависит от электрической нагрузки внешней цепи, а также от формы электродов и отношений их площадей. Ячейка представляет собой источник электроэнергии, который имеет определенный ток короткого замыкания и может длительное время выдавать энергию во внешнюю цепь.

20. При растворах хлорида вся мощность ячейки возникает на Pt –электроде. Удельная мощность на Ni –электроде очень низкая и, следовательно, в этом случае измеренное напряжение ячейки равно скачку потенциала между Pt –электродом и раствором. При растворе AgNO_3 основная часть мощности выдается на Ni –электроде, а в растворах сульфатов удельные мощности обоих электродов примерно равны.

21. При уменьшении температуры от 24 до 0 °С э.д.с. ячейки уменьшается на 20...30 %, ток короткого замыкания в 2...4 раза и максимальная мощность в 10...20 раз.

22. Ячейка с параллельными электродами в концентрированных растворах хлорида изменяет свою полярность в течение времени от 1 до 100 минут. Новая полярность остается в дальнейшем неизменной несмотря на неоднократные замыкания накоротко. В случае 0,01 М раствора AgNO_3 изменяется полярность коаксиальной ячейки, но в ячейке с параллельными электродами изменения полярности не происходит.

3.3. Измерения скачка потенциала и заряда электростатического двойного слоя

Для измерения величины, характеризующей статический д.с. было использовано представленное в [8], объединение методов потенциала и заряда с использованием аппаратуры, разработанной на современном уровне электроники. Примеры полученных осциллограмм представлены на рис. 7. На основе осциллограмм были найдены скачок потенциала $U_{\text{ст}}$ и статическая плотность заряда $\sigma_{\text{ст}}$, исходя из которых вычислили емкость статического д.с. $C_{\text{ст}}$. На основе полученных результатов можно сделать следующие выводы:

23. В использованных в настоящей работе комбинациях растворов и металлов металл имеет относительно раствора отрицательную полярность.

24. Проведенные методом заряда, измерения показали, что при погружении Ni-электрода в раствор KCl образуется д.с. из ионов K^+ с плотностью заряда $0,22 \text{ Кл/м}^2$. Результаты импульсных измерений (описанные в п. 2.1) с тем же раствором при положительном Ni-электроде показали, что для возникновения электролиза необходимо ввести в электрод положительный заряд плотностью $0,22 \text{ Кл/м}^2$. Следовательно, электролиз иона Cl^- начинается тогда, когда на поверхности электрода нет присвязанных ионов (пункт нулевого заряда) и

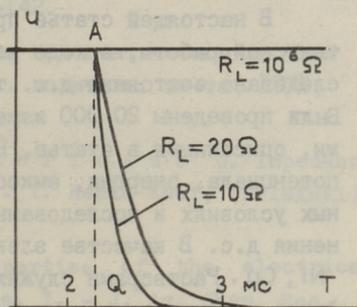


Рис. 7.

Осциллограммы измерения скачка потенциала и заряда электростатического д.с. 2 м/с после разгрузки электрода в раствор замыкается (в точке А) цепь нагрузки R_L . Площадь Q пропорциональна заряду, накопленному в д.с. электрода.

между раствором и электродом отсутствует скачок потенциала. Такая ситуация возможна в случае, если у иона Cl^- отсутствует гидратная оболочка или она является неполной. Способности иона Cl^- передать свой заряд электроду без скачка потенциала были утверждены и в п. 3.2 полученной низкой удельной мощностью P_{Ni} . Это свойство иона Cl^- позволяет объяснить и описанное в п. 3.2 явление изменений полярности ячейки. Судя по изменению полярности ячейки, удельной мощности и по виду импульсных осциллограмм (рис. 2, кривые 9 и 14) можно предполагать, что и у иона Ag^+ гидратная оболочка неполная или отсутствует.

4. Заключение

В настоящей статье представлены результаты исследовательской работы, в ходе которой экспериментально было исследовано состояние д.с. твердого металлического электрода. Были проведены 20 000 измерений шестью различными методами, описанными в статье. Были найдены напряжения, скачки потенциала, энергия, емкости, сопротивления д.с. в различных условиях и исследованы процессы возникновения и изменения д.с. В качестве электродов были использованы Pt, Ag, Ni, Cu. Растворами служили водные растворы хлоридов, сульфатов и нитратов с концентрацией от 0,01 до 2 М. В сущности, и в поведении д.с. был обнаружен ряд новых свойств, которые представлены в 24 выводах. Впервые представлена полная электрическая характеристика двойного слоя и процессы возникновения и изменения двойного слоя и их динамика.

Л и т е р а т у р а

1. Скорчеллетти В.В. Теоретическая электрохимия. Л., 1963.

2. Делаксэй П. Двойной слой и кинетика электродных процессов. М., Мир, 1967.

3. Дамаскин Б.Б., Петрий О.А. Введение в электрохимическую кинетику. Изд. 2. М., Высшая школа, 1983. 400 с.

4. Электрохимия прошедшие тридцать и будущие тридцать лет / Под ред. Г. Блума и Ф. Гутмана. М., Химия, 1982. 366 с.

5. М е л и к - Г а й к а з я н В.И. Исследование кинетики адсорбции поверхностно-активных веществ на ртутном электроде. ЖФХ, 1952, т. 26, № 4, с. 560-580.

6. П л а к к П.М. Об измерении электрических свойств электролитов с большой проводимостью. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1968, № 268, с. 73-96.

7. Т з а Ч ю а н - с и н ь, И о ф а З.А. Исследование адсорбции поверхностно-активных ионов на цинковом электроде методом измерения дифференциальной емкости. ДАН СССР, 1966, т. 131, № 1, с. 137-142.

8. П л а к к П.М. Измерения при статическом двойном электрическом слое. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1970, № 288. с. 19-31.

9. S u n d h o l m G., F a b r i c i u s G. Impedance measurements in electrochemistry. I. Kemia-Kemi, (Helsinki), 1981, N 9, p. 573-576.

10. G r a h a m e D.C. Properties of the electrical double layer at a mercury surface. I. - J. Am. Chem. Soc., 1941, v. 63, N 5, p. 1207-1224.

11. G r a h a m e D.C. Properties of the electrical double layer at a mercury surface. II. - J. Am. Chem. Soc., 1946, v. 68, N 2, p. 301-310.

12. G r a h a m e D.C. Measurement of the capacity of the electrical double layer at a mercury electrode. - J. Am. Chem., Soc., 1949, v. 71, N 9, p. 2975-2978.

13. L o r e n z W., M ö c k e l F., M ü l l e r W. Zur Adsorptionsisotherme organischer Moleküle and Molekülionen an Quecksilberelektroden, I. - Z. Physik. Chemie (Frankfurt, Neue Folge), 1960, B. 25, Nr. 314, S. 145-160.

14. B a n t a M.C., H a c k e r m a n N. The effect of acidity on the differential capacity of polarized platinum electrodes. - J. Electrochem. Soc., 1964, v. 111, N 1, p. 114-119.

15. J a f f e G., R i d e r J.A. Polarization in electrolytic solutions, Part II. Measurements. - J. Chem. Physics, 1952, v. 20, N 7, p. 1077-1087.
16. W o l f f I. A study of polarization capacity and electrode condition. - Physics, 1936, v. 7, N 6, p. 203-210.
17. G r a h a m e D.C. Differential capacity of mercury in aqueous sodium fluoride solutions. I. - J. Am. Chem. Soc., 1954, v. 76, N 19, p. 4819-4823.
18. G r a h a m e D.C. Capacity of the electrical double layer between mercury and aqueous sodium fluoride. II. - J. Am. Chem. Soc., 1957, v. 79, N 9, p. 2093-2098.

P.M. Flakk, P.P. Flakk

Measurement of the Electrical Double Layer
of Solid Metallic Electrodes

Abstract

This paper presents the results of an experimental study on the electrical double layer solid metallic electrodes. The electrodes were made of Pt, Ag, Ni, Cu and the aqueous solutions of chlorides, sulphates and nitrates of various concentrations were used. Voltages, potential steps, powers and energies of the double layer were determined under different conditions. Formation, transformation and transition of the double layer to the state of electrolysis were examined. A number of new effects were discovered in the behaviour of the electrical double layer. For the first time a full electrical characterization of the double layer is given. The main results of the experiments are presented in 24 conclusions.

П.М. Плакк, П.П. Плакк, Т.П. Плакк

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВОЙНОГО СЛОЯ И ЕГО ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИ НЕПРОТИВОРЕЧИВАЯ МОДЕЛЬ

I. Введение

Модель электрического двойного слоя (д.с.) нужна для понимания происходящих в нем процессов. Эквивалентная схема д.с. дает возможность вычислить по результатам измерений параметры цепей, содержащих электролитическую ячейку. Модели двойного слоя составляются в электрохимии начиная с 1853 г. (Гельмгольц). До сих пор представляются новые модели и вводятся в них различные изменения, но, к сожалению, и они полностью не описывают сущности двойного слоя.

Целью настоящей работы является:

1. Указать, какие представления современной электрохимии находятся в противоречии с теоретическими основами электротехники.

2. Представить модель, эквивалентную схему и строение двойного слоя в соответствии с основами электротехники.

Настоящая статья является прямым продолжением работ [3, 4]. Ссылки на выводы работы [4] отмечаются в виде порядкового номера соответствующего вывода в скобках, без указаний номера литературы, в виде (№ ...).

2.1. Основы для составления электрической модели двойного слоя

Составленная модель д.с. основана на анализе результатов измерений, представленных в работе [4], и действительна для определенных электродов (из платины, никеля, меди, серебра) и растворов (KCl , $NaCl$, $MgCl_2$, $MgSO_4$, $NiSO_4$).

$\text{CuSO}_4, \text{AgNO}_3$), использованных в работе [4]. Обобщения на другие материалы электродов и растворов не делаются, хотя они и представляются возможными. В расчет принимаются только те явления д.с., которые выражаются на клеммах электролитической ячейки. Предполагаемые электрические состояния двойного слоя, существование которых объективно не доказано, в расчет не принимаются.

Для составления модели д.с. использованы следующие теоретические основы электротехники:

А. Принцип непрерывности электрического тока, Каждое направленное движение электрического заряда представляет собой электрический ток. Столь же фундаментальное значение имеет принцип непрерывности электрического тока, согласно которому линии тока нигде не прерываются и всегда являются замкнутыми. В пространстве нет места, где начинался или кончался бы электрический ток. Следовательно, если говорить, что заряд переходит из раствора к электроду или наоборот, то нужно указать, по какому пути закрывается линия тока. В противном случае утверждение не правдоподобно.

Б. Изменяющееся электрическое поле вызывает в каждой среде ток проводимости I_r и ток смещения I_c , величины которых определяются свойствами среды. Эти токи проходят среду независимо друг от друга, находятся на эквивалентной схеме параллельно и посредством обоих токов отдельно можно вычислить общее падение напряжения в среде. При синусоидальном переменном токе угол потерь δ , характеризующий среду, выражается:

$$\operatorname{tg} \delta = I_r / I_c = \gamma / (2\pi f \varepsilon \varepsilon_0), \quad (1)$$

где γ — удельная проводимость среды;

f — частота переменного тока;

ε_0 — электрическая константа;

ε — диэлектрическая проницаемость.

Если $\operatorname{tg} \delta \gg 10$, то среда является проводящей и ток смещения составляет лишь 0,5 % общего тока; если $\operatorname{tg} \delta \leq 0,5$, то 90 % тока составляет ток смещения и среду уже можно считать диэлектриком.

В. Двойной слой представляет собой конденсатор с большой емкостью. Если на двойном слое нет заряда (точка нулевого заряда), то происходит скачок потенциала между электродом и раствором.

2.2. Представления в электрохимии, которые находятся в противоречии с основами электротехники и результатами измерений

А. Существование диффузного двойного слоя. Модели д.с., действующие сейчас в электрохимии, имеют две части: плотную и диффузную. Рассмотрим последнюю как среду, в которой имеются, по крайней мере, только одноименные ионы, и вычислим ее $\text{tg } \delta$ при следующих условиях: $f = 20 \text{ Hz}$, $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$.

1. 0,01 M раствор KCl, $\chi = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$, $\epsilon = 80$, $\text{tg } \delta = 7,8 \cdot 10^5$.

2. Чистая вода, $\chi = 6,2 \cdot 10^{-8} \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{см}^{-1}$, $\epsilon = 78,5$, $\text{tg } \delta = 71$.

Результаты показывают, что в диффузном слое имеет место только ток проводимости, а ток смещения ничтожно мал. Поэтому этот слой не может быть частью двойного слоя, который характеризуется емкостью передачи заряда. Это подтверждают и результаты измерений (№ 1).

Б. Утверждение, что "при погружении металла в раствор электролита начинается процесс самостоятельной передачи частиц между фазами", находится в противоречии с требованием замкнутой линии тока и результатами измерений (№ 6).

В. Утверждение, что "дифференциальная и интегральная емкости связаны между собой формулой", ничем не обосновано и противоречит результатам измерений (см. п. 2.5,б).

Г. Плотная часть д.с. как "электронный конденсатор" [5] является проводящей средой и не может представлять собой емкость. Кроме того, эта гипотеза противоречит требованию замкнутости токовых линий.

Д. В литературе [2] эквивалентные схемы представлены в несоответствии с физическими процессами, происходящими в двойном слое (№ 1).

2.3. Распределение энергии двойного слоя в зависимости от места нахождения иона

Электростатический и электродинамический д.с. находятся постоянно в состоянии минимальной энергии, и требуемая для его изменения удельная энергия потерь всегда имеет минимальное возможное значение.

Изменение электролитического д.с. зависит и от скорости электрохимической реакции, и при возникновении электролитического двойного слоя могут существовать обстановки, когда д.с. переходит в состояние с минимальной энергией лишь после истечения некоторого времени (№ 3, 10).

Рассмотрим энергетическое состояние электродинамического д.с. На рис. 1 представлены некоторые варианты расположения и движения ионов. Ионы первого слоя (1, 2, ... N) находятся непосредственно на электроде, а ионы 2-го слоя (N+1) на первом слое, потому что ион поляризуется только тогда, когда у него больше нет свободы движения. В момент до начала рассмотрения пусть первый ион находится в жидкости на расстоянии ℓ (положение 1,а) от электрода.

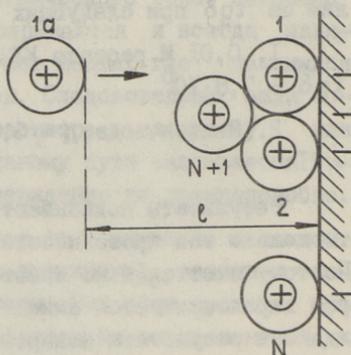


Рис. 1. К определению энергетического состояния двойного слоя:
1... N - ионы первого слоя;
N+1 - ион второго слоя;
 ℓ - средняя длина диффузной части раствора.

Вычислим среднюю энергию движения, которая тратится при передвижении одного иона в жидкости от расстояния ℓ к поверхности электрода (0,01 M раствор KCl, Ni - электрод, плотности заряда 0,005 и 0,94 Кл/м² [4, рис. 3]). Соответственно с плотностями зарядов полученная энергия равна $3,2 \cdot 10^{-27}$ и $2,6 \cdot 10^{-24}$ Дж/ион. Из измерения следует однако, что требуемая удельная энергия потерь для проведения одного иона сквозь двойной слой (A_r) равна $5,6 \cdot 10^{-22}$ и $1,1 \cdot 10^{-20}$ Дж/ион, т.е. в $1,8 \cdot 10^5$ и $4 \cdot 10^3$ раза больше.

Очевидно, что энергия движения иона ничтожно мала по сравнению с энергией, требуемой для передачи тока смещения в плотной части д.с. Невозможно обнаружить измерениями влияние диффузного слоя. Хотя диффузная часть и существует, механизм электропроводимости в ней тождествен механизму электропроводимости всего раствора. При исследовании электрокинетических явлений дисперсных систем может возникнуть влияние диффузного слоя.

Работа [4, рис. 3] показывает, что удельная энергия потерь динамического д.с. растет прямо пропорционально с плотностью заряда. При дальнейшем увеличении плотности заряда начинается электролиз, и удельная энергия потерь уже существенно не изменится. В динамическом д.с. удельная энергия потерь состоит из трех частей: из энергии движения иона в диффузной части жидкости, из энергии упаковки на поверхности электрода и из энергии поляризации. Первая из них очень мала. Также мала и константна для каждого иона энергия поляризации. Основную часть энергии потерь составляет энергия упаковки. Чем больше плотность заряда на поверхности электрода, тем труднее упаковать туда еще один ион.

Ион двойного слоя находится в сильном электрическом поле, и энергия последнего в единице объема выражается формулой:

$$W = D^2 / (2 \epsilon_0 \epsilon), \quad (2)$$

где D — электрическое смещение.

Исходя из принципа минимальной энергии, ион первого слоя употребляет для передачи тока смещения молекулы воды собственной гидратной оболочки, находящиеся в удобном расположении, причем $\epsilon_1 = 78,5$. В отличие от этого, ион второго слоя должен использовать гидратную оболочку первого слоя, средний ϵ_2 которого равняется 9. Соответственно с этим энергия электрического поля, возбужденного ионом второго слоя, выделяемая на месте иона первого слоя, равна:

$$W_2 = W_1 \epsilon_1 / \epsilon_2, \quad (3)$$

где W_1 — энергия электрического поля иона первого слоя.

Для оценки порядков величин энергии вычислим величину W_1 по результатам измерений для 0,01 М раствора KCl и элект-

трода из никеля в момент возникновения электролиза: $W_1 = 3 \cdot 10^{-19}$ Дж/ион. Это примерно совпадает с энергией гидратации иона K^+ , которая равна $5,6 \cdot 10^{-19}$ Дж/ион. Накопленный в емкости д.с. заряд равняется при этом $1,4 \cdot 10^{14}$ ион/см², что как раз заполнит первый слой ионов на поверхности электрода. По формуле (2) вычисленная энергия электрического поля иона при накрывании электрода ионами в один слой равна $2 \cdot 10^{-19}$ Дж/ион. При дальнейшем увеличении плотности заряда ионы должны войти во второй слой (положение $N + 1$). В гидратной оболочке первого слоя растет энергия электрического поля в 8,6 раз. Это значительно превышает энергию гидратации иона и ломает оболочку первого слоя ионов. Последний передает свой заряд электроду, и ион второго слоя занимает его место. Энергетический ион не может устойчиво находиться во втором слое. Если поверхность электрода полностью заполнена ионами в один слой, то начинается электролиз. Для разрушения гидратной оболочки каждого иона понадобится равное количество энергии, и поэтому при электролизе удельная энергия потерь не зависит от плотности заряда [4, рис. 3].

Из-за беспорядочного теплового движения частиц в растворе, на поверхности электрода могут возникнуть разные комбинации ионов. Если возникает комбинация: ионы 1, 2, $N + 1$, то гидратная оболочка первого или второго иона может разрушиться уже при довольно низком напряжении двойного слоя. Разрушению помогает кинетическая энергия иона $N + 1$, с которой он заступает на место, показанное на рис. 1. По-видимому, это явление и вызывает ток утечки. Сильное уменьшение последнего вместе с падением температуры (№ 15) может быть вызвано: а) меньшей вероятностью возникновения подходящей комбинации при низкой температуре; б) меньшей средней кинетической энергией иона $N + 1$.

2.4. Потенциал выхода металлического электрода

Скачок потенциала в электростатическом двойном слое возникает из-за разных потенциалов выхода металла и раствора. Потенциал выхода чистого металла — константная величина. Металлический электрод в растворе находится в совершенно ином положении — на нем накапливается слой ориентиро-

вочных ионов с толщиной в один ион. В зависимости от того, какая часть поверхности электрода покрыта этим слоем, потенциал выхода электрода изменяется в широком диапазоне. Поэтому потенциальный скачок д.с. не может являться константной величиной (аналогия с постоянной и импульсной эмиссией катода из окиси бария).

Второй причиной изменения скачка потенциала является заряд, накопленный в д.с. В электростатическом и динамическом д.с. отсутствует возможность обмена заряда между металлом и раствором, и заряд, связанный с д.с., возникает при помощи тока во внешней цепи. Следовательно, и скачок потенциала д.с. должен зависеть от сопротивления внешней цепи. Это подтверждается результатами измерений (№ 19).

2.5. Возникновение и изменение двойного слоя

а) Статический двойной слой. При введении одного электрода в раствор начинает действовать разность потенциалов выхода между металлом и электролитом. Металл старается стать отрицательным по отношению к раствору. Для этого нужно зарядить емкость двойного слоя. Движение зарядов обеспечивает закрытый контур, состоящий из последовательно включенных сопротивлений жидкости, емкости двойного слоя C и паразитной емкости соединительного провода электрода $C_{\text{пар}}$ относительно жидкости. Величина C составляет примерно 10^{-4} Ф/см² и $C_{\text{пар}} \approx 10^{-11}$ Ф/см². Соответственно им потенциальный скачок φ , вызывающий движение зарядов, распределяется следующим образом: напряжение на паразитной емкости $U_{\text{пар}} = \varphi$ и напряжение на д.с. $U = 10^{-7} \cdot \varphi$. Хотя причина, вызывающая движение зарядов, заключается в самом двойном слое, емкость двойного слоя не может зарядиться из-за ограничения движения зарядов, и между раствором и электродом нет скачка потенциалов (точка нулевого заряда). Статический д.с. и скачок потенциала могут возникать лишь при наличии в растворе не менее двух электродов. При погружении в раствор только одного электрода в качестве другого электрода действует сосуд, в котором находится раствор. Внешняя цепь образуется из сопротивления изоляции. Переходный процесс очень медленный и двойной слой устанавливается окончательно в течение длительного времени (10...20 мин.).

При погружении в раствор двух электродов из разных металлов, ячейка преобразуется в источник электрической энергии. Носителем электроэнергии во внешней цепи является ток утечки, возникновение которого описано в п. 2.3.

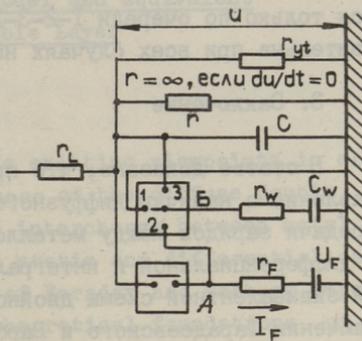
б) Динамический двойной слой возникает при быстрых изменениях статического двойного слоя. Токовым импульсом (прямоугольный или полупериод синусоидального) из внешнего источника вводят в двойной слой заряд (с плотностью σ), и д.с. преобразуется таким образом, чтобы требуемая удельная энергия потерь A_p была бы минимальной. Величина напряжения на д.с. образуется в соответствии с удельной энергией потерь. Делением напряжения на плотность заряда получают емкость двойного слоя (на единицу площади) как расчетную величину. Последняя не характеризует геометрического строения д.с., так как зависит от способа и интенсивности введения заряда. Например, при статическом д.с. значение A_p низкое и емкость д.с. велика $C = 0,6 \dots 1,0 \text{ Ф/м}^2$. При зарядке д.с. прямоугольными импульсами напряжения $C = 0,2 \dots 0,5 \text{ Ф/м}^2$ и зарядке прямоугольными импульсами тока $- 0,1 \dots 0,2 \text{ Ф/м}^2$.

При синусоидальном переменном токе (область малых энергий) энергетические связи сложны и зависят в большей мере от плотности заряда и тока, а также от температуры и концентрации раствора. В концентрированных растворах, где в жидкости плотность заряда больше по сравнению с зарядом, введенным в двойной слой, $C = 0,1 \dots 0,5 \text{ Ф/м}^2$. В разбавленных растворах при большой плотности тока и малой плотности заряда удельная энергия потерь намного меньше энергии теплового движения частиц, и $C \approx 0,01 \dots 0,1 \text{ Ф/м}^2$. При уменьшении в последнем случае плотности тока в 5–10 раз, C примет значение, свойственное концентрированному раствору. При особенно малой плотности заряда для передачи заряда используют те ионы, которые из-за теплового движения находятся на электроде в благоприятных позициях, A_p очень мала, и C увеличивается.

в) Электролитический двойной слой возникает в случае, когда поверхность электрода полностью накрыта однослойно ионами в соответствии с описанием в п. 2.3.

2.6. Полная эквивалентная схема электролитической ячейки

Для численного решения состояний, наблюдаемых в электрической цепи, состоящей из источника энергии и электролитической ячейки, и для оценки происходящих там процессов, нужно знать эквивалентную схему ячейки. Эквивалентная схема динамической д.с. представлена в [4, рис. I, в], эквивалентная схема электролитической д.с. представляет собой последовательное соединение напряжения и сопротивления электролиза. Кроме того, надо принимать в расчет обратимую часть электролиза. Так как в общем случае в д.с. происходят процессы с различным характером, то необходима полная эквивалентная схема ячейки, которая была бы действительна во всех случаях.



На рис. 2 представлена полная эквивалентная схема ячейки с изображением только одного электрода. Емкость C , сопротивление r и сопротивление утечки r_{yt} моделируют диэлектрический (статический и динамический) двойной слой, который существует все время, в том числе и во время электролиза. Величины C и $r \ll r_{yt}$ не константны, а изменяются вместе с плотностью заряда и тока. Ветвь U_F и r_F моделирует фарадеевский процесс электролиза постоянного тока и необратимую часть электролиза переменного тока. Ветвь C_w и r_w характеризует обратимую часть электролиза переменного тока. Два последних процесса существуют в двойном слое только при определенных условиях, поэтому они подключены к схеме через переключатели А и Б, действующие следующим образом. При малой плотности заряда переключатель А открыт, Б в положении I, и действует только часть схемы диэлектрического двойного слоя. При больших плотностях заряда А включает

Рис. 2. Точная эквивалентная схема электролитической ячейки с изображением только одного электрода. C , r и r_{yt} моделируют диэлектрический д.с., U_F и r_F моделируют процесс Фарадея, а C_w и r_w моделируют обратимый процесс электролиза переменного тока.

ветвь U_F, r_F только на время, когда плотность заряда, накопленная в двойном слое, $\sigma_c > \sigma_{3A}$. Если плотность тока электролиза $J_F \neq 0$, то переключатель Б переключается на контакт 2, и ветвь C_W, r_W участвует в электролизе. По окончании электролиза (переключатель А выключается по условию плотности заряда) $J_F = 0$, и переключатель Б переключается на контакт 3 и C_W разряжается через r и r_W . Если напряжение на д.с. больше не меняется ($dU/dt \approx 0$), то Б переключается в начальное положение — контакт 1. Переключатель Б переключается только по очереди 1-2-3-1, а эквивалентная схема действительна при всех случаях напряженности ячейки.

3. Заключение

В статье доказано, что принятые в электрохимии представления о наличии диффузного двойного слоя, возможности передачи зарядов между металлом и раствором электролита, связи дифференциальной и интегральной емкостей, последовательной эквивалентной схемы двойного слоя, последовательном включении Фарадеевского и Варбургского импедансов находятся в противоречии с теоретическими основами электротехники. При составлении новой модели двойного слоя рассмотрено распределение энергии в двойном слое, сущность скачка потенциала, возникновения и изменения двойного слоя и переходов его в электролиз. Представлена полная эквивалентная схема двойного слоя. Действенность приведенных моделей и утверждений проверена 20 000 измерений шестью разными методами, обзор о которых представлен в статье [4] настоящего сборника.

Л и т е р а т у р а

1. Д е л а х е й П. Двойной слой и кинетика электродных процессов. М., Мир, 1967.
2. Д а м а с к и н Б.Б., П е т р и й О.А. Введение в электрохимическую кинетику, Изд. 2, М., Высшая школа, 1983. 400 с.
3. П л а к к П.М. Модель электрического двойного слоя. — Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1970, № 288, с. 33-44.
4. П л а к к П.М., П л а к к П.П. Об измерениях электрического двойного слоя при твердых металлических электродах. См. наст. сб. с. 27-44.

Б. Мартынов М.А., Салем Р.Р. Интегральная емкость плотной части двойного электрического слоя. - ЖФХ, 1984, т. 58, с. 2082-2085.

P.M. Plakk, P.P. Plakk, T.P. Plakk

An Electrically Correct Model and Equivalent Circuit of Electrical Double Layer

Abstract

This paper shows that some existing viewpoints in electro-chemistry about the existence of the diffuse double layer, the mechanism of charge interchange between metal and a solution of electrolyte, the static and differential capacitances and series connection of Faraday and Warburg impedances are contradicting with theoretical foundations of electrical engineering. To ascertain the nature of the electrical double layer, its energy distribution, its potential step and its formation transformation and transition to the state of electrolysis are considered. As a result a new, electrically correct double layer model and full equivalent circuit of the electrochemical cell are presented. The validity of the given model was verified with 20000 measurements, conducted by 6 different methods.

МАШИННЫЙ РАСЧЕТ АВТОТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ ДАРСОНВАЛИЗАЦИИ

Известно, что автотрансформатор в устройствах для дарсонвализации повышает приложенное к нему высокочастотное напряжение до амплитуды, максимальное значение которой доходит до 20–45 кВ [1, 2]. Поскольку в современных устройствах такой автотрансформатор подключается к формирователю импульсов через двухпроводный кабель, то его параметры, а также параметры нагрузки будут влиять на работу выхода устройства в целом [3, 4].

Несомненный интерес могут представлять для теории и практики устройств для дарсонвализации вопросы исследования характеристик передачи и коэффициента полезного действия η их выходного узла.

В соответствии с [2] обобщенное устройство для дарсонвализации с выделенным автотрансформатором может быть представлено на рис. 1, где 1 – блок формирователя импульсов, 2 – конденсатор контура ударного возбуждения [1], 3 – собственно автотрансформатор, 4 – лечебный электрод. На рис. 2 показана эквивалентная схема автотрансформатора от выводов а–б (рис. 1) до нагрузки – R_H, C_H и с учетом кабеля (представлен между пунктирными линиями). Здесь L_K, R_K, σ_K и C_K – соответственно индуктивность, сопротивление, проводимость и емкость кабеля; R_2 – активное сопротивление вторичной об-

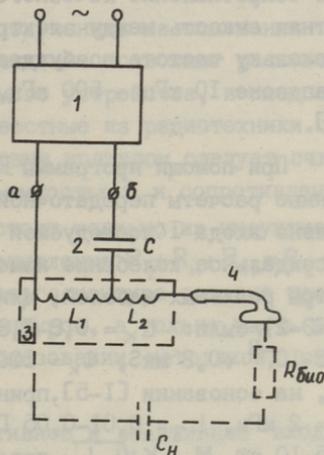


Рис. 1. Обобщенная схема дарсонвализатора.

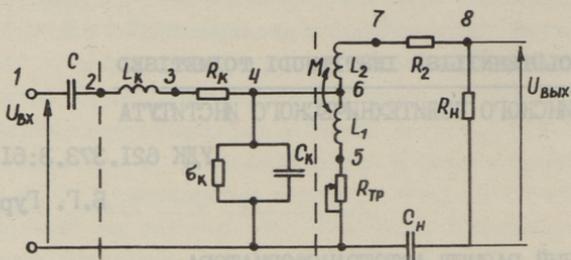


Рис. 2. Эквивалентная схема выходного узла.

мотки собственно автотрансформатора, $R_{\text{ТР}}$ — сопротивление активных потерь контура ударного возбуждения и потенциометра, регулирующего выходную мощность на нагрузке; R_n — суммарное сопротивление лечебного электрода и биотела, C_n — паразитная емкость между электродом, биотелом и общим узлом. Поскольку частота возбуждаемых колебаний устройства лежит в диапазоне 10 кГц — 500 кГц, то R_n можно считать активным [5].

При помощи программы ПЧАЛС [6] на ЭВМ производились машинные расчеты передаточной характеристики выхода 8 относительно входа 1 исследуемой схемы. При расчетах входное синусоидальное колебание изменялось от 5 кГц до 1 МГц. Параметры реальных кабелей, длиной 1,5–2 м (типа ПВД, ШР, ШПВ, ПВДЭ-2), были: $L_k = 0,8\text{--}1,8$ мГн, $R_n = 0,05\text{--}0,7$ Ом, $\sigma_k = 3 \cdot 10^{-3} \pm 0,3$ мкс, $C_k = 100\text{--}350$ пФ. Остальные параметры схемы, на основании [1–5], принимались следующие: $R_{\text{ТР}} = 0,1\text{--}2$ Ом, $L_1 = 2$ мГн, $L_2 = 0,01\text{--}0,05$ Гн, $R_2 = 0,5\text{--}5$ кОм, $R_n = 5$ кОм, $C_n = 5\text{--}10$ пФ, $M = K\sqrt{L_1 L_2}$, где $K = 0,6\text{--}0,7$.

На основании проведенных расчетов и их анализа можно сказать следующее:

1. Наиболее существенное влияние на передаточные функции со стороны кабеля оказывают его параметры L_k и R_k . Проводимостью σ_k и емкостью кабеля C_k для реальных частот работы устройства можно пренебречь.

2. Зависимость модуля передаточной характеристики от частоты характеризуется, как правило, несимметричной двухгорбной кривой. Значение модуля в особенности его крутизна, существенным образом зависит от величины сопротивлений R_k ,

$R_{\text{ТР}}, R_2$ и достигает несколько сотен единиц. Расстояние между горбами (и фазовая характеристика цепи) существенным образом определяется реактивными параметрами $-C, L_{\text{К}}, L_1, L_2, C_{\text{н}}$ и в меньшей степени коэффициентом связи K .

3. Варьированием реактивных и активных параметров можно получать одnogорбную кривую модуля коэффициента передачи. Практические испытания в общем подтвердили приведенные машинные расчеты, однако, для достаточно близкого совпадения пришлось уточнять параметры $R_{\text{К}}, R_2$ и $R_{\text{ТР}}$, ибо их значение следовало определять на реальных частотах работы устройств дарсонвализации, что потребовало использования чисто радиотехнических приемов (например, использование Q метров для определения L). Так, оказалось, например, что $R_{\text{К}} \approx 0,7 \text{ Ом}$, $R_2 \approx 2 \text{ кОм}$ (для $L_2 = 0,05 \text{ Гн}$). При этом модуль коэффициента передачи составлял десятки единиц.

Приведенные выше выводы, полученные на основании машинного расчета, в первом приближении позволяют рассматривать весь выходной узел изучаемого устройства, и следовательно, исследовать его как известные из радиотехники связанные контуры [7]. При этом первым контуром следует считать контур с индуктивностью $L_{\text{К}}+L_1$, емкостью C и сопротивлением потерь $R_{\text{К}}+R_{\text{ТР}}$. Второй контур состоит реально из индуктивности $L_2+L_1 \approx L_2$, емкости $C_{\text{н}}$, сопротивления $R_2+R_{\text{н}}+R_{\text{ТР}} \approx R_2+R_{\text{н}}$. Однако не вся индуктивность первого контура связана трансформаторной связью со вторым контуром, а только часть ее $-L_1$. Это следует учитывать при пользовании методикой, разработанной в [7].

Вычислим эквивалентные активное и реактивное входные сопротивления правее узла 4 [7]:

$$R_3 = R_{\text{ТР}} + \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 (R_2 + R_{\text{н}}) \quad (1)$$

$$L_3 = L_1 (1 - K)^2, \quad (2)$$

а с учетом кабеля, входное сопротивление всего выходного узла будет

$$Z_3(i\omega) = R + jX_3; \quad R = R_{\text{К}} + R_3; \quad X_3 = \omega(L_{\text{К}} + L_3) - \frac{1}{\omega C}. \quad (3)$$

Отсюда видно, что, например, в случае первого частичного резонанса, уравнение для нахождения частоты резонанса будет определяться суммарной индуктивностью L_3 и $L_{\text{К}}$ и емкостью C .

С учетом (1) - (3), а также основываясь на теории связанных контуров [7], можно приблизительно рассчитать модуль коэффициента передачи, частотные характеристики, значения оптимальной связи и т.д. для выходного узла. При этом оказывается, что результаты расчетов достаточно близки к практике и использование ЭВМ не обязательно.

Рассмотрим, например, расчет коэффициента полезного действия η , определяемого как

$$\eta = \frac{P_2}{P_1 + P_2}, \quad (4)$$

где

$$P_1 = \frac{I_1^2}{2} (R_K + R_{TP}) = \frac{1}{2} \frac{U_1^2}{|Z_2|^2} (R_K + R_{TP}) \quad (5)$$

$$P_2 = \frac{I_2^2}{2} R_H = \frac{I_1^2}{2} \frac{\chi_{св}^2}{|Z_2|^2} R_H, \quad (6)$$

где I_1 и I_2 - значения токов в первом и втором контурах,

$$\chi_{св} = \omega M, \quad |Z_2|^2 \approx (R_2 + R_H)^2 + (\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_H})^2.$$

На основании (4) - (6) можно получить -

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_H}{|Z_2|^2 (R_K + R_{TP}) + \omega^2 M^2 R_H}. \quad (7)$$

Из (7) следует, что максимальное значение η имеет место при равенстве нулю мнимой части сопротивления второго контура, т.е.

$$\eta_{\max} = \frac{1}{\frac{(R_2 + R_H)^2 (R_H + R_{TP})}{\omega^2 K^2 L_1 L_2 R_H} + 1}. \quad (8)$$

Из (8) следует, что для увеличения η при наличии второго частичного резонанса [7] следует увеличивать коэффициент связи K , индуктивности L_1, L_2 , резонансную частоту и уменьшать R_2, R_K и R_{TP} , что также следует и из физических соображений.

На практике, однако, резонанс второго контура реализовать затруднительно (его собственная частота много выше частоты резонанса первого контура, составляет единицы мегагерц). Действительно, частота генерации устройства зависит в основном от первого контура [1], и на основании вышерассмотренного приблизительно равна:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{[L_K + L_1(1 - K^2)]C}},$$

тогда

$$|Z_2|^2 \approx X_2^2 \approx \left(\frac{1}{\omega C_H}\right)^2.$$

Тогда

$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_H}{\frac{R_K + R_{TP}}{\omega^2 C_H^2} + \omega^2 M^2 R_H}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что в реальных устройствах для существенного увеличения η пригодны способы, приводящие к уменьшению активных сопротивлений кабеля и регулирующего мощность резистора R_{TP} .

Л и т е р а т у р а

1. Гурьянов Б.Г. Расчет дарсонваллизатора. -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 538, 1982, с. 73-81.

2. А.с. II43427 (СССР). Устройство для местной дарсонваллизации / Б.Г. Гурьянов - Оpubл. в В.И., 1985, № 9.

3. А.с. II53929 (СССР). Устройство для дарсонваллизации / Б.Г. Гурьянов - Оpubл. в В.И., 1985 г., № 17.

4. А.с. II02612 (СССР). Устройство для местной дарсонваллизации / Б.Г. Гурьянов - Оpubл. в В.И., 1984, № 26

5. Гурьянов Б.Г. Модели уравнений электродинамики для учета реакций биотел. -Тр. Таллинск. политехн. ин-та, № 540, 1983, с. 91-98.

6. Лаксберг Э.Л. Руководство по применению программы частотного анализа линейных схем ПЧАЛС-3. Таллин, 1976, с. 3-23.

7. Заездный А.М. Сборник задач и упражнений по курсу "Теоретическая радиотехника". М., 1957, с. 28-38.

Computer Calculation for the
Darsonvalization Auto-transformer

Abstract

A computer calculation for the darsonvalization auto-transformer connected with the load and cable is given.

Under certain conditions this complex may be considered as coupled circuits.

This calculation enables to show the relation for increasing the economic coefficient of the darsonvalizator.

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ТОКА

Высоковольтные стабилизаторы постоянного тока находят применение в источниках вторичного электропитания, в частности, для газовых лазеров, в устройствах испытания полупроводниковых приборов, в высоковольтных электронных схемах.

В классических компенсационных стабилизаторах тока [1, 3] из-за постоянства тока регулирующего элемента (например, мощного транзистора) максимальная рассеиваемая на нем мощность соответствует максимальному напряжению элемента. С другой стороны, ввиду опасности вторичного пробоя мощных высоковольтных транзисторов [4, 5] их допустимая максимальная мощность при высоких напряжениях (близких к максимально допустимым) существенно меньше, чем при более низких напряжениях коллектора. Поэтому часто максимальные рабочие напряжения регулирующих транзисторов должны быть выбраны значительно ниже максимально допустимых коллекторных напряжений.

В рассмотренном ниже высоковольтном стабилизаторе тока осуществлен принцип распределения тока между регулирующим транзистором и параллельным резистором, что существенно увеличивает надежность устройства и позволяет полностью использовать высоковольтность регулирующего транзистора. Стабилизатор выполнен в виде двухполюсника, что обеспечивает гибкость в применении и расширяет функциональные возможности устройства.

I. Схема и принцип работы

Принципиальная электрическая схема стабилизатора тока представлена на рис. I. Стабилизатор состоит из регулирующего

щего высоковольтного транзистора VT4, измерительного шунта R4, мощного параллельного резистора R1, источника опорного напряжения U_{01} на стабилитроне VD1, узла сравнения на транзисторных парах VT1, VT2 и на транзисторе VT3, источника питания узла сравнения с напряжением U_{02} на стабилитроне VD2, двух токостабилизирующих двухполюсников G1 и G2 с токами T_{01} , T_{02} , токоограничивающего резистора R2, защитного стабилитрона VD3 с напряжением U_{03} ($U_{03} > U_{01}$), резистора R3 для обеспечения запираания транзистора при максимальном напряжении стабилизатора $U_{S\max}$ и конденсатора C1 для подавления паразитной высокочастотной генерации.

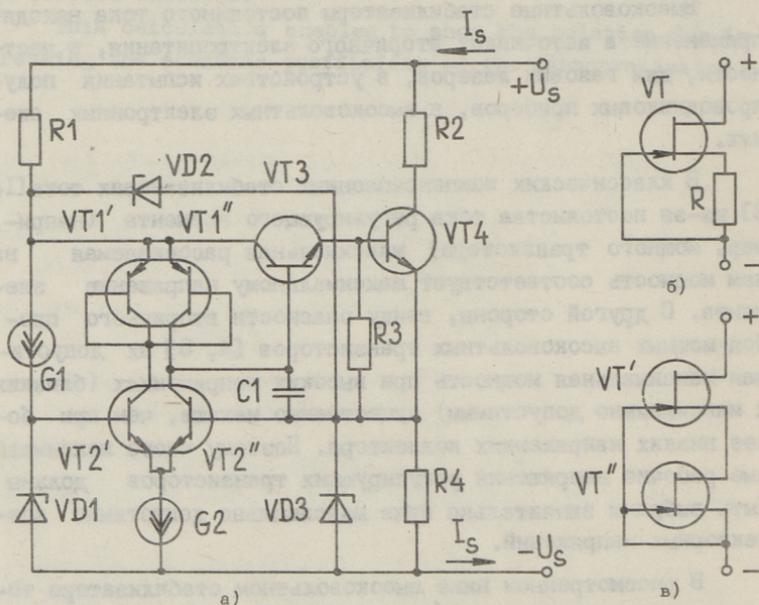


Рис. 1. а - принципиальная электрическая схема стабилизатора тока; б и в - возможные реализации токостабилизирующих двухполюсников G1 и G2.

Ток стабилизатора I_s образуется из коллекторного тока I_{C4} регулирующего транзистора VT4 и тока I_{R1} резистора R1. Основная часть его протекает через измерительный шунт R4, а сравнительно малая часть $I_0 = I_{01} + I_{02}$ - через двухполюсники G1 и G2. Токами баз транзисторов VT2' и VT2'' можно практически пренебречь. Перераспределение тока между транзистором VT4 и резистором R1 осуществляется следующим образом (см. рис. 2). При увеличении напряжения U_s стабили-

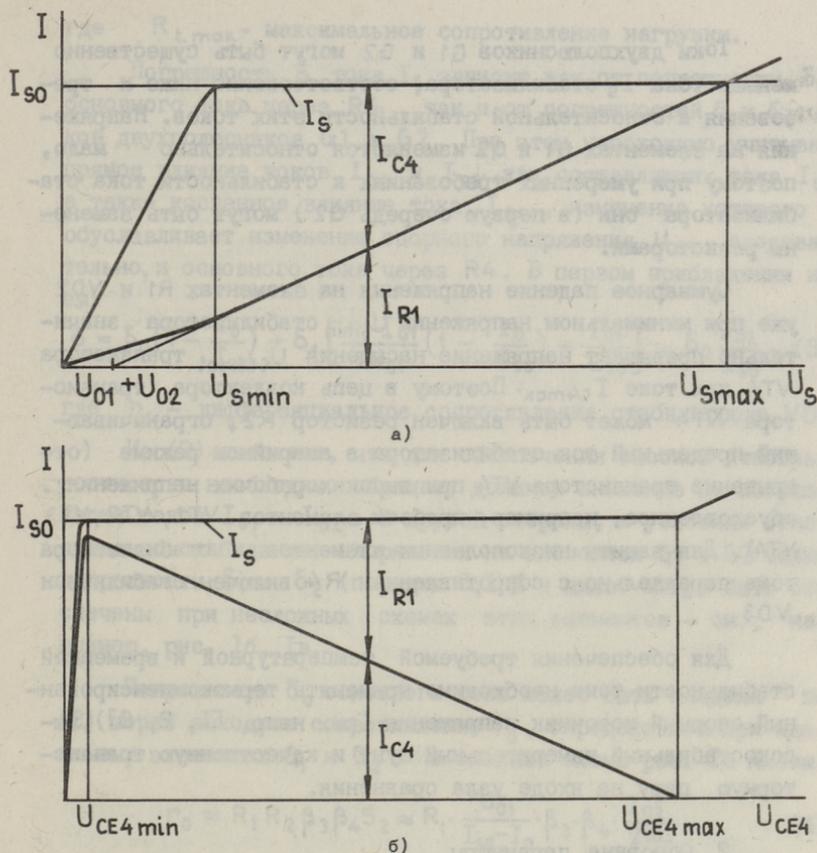


Рис. 2. Распределение тока I_s между регулирующим транзистором (ток I_{C4}) и параллельным резистором (ток I_{R1}) в зависимости: а - от напряжения стабилизатора U_s ; б - от напряжения регулирующего транзистора U_{CE4} .

затора ток через резистор $R1$, стабилитрон $VD2$ и измерительный шунт $R4$ увеличивается, вызывая увеличение напряжения на $R4$. Это обуславливает увеличение тока транзистора $VT2''$ и уменьшение тока транзистора $VT2'$, а также тока транзисторов $VT1'$ и $VT1''$, образующих токовое зеркало. В результате чего уменьшается ток через транзистор $VT3$ и регулирующий транзистор $VT4$, а суммарный ток через $R4$, благодаря большому усилению узла сравнения, изменяется незначительно. При напряжении $U_s \geq U_{Smax}$ регулирующий транзистор заперт.

Токи двухполюсников G1 и G2 могут быть существенно меньше тока I_S стабилизатора, соответственно ниже и требования к относительной стабильности этих токов. Напряжения на элементах G1 и G2 изменяются относительно мало, поэтому при умеренных требованиях к стабильности тока стабилизатора они (в первую очередь G2) могут быть заменены резисторами.

Суммарное падение напряжения на элементах R1 и VD2 уже при минимальном напряжении U_{Smin} стабилизатора значительно превышает напряжение насыщения U_{CE4sat} транзистора VT4 при токе I_{C4max}. Поэтому в цепь коллектора транзистора VT4 может быть включен резистор R2, ограничивающий предельный ток стабилизатора в аварийном режиме (открытие транзистора VT4 при высоких рабочих напряжениях, обусловленное, например, пробоем элементов VT1, VT2, VT3, VT4). Для защиты низковольтных элементов стабилизатора тока параллельно с сопротивлением R4 включен стабилитрон VD3.

Для обеспечения требуемой температурной и временной стабильности тока необходимо применять термокомпенсированный опорный источник напряжения (см. напр. [1, 2, 6]), высокостабильный измерительный шунт и качественную транзисторную пару на входе узла сравнения.

2. Основные параметры

Качество стабилизации тока I_S может быть охарактеризовано относительной погрешностью тока δ, коэффициентом стабилизации k и средним выходным сопротивлением r:

$$\delta = \pm \frac{\Delta I_S}{I_{S0}}; \quad k = \frac{I_{S0}}{\Delta I_S}; \quad r = \frac{\Delta U_S}{\Delta I_S}, \quad (1)$$

где ΔU_S = U_{Smax} - U_{Smin} - диапазон изменения рабочего напряжения стабилизатора;

I_{S0}, ΔI_S - средний ток стабилизатора и его изменение при U_{Smin} ≤ U_S ≤ U_{Smax}.

Согласно (1):

$$|\delta| = \frac{1}{2k} = \frac{1}{2r} \cdot \frac{\Delta U_S}{I_{S0}} = \frac{R_{Lmax}}{2r}, \quad (2)$$

где $R_{L \max}$ - максимальное сопротивление нагрузки.

Погрешность δ тока I_3 зависит как от погрешности δ_0 основного тока через R_4 , так и от погрешностей δ_1 и δ_2 токов двухполосников G_1 и G_2 . При этом необходимо учитывать прямое влияние токов I_{01} и I_{02} как составляющих тока I_3 , а также косвенное влияние тока I_{01} , изменение которого обуславливает изменение опорного напряжения U_{01} , следовательно, и основного тока через R_4 . В первом приближении имеем:

$$\delta = \delta_0 \left(1 - \frac{I_0}{I_{S0}}\right) + \delta_1 \left[\frac{r_1 \cdot I_{01}}{U_{01}} \left(1 - \frac{I_0}{I_{S0}}\right) + \frac{I_{01}}{I_{S0}} \right] + \delta_2 \frac{I_{02}}{I_{S0}}, \quad (3)$$

где r_1 - дифференциальное сопротивление стабилитрона VD_1 .

Из (3) вытекает, что для обеспечения высокой стабильности тока необходимо обращать должное внимание на погрешности токов I_{01} и I_{02} . С другой стороны, в условиях относительно стабильного напряжения на элементах G_1 и G_2 малые погрешности δ_1 и δ_2 (порядка 0,1 % и ниже) могут быть обеспечены при несложных схемах этих элементов - см., например, рис. 1б, 1в.

Погрешность δ_0 основного тока может быть найдена по (2) через выходное сопротивление r_0 , определенное при идеальных элементах G_1 и G_2 . Из анализа схемы рис. 1а имеем:

$$r_0 \approx R_1 R_2 \beta_3 \beta_4 S_2 \approx R_1 \cdot \frac{U_{01}}{I_{S0} - I_0} \cdot \beta_3 \cdot \beta_4 \cdot \frac{I_{02}}{2\varphi_T}, \quad (4)$$

где β_3, β_4 - усиления по току транзисторов VT_3 и VT_4 ;

S_2 - крутизна транзисторов VT_2' и VT_2'' ;

φ_T - температурный потенциал;

при $T = 300$ К $\varphi_T \approx 26$ мВ.

Наиболее эффективным способом для увеличения r_0 (уменьшения δ_0) является увеличение параметра β_3 , при применении в случае необходимости вместо транзистора VT_3 схемы Дарлингтона. Выбор остальных параметров из (4) связан с дополнительными ограничениями, рассматриваемыми ниже.

Предельные значения рабочих напряжений, диапазон их измерения ΔU_S , а также энергетические параметры стабилизатора могут быть найдены по выражениям, вытекающим из анализа электрической схемы рис. 1 с учетом распределения тока по рис. 2:

$$U_{S\min} = U_{01} + U_{02} + R_1(I_{S0} + \beta_4 I_0) / (\beta_4 + 1); \quad (5a)$$

$$U_{S\max} = U_{01} + U_{02} + R_1 I_{S0}; \quad (5b)$$

$$\Delta U_S = R_1(I_{S0} - I_0) \cdot \alpha_4, \quad (5b)$$

где $\alpha_4 = \beta_4 / (\beta_4 + 1)$ - передача по току транзистора VT4 при включении с общей базой.

Максимальная мощность, рассеиваемая на параллельном резисторе R1 :

$$P_{R1\max} = I_{S0}^2 \cdot R_1 \text{ при } U_S = U_{S\max}. \quad (6)$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе VT4:

$$P_{C4\max} = \frac{(I_{S0} \cdot R_1 + U_{02})^2}{4(R_1 + R_2)} = \frac{(U_{S\max} - U_{01})^2}{4(R_1 + R_2)}, \quad (7)$$

При

$$U_{CE4} = (I_{S0} \cdot R_1 + U_{02}) / 2 = U_{CE4\max} / 2;$$

$$I_{C4} = (I_{S0} \cdot R_1 + U_{02}) / 2 (R_1 + R_2),$$

где U_{CE4}, I_{C4} - напряжение и ток коллектора транзистора VT4.

При $U_{01} \ll U_{S\max}$ и $R_2 \ll R_1$ из (6) и (7) следует:

$$P_{C4\max} \approx 0,25 P_{R1\max}. \quad (8)$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе классического стабилизатора тока, выражается в виде:

$$P'_{C\max} = I'_C \cdot U'_{CE\max} \text{ при } U'_{CE} = U'_{CE\max}, \quad (9)$$

где $I'_C = I'_{S0}, U'_{CE}$ - ток и напряжение регулирующего транзистора.

Из сравнения (7) и (9) вытекает, что $P'_{C\max} \approx 4P_{C4\max}$ при одинаковых токах стабилизаторов $I_{S0} = I'_{S0}$. Следовательно, при выборе $I_{S0} = 4I'_{S0}$ имеем: $P'_{C\max} \approx P_{C4\max}$. Однако и в таком случае наиболее трудный тепловой режим регулирующего транзистора классического стабилизатора соответствует $U'_{CE} = U'_{CE\max}$, что резко уменьшает надежность устройства. В данном стабилизаторе при $U_{CE4} = U_{CE4\max}$ регулирующий транзистор заперт, причем $I_{C4} < I'_{S0}$ при $U_{CE4} > 0,75 U_{CE4\max}$.

Коэффициент полезного действия $\eta = P_{L\max} / P_{S\max}$ данного стабилизатора определяется выражением:

$$\eta = \frac{I_{s0} \cdot \Delta U_s}{I_{s0} \cdot U_{s\max}} = \frac{R_1(I_{s0} - I_0)}{U_{01} + U_{02} + R_1 I_{s0}} \cdot \alpha_4. \quad (10)$$

Согласно (10), схема рис. 1 наиболее подходящая для высоковольтных стабилизаторов с $U_{01} + U_{02} \ll U_{s\max}$. При $I_0 \ll I_{s0}$ для таких стабилизаторов $\eta \approx \alpha_4$.

3. Основы расчета

При разработке стабилизатора тока исходят, как правило, из его тока I_{s0} с допустимой погрешностью δ и максимального напряжения нагрузки $U_{L\max} = \Delta U_s$. На основе этих данных параметры элементов стабилизатора определяются следующим образом.

Параметры режима работы стабилитронов VD1, VD2 и VD3 выбирают исходя из выражений (2) - (5), (10) и из требования обеспечения оптимального режима работы элементов VT1, VT2, VT3, G1 и G2. Напряжения стабилитронов целесообразно выбирать в пределах: $U_{01} = (2 \div 20) B \ll U_{s\max}$; $U_{02} = (2 \div 4) B \ll U_{s\max}$; $U_{03} = U_{01} + (2 \div 6) B$. Токи стабилитронов VD1 и VD2 определены токами I_{01} и I_s соответственно, кратковременный предельный ток стабилитрона VD3 равен $(U_{s\max} - U_{03}) / R_2$.

Токи двухполюсников G1 и G2 определяют режим работы опорного стабилитрона и узла сравнения, причем для уменьшения влияния неустойчивости этих токов они должны быть выбраны маленькими. Однако при уменьшении тока I_{02} уменьшается, согласно (2) и (4), сопротивление r_0 и увеличивается погрешность δ , а при уменьшении тока I_{01} увеличивается сопротивление r_1 (см. (3)) и погрешность δ . Поэтому наиболее оптимальными обычно являются значения токов $I_{01}, I_{02} = (10^{-2} \div 10^{-4}) \cdot I_{s0}$.

Транзисторы VT1, VT2 и VT3 - низковольтные с коллекторным напряжением $U_{cek\max} > U_{02}$; $k \in \{1, 2, 3\}$ и токами $I_{c1\max}, I_{c2\max} \geq I_{02}$; $I_{c3\max} \geq I_{s0} / (\beta_4 + 1)$, причем усиление по току транзистора VT3 целесообразно выбирать наибольшим: $\beta_3 = 200 - 500$, а при необходимости заменить транзистор схемой Дарлингтона.

Транзистор VT4 - высоковольтный с коллекторным напряжением $U_{ce4\max} \geq U_{s\max} - U_{01}$ и током $I_{c4\max} \geq I_{s0}$.

Требуемое значение $P_{C4\max}$ определяется по (7). Усиление по току высоковольтных транзисторов небольшое: $\beta_4 = 15-50$.

Сопротивления резисторов R_1, R_2 и R_4 определяются по выражениям, вытекающим из анализа схемы рис. I и из (5):

$$R_1 = \Delta U_S (\beta_4 + 1) / (I_{S0} - I_0) \cdot \beta_4; \quad (\text{IIa})$$

$$R_2 = (U_{S\min} - U_{O1} - U_{CE4\text{sat}}) / (I_{S0} - I_0); \quad (\text{IIб})$$

$$R_4 = U_{O1} / (I_{S0} - I_0), \quad (\text{IIв})$$

а сопротивление резистора R_3 определяется применяемым транзистором VT_4 , обычно в пределах $10^2 - 10^4$ Ом. Мощность $P_{R1\max}$ определяется по (6).

Емкость конденсатора C_1 подбирается экспериментально в пределах (1 - 100) нФ.

4. Эксперимент

Стабилизатор тока с $I_{S0} = 100$ мА и $\Delta U_S > 330$ В собран по схеме рис. I из элементов со следующими параметрами: $U_{O1} = 6,8$ В; $U_{O2} = 3,3$ В; $U_{O3} = 10$ В; $I_{O1} = 0,5$ мА; $I_{O2} = 1$ мА; $\beta_3 > 300$; $\beta_4 > 20$; $R_1 = 3,6$ кОм; $R_2 = 220$ Ом, $R_4 = 69$ Ом. Токостабилизирующий двухполюсник G_1 выполнен по схеме рис. Iв с соответствующим подбором транзисторов VT' и VT'' , причем напряжение отсечки для VT' на 0,8...1,2 В выше напряжения отсечки для VT'' . Двухполюсник G_2 выполнен по схеме рис. Iб.

Сопротивления R_1, R_2 и R_4 выбраны на основе расчетов по (II). Уточнение токов I_{S0} и I_{O2} осуществлено подбором сопротивлений резисторов R_4 и R .

Результаты эксперимента:

$U_{S\min} = 33$ В; $U_{S\max} = 371$ В; $\Delta U_S = 338$ В; $|\delta_1| < 0,05$ %; $|\delta_2| < 0,1$ %; $|\delta| < 0,01$ %; $k > 5500$; $r > 20$ МОм. Эти результаты хорошо согласуются с расчетными по (2), (3) и (5) данными.

Энергетические параметры стабилизатора тока, найденные по (6), (7) и (10):

$$P_{R1\max} = 36 \text{ Вт}; P_{C4\max} = 8,6 \text{ Вт при } U_S = 182 \text{ В}; \eta = 91 \text{ \%}.$$

6. Заключение

Как показали анализ и эксперимент, рассмотренные выше, высоковольтный двухполюсный стабилизатор тока, в котором осуществлен принцип перераспределения тока между регулирующим транзистором и мощным параллельным резистором, по некоторым показателям положительно отличается от традиционных стабилизаторов тока. Его преимуществами являются:

- четырехкратное уменьшение тепловой нагрузки регулирующего элемента, приводящей к уменьшению требуемой допустимой мощности и стоимости этого элемента;

- запираение регулирующего элемента при максимальном рабочем напряжении, что значительно увеличивает надежность устройства;

- выполнение стабилизатора в виде двухполюсника обеспечивает при применении несимметричного регулирующего элемента (например, высоковольтного п-р-п-транзистора) возможность заземлить одну клемму нагрузки независимо от требуемого направления тока;

- вытекающая из вольт-амперной характеристики устройства возможность последовательного включения двухполюсных стабилизаторов с целью увеличения максимального рабочего напряжения;

- наличие в стабилизаторе защитной цепи, ограничивающей предельный ток аварийного режима и защищающей от перенапряжения низковольтных элементов устройства;

- возможность получения высококачественной стабилизации тока.

Из-за выполнения стабилизатора в виде неавтономного двухполюсника минимальное рабочее напряжение его может, однако, оказаться выше такого напряжения классического стабилизатора, поэтому реализация по рассмотренной выше схеме низковольтных стабилизаторов иногда не оправдана. Кроме того, данный стабилизатор предусмотрен, в первую очередь, для работы с фиксированным током, в то время как регулирование

тока в больших пределах усложняется требованием одновременного изменения как сопротивления измерительного шунта или опорного напряжения, так и сопротивления мощного параллельного резистора.

Л и т е р а т у р а

1. Д о д и к С.Д. Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока. М., Сов. радио, 1980. 344 с.

2. Т и т ц е У., Ш е н к К. Полупроводниковая схемотехника. М., Мир, 1983. 512 с.

3. А.с. 752277 (СССР), Стабилизатор тока на высоковольтном транзисторе / А.Ю. Довгалевский, Н.К. Цымбал - Оpubл. в Б.И., 1980, № 28.

4. O s t t i n g e r F.E., B l a s k b u r n D.L., R u b i n S. Thermal characterization of power transistors. - IEEE Trans. on Electron Devices, 1976, v. ED-23, N 9, p. 831-838.

5. М я н н а м а В.Р., Я р в а л ь т А.Э. Некоторые вопросы определения области безопасной работы мощных транзисторов. - Тр. Таллинск. политехн. ин-та, 1981, № 519, с. 27-32.

6. Ч у р б а к о в А.В. Прецизионный источник опорного напряжения. Приборы и техника эксперимента, 1984, № 3, с. 158-160.

7. А.с. II51936 (СССР). Стабилизатор тока / В.Р. Мяннама - Оpubл. в Б.И., 1985, № 15.

V. Männama

The High Voltage Current Stabilizer

Abstract

A new circuit of high-voltage two-pole current stabilizer with high reliability and low power dissipation of regulating transistor is analysed. Experimental results are given.

А. Лаансоо, В. Мяннама, О. Пикков

ИЗМЕРИТЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВЫХ ВЕНТИЛЕЙ

Параметрами, характеризующими быстродействие силовых вентилях, являются время восстановления t_{rr} и заряд восстановления Q_{rr} [1]. Их определение происходит при максимальной рабочей температуре (наихудший случай), согласно рисункам 1 и 2.

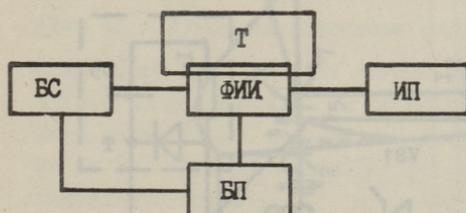


Рис. 1.

Структурная схема измерителя: БС - блок синхронизации, ФИИ - формирователь испытательных импульсов, ИП - измерительный преобразователь, Т - термостат, БП - блок питания.

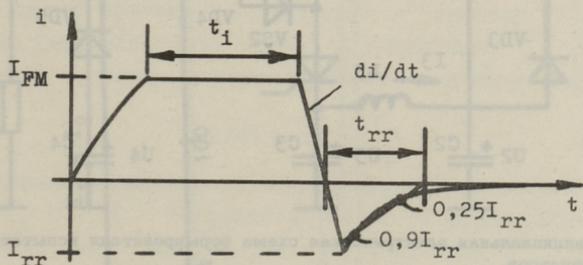


Рис. 2. Испытательные импульсы с задаваемыми и измеряемыми параметрами.

Время восстановления t_{rr} - это отрезок времени от начала обратного тока через диод до момента, определяемого формой импульса обратного тока, согласно рис. 2; спад обратного тока аппроксимируется прямой линией, проходящей через точки $0,9 I_{rr}$ и $0,25 I_{rr}$, где I_{rr} - амплитуда импульса обратного тока. Заряд восстановления непосредственно не измеряет-

ся, а вычисляется согласно формуле "треугольника"

$$Q_{rr} = 0,5 \cdot I_{rr} \cdot t_{rr}.$$

Проектирование измерительной аппаратуры должно соответствовать рис. 1 и 2, т.е. горизонтальная часть импульса прямого тока на уровне I_{FM} должна быть достаточно длительной для обеспечения стационарного режима, а скорость спада di/dt должна соответствовать заданной величине с точностью не ниже $\pm 10\%$.

Наиболее ответственной частью измерителя динамических параметров явился формирователь испытательных импульсов (ФИИ). Остальные блоки схемы на рис. 1 были выполнены при использовании либо стандартной аппаратуры (термостат, осциллограф в качестве измерительного преобразователя), либо несложных электронных схем (блок синхронизации, блок питания).

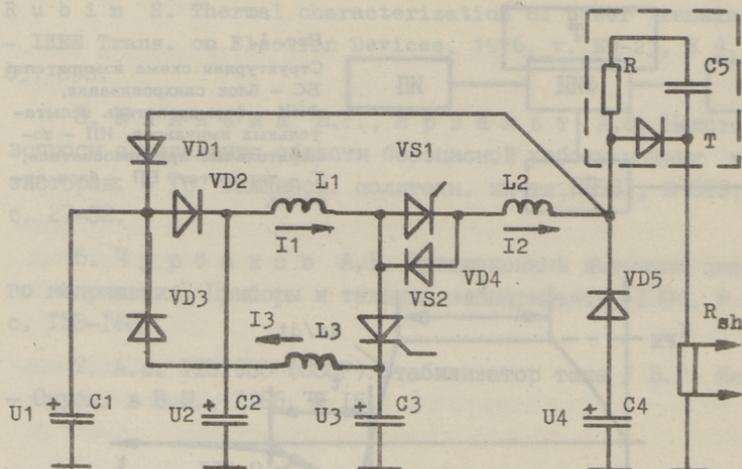


Рис. 3. Принципиальная электрическая схема формирователя испытательных импульсов.

Принципиальная электрическая схема ФИИ представлена на рис. 3. Она отвечает основным требованиям, предъявляемым при ее разработке, как то: повышение точности режима измерения и гибкости его установления, увеличение надежности и к.п.д. устройства по сравнению с известными ФИИ [2 - 5].

Формирователь работает следующим образом. (См. рис. 4 и 5.) В промежутках между испытательными импульсами накопи-

только конденсаторы $C1 \dots C4$ подзаряжаются от ИТ до требуемых исходных напряжений U_{10}, U_{20}, U_{30} и U_{40} , определение величин которых рассматривается ниже (согласно [1], $U_{40} = U_{EM} = 100 \pm 10$ В).

В момент времени t_0 открывается тиристор $V51$. Ток $I_1 = I_2$ контура $C2, L, V51, R_{EM}$ начинает увеличиваться по экспоненте, а напряжение конденсатора $C2$ - уменьшаться по косинусоиду. Ток I_2 достигает амплитудного значения

при $t = t_1$ (рис. 4). В этот момент тиристор $V51$ закрывается, ток I_1 падает до нуля, а ток I_2 продолжает увеличиваться по экспоненте. В момент времени t_2 конденсатор $C2$ разряжается, ток I_2 падает до нуля, а ток I_1 продолжает увеличиваться по экспоненте.

В момент времени t_3 тиристор $V52$ открывается, ток I_1 начинает уменьшаться по экспоненте, а напряжение конденсатора $C3$ - по косинусу снижаться до требуемого значения скорости спода ИИТ

обеспечивая соответствующее значение исходного напряжения $U_{10} = U_{20}$. В момент времени t_4 тиристор $V52$ закрывается, ток I_1 падает до нуля, а ток I_2 продолжает увеличиваться по экспоненте.

В момент времени t_5 тиристор $V53$ открывается, ток I_1 начинает уменьшаться по экспоненте, а напряжение конденсатора $C4$ - по косинусу снижаться до требуемого значения скорости спода ИИТ

обеспечивая соответствующее значение исходного напряжения $U_{10} = U_{20}$. В момент времени t_6 тиристор $V53$ закрывается, ток I_1 падает до нуля, а ток I_2 продолжает увеличиваться по экспоненте.

В момент времени t_7 тиристор $V54$ открывается, ток I_1 начинает уменьшаться по экспоненте, а напряжение конденсатора $C4$ - по косинусу снижаться до требуемого значения скорости спода ИИТ

обеспечивая соответствующее значение исходного напряжения $U_{10} = U_{20}$. В момент времени t_8 тиристор $V54$ закрывается, ток I_1 падает до нуля, а ток I_2 продолжает увеличиваться по экспоненте.

В момент времени t_9 тиристор $V55$ открывается, ток I_1 начинает уменьшаться по экспоненте, а напряжение конденсатора $C4$ - по косинусу снижаться до требуемого значения скорости спода ИИТ

обеспечивая соответствующее значение исходного напряжения $U_{10} = U_{20}$. В момент времени t_{10} тиристор $V55$ закрывается, ток I_1 падает до нуля, а ток I_2 продолжает увеличиваться по экспоненте.

В момент времени t_{11} тиристор $V56$ открывается, ток I_1 начинает уменьшаться по экспоненте, а напряжение конденсатора $C4$ - по косинусу снижаться до требуемого значения скорости спода ИИТ

обеспечивая соответствующее значение исходного напряжения $U_{10} = U_{20}$. В момент времени t_{12} тиристор $V56$ закрывается, ток I_1 падает до нуля, а ток I_2 продолжает увеличиваться по экспоненте.

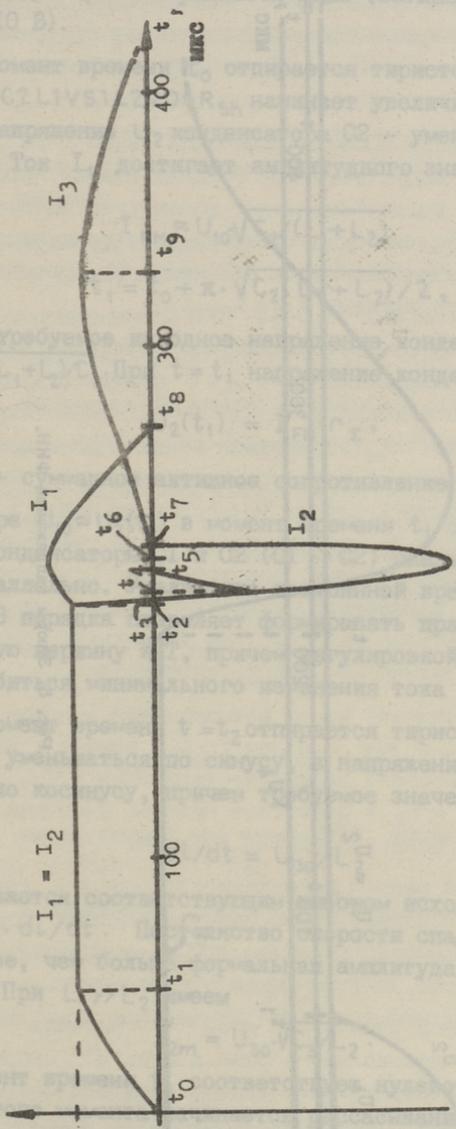


Рис. 4. Эпюры токов ФИИ.

ся, а определяется согласно формуле "треугольника"

Проектирование нечетной симметричной структуры должно соответствовать рис. 1 и 2, т.е. в области частотной характеристики прямого тока на уровне 1-го и 2-го гармонических составляющих для обеспечения стабильности работы при изменении температуры на 10% должна соответствовать величина $\Delta U/U$ не более 10%.

Наиболее ответственным параметром является форма кривой напряжения (ФНН). Остальные блоки структуры (стабилизаторы, делители, фильтры и т.д.) являются пассивными элементами, поэтому их параметры не зависят от температуры.

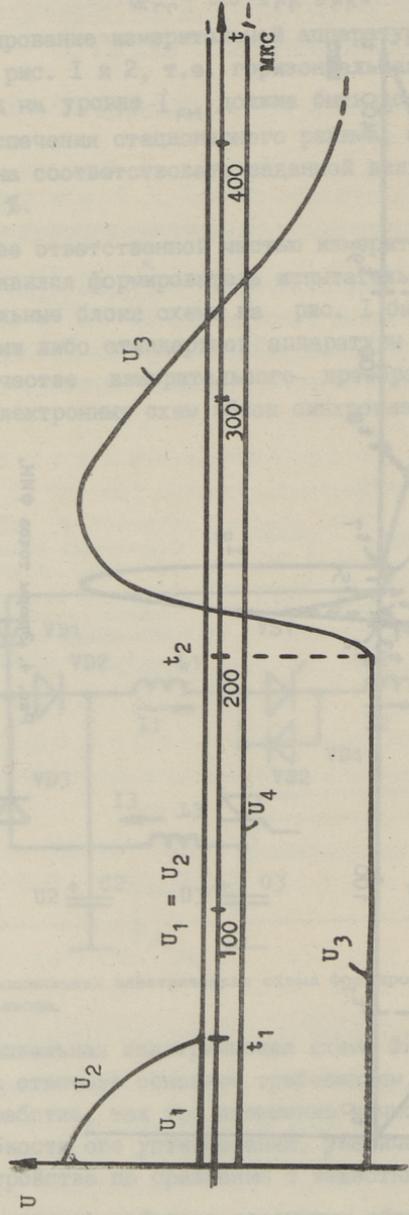


Рис. 5. Эпюры напряжений ФНН.

тельные конденсаторы $C1 \dots C4$ подзаряжаются от БП до требуемых исходных напряжений U_{10}, U_{20}, U_{30} и U_{40} , определение величин которых рассматривается ниже (согласно [1], $U_{40} = U_{RM} = I_{00} \pm 10$ В).

В момент времени t_0 отпирается тиристор VS1. Ток $I_1 = I_2$ контура $C2L1VS1L2VD6R_{SH}$ начинает увеличиваться по синусоиде, а напряжение U_2 конденсатора C2 - уменьшаться по косинусоиде. Ток I_1 достигает амплитудного значения

$$\text{при } I_{FM} \approx U_{10} \sqrt{C_2 / (L_1 + L_2)} \quad (1)$$

$$t_1 = t_0 + \pi \cdot \sqrt{C_2 (L_1 + L_2)} / 2, \quad (2)$$

поэтому требуемое исходное напряжение конденсатора C2: $U_{20} = I_{FM} \sqrt{(L_1 + L_2) / C_2}$. При $t = t_1$ напряжение конденсатора C2:

$$U_2(t_1) = I_{FM} \cdot r_{\Sigma}, \quad (3)$$

где r_{Σ} - суммарное активное сопротивление контура тока.

При выборе $U_{10} \approx U_2(t_1)$ в момент времени t_1 открывается диод VD2 и конденсаторы C1 и C2 ($C1 \gg C2$) оказываются включенными параллельно. Увеличение постоянной времени контура тока на 2-3 порядка позволяет формировать практически горизонтальную вершину ИТ, причем регулировкой напряжения U_{10} можно добиться минимального изменения тока вершины.

В момент времени $t = t_2$ отпирается тиристор VS2. Ток I_2 начинает уменьшаться по синусу, а напряжение U_3 конденсатора C3 - по косинусу, причем требуемое значение скорости спада ИТ

$$di/dt = U_{30} / L_2 \quad (4)$$

обеспечивается соответствующим выбором исходного напряжения $U_{30} = L_2 \cdot di/dt$. Постоянство скорости спада соблюдается тем точнее, чем больше формальная амплитуда I'_{2m} колебания тока I_2 . При $L_1 \gg L_2$ имеем

$$I'_{2m} = U_{30} \sqrt{C_3 / L_2}. \quad (5)$$

Момент времени t_3 соответствует нулевому току I_2 (току ИВ). С этого момента начинается рассасывание заряда в ИВ, а также запираение тиристора VS1 и разветвление тока I_2 через диод VD4. При $t = t_4$ обратный ток ИВ максимален (I_{rR}), и начинается спад импульса обратного тока. Момент времени t_5 соответствует практическому закрытию ИВ.

С рассасыванием заряда в ИВ увеличивается его сопротивление, что обуславливает скачкообразное увеличение обратного напряжения ИВ в окрестности момента $t=t_4$ и открытие диода VD5. Тем самым обратное напряжение ИВ фиксируется на уровне напряжения конденсатора C4 большой емкости: $U_{\text{ИВ}} = U_{C4}$.

Ввиду конечного времени включения диода VD5, а также из-за паразитных индуктивностей соединительных проводов на ИВ в процессе выключения могут возникнуть высокочастотные колебания. Для их подавления предусмотрена цепочка RC5, подключенная непосредственно к ИВ внутри термостата и имеющая постоянную времени $\tau \ll t_{\text{rr}}$ [1].

После выключения ИВ продолжается перезаряд конденсатора C3. При этом напряжению $U_3 \approx U_4 < 0$ соответствует максимум тока I_2 ; а напряжению $U_3 \approx U_1 = U_2 > 0$ — максимум тока I_1 и возникновение тока I_3 (открытие диода VD3 в момент времени t_6). Максимальное положительное напряжение конденсатора C3 соответствует условию $I_2 = I_3$, после чего за счет превалирования тока I_3 напряжение U_3 снова уменьшается до определенного отрицательного значения. При соответствующем выборе свободных параметров схемы ФИИ конечное напряжение U_3 может быть доведено до U_{30} , чем достигается дальнейшее упрощение БП и увеличение к.п.д. устройства.

После прохождения через максимум ток I_2 превращается в ноль при $t=t_7$, а ток I_1 — при $t=t_8$, причем изменение знака тока I_2 вызывает запирающее действие тиристора VS2. Ток I_3 максимален при $t=t_9$ и достигает нулевого значения при $t=t_{10}$. Тем самым цикл работы ФИИ окончен.

Для надежной работы формирователя выбором параметров его элементов необходимо обеспечить выполнение условий $t_{\text{off}1} < t_7 - t_3$; $t_{\text{off}2} < t_9 - t_8$, где $t_{\text{off}1}$, $t_{\text{off}2}$ — времена восстановления тиристоры VS1 и VS2 соответственно.

При нормальной работе ФИИ диод VD1 надежно заперт. Диод открывается только при обрыве в цепи ИВ (например, при отсутствии ИВ в измерительном гнезде), защищая от перенапряжения быстродействующий диод VD5.

Несмотря на относительную простоту схемы ФИИ на рис. 3 точное аналитическое определение токов и напряжений в нем затруднено из-за наличия большого количества нелинейных

элементов. При расчетах необходимо учитывать также паразитные параметры элементов, в первую очередь, активные сопротивления дросселей L_1, L_2 и L_3 и дифференциальные сопротивления тиристоров и диодов, которые вместе с сопротивлением измерительного шунта $R_{sh} = 10 \text{ мОм}$ заметно влияют на амплитуды и временной ход напряжений и токов. Поэтому подробный анализ схемы и оптимизация ее параметров был проведен методом переменных состояния на ЭВМ при следующих исходных данных:

- амплитуда импульса прямого тока (ИПТ) $I_{FM} = \pi (10; 12,5; 16; 20; 25; 30; 40; 50; 63; 80; 100) \text{ А}$;
- длительность ИПТ $t_2 - t_0 = 200 \text{ мкс}$;
- скорость спада ИПТ $|di/dt| = (50; 100; 200) \text{ А/мкс}$;
- амплитуда обратного напряжения $U_{RM} = 100 \text{ В}$;
- длительность t' импульса $U_{RM} \cdot t' > 4 \text{ мкс}$.

Расчет схемы ФИИ позволил определить значения параметров элементы схемы и уточнить величины требуемых исходных напряжений $U_{10} \div U_{30}$ для отмеченных выше параметров испытательных импульсов. Например, для $I_{FM} = \pi \cdot 100 \text{ А}$; $di/dt = 200 \text{ А/мкс}$ имеем: $C1 = 4,5 \text{ мкФ}$; $C2 = 20 \text{ мкФ}$; $C3 = 30 \text{ мкФ}$; $C4 = 3 \text{ мкФ}$; $L1 = 60 \text{ мкГ}$; $L2 = 2,9 \text{ мкГ}$; $L3 = 130 \text{ мкГ}$; $U_{10} = 56 \text{ В}$; $U_{20} = 600 \text{ В}$; $U_{30} = -600 \text{ В}$.

Далее, анализ показал, что

- время t_{off1} должно быть менее 18 мкс , а время t_{off2} менее 40 мкс ;
- максимальный ток через $VS1$ достигает $1,6 \text{ кА}$, а через $VD4$ и $VD5$ - $1,4 \text{ кА}$;
- нелинейность спада ИПТ не превышает $\pm 5 \%$.

Установление в ФИИ различных режимов по I_{FM} происходит переключением исходных напряжений U_{10} и U_{20} , а по di/dt - переключением индуктивностей $L2$ и регулировкой напряжения U_{30} .

Конструктивное решение ФИИ связано, в первую очередь, с требованием минимизации паразитных индуктивностей соединительных проводов между ИВ, измерительным шунтом R_{sh} , диодом $VD5$ и конденсатором $C4$ с целью подавления паразитных колебаний и обеспечения заданного режима измерения быстро-

действующих ИВ. Для этого экранированный блок ФИИ непосредственно прикреплен к корпусу термостата, а элементы С4, VD5 и R_{SH} образуют компактный узел, к которому через бифилярную пару шин подключено измерительное гнездо с ИВ в термостате. К этому узлу через малоиндуктивные соединительные шины подключены также элементы L2, VS1, VS2, VD4, и СЗ схемы ФИИ. Расположение остальных элементов схемы оказалось менее критическим.

Как показали результаты экспериментального исследования (в качестве измерительного преобразователя использовался запоминающий осциллограф С8-12), измеритель, изготовленный согласно рис. 1 и 3, обеспечивал нужные режимы измерения при прямых токах в диапазоне 3I,4...3I4 А и скоростях спада прямого тока 50, 100 и 200 А/мкс с фиксацией обратного напряжения на уровне 100 В. Погрешность измерения времени обратного восстановления определяется, в первую очередь, параметрами осциллографа, шунта и соединительного кабеля, она должна быть согласована в целях подавления паразитных высокочастотных колебаний. Разрешающую способность использованной аппаратуры можно охарактеризовать цифрами $I_{гр} = 1$ А и $t_{гр} = 10$ нс. При больших токах и временах эти величины можно рассматривать как абсолютные погрешности результата измерения. Резервы повышения точности измерения при малых прямых и обратных тока заключаются в увеличении сопротивления токового шунта. В изготовленном образце измерителя использовался шунт с сопротивлением около десяти миллиом.

Л и т е р а т у р а

1. ГОСТ 24461-80. Приборы полупроводниковые силовые. Методы измерений и испытаний.
2. А.с. 521532 (СССР). Устройство для измерения характеристик полупроводниковых вентилях / В.Е. Скороваров, В.П. Жмуров. - Оpubл. в БИ, 15.07.76 г. № 26.
3. А.с. 752204 (СССР). Устройство для испытания силовых вентилях / С.И. Бардинский и др. - Оpubл. в БИ, 30.07.80 г. № 28.

4. Аронов В.П., Федотов Я.А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов. М., Высшая школа, 1975. 325 с.

5. Чебовский О.Г., Моисеев Л.Г. Испытания силовых полупроводниковых приборов. М., Энергоиздат, 1981. 200 с.

A. Laansoo, V. Männama,

O. Pikkov

A Measurer for Power Diodes

Dynamic Parameters

Abstract

In this paper the problems of the measurement of the power diodes offset time are discussed. The equipment described is constructed for the forward current up to 314 A and has three fixed forward current turn-off rates: 50, 100, 200 A/ μ s.

ДВУМЕРНЫЙ АНАЛИЗ ПРОЦЕССА ВЫКЛЮЧЕНИЯ СИЛОВОГО
ТРАНЗИСТОРА

Доминирующим процессом, определяющим динамические характеристики мощных высоковольтных транзисторов в режиме переключения, является процесс переноса неосновных носителей тока — дырок в слаболегированной области коллектора [1, 2]. Обычно этот процесс рассматривается в рамках одномерного приближения [1–3]. Однако при выключении мощных высоковольтных транзисторов (МВТ) в типичных цепях с индуктивным характером нагрузки, эффект сжатия эмиттерного тока может наблюдаться даже на этапе рассасывания, когда коллекторный ток I_k практически не меняется и близок к максимальной величине [4]. При этом плотность тока в центре эмиттера может достигнуть критических значений, при которых наблюдается явление лавинной инжекции в коллекторной области и, как следствие — вторичный пробой МВТ [5].

Существующие двумерные численные модели учитывающие указанные эффекты, громоздки и малопригодны для предсказания поведения и оптимизации структуры приборов.

В настоящей работе предложена аналитическая модель, описывающая процесс выключения МВТ в условиях относительно постоянного тока коллектора и являющаяся развитием работ [2, 6].

I. Постановка задачи

Рассмотрим типичную $p^+ - p - p^- - p^+$ -структуру МВТ со слаболегированным p^- -коллектором, отдельный элемент которой условно изображен на рис. 1. Полагаем, что исходное состояние транзистора соответствовало режиму избыточной модуляции

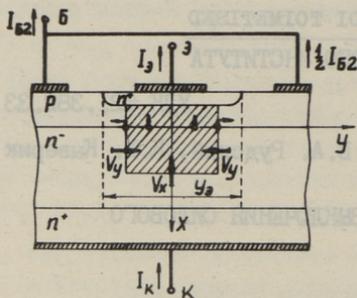


Рис. 1. Структура отдельного элемента р-п-п-мощного высоковольтного транзистора.

коллектора, т.е. прямой базовый ток $I_{\delta 1}$ удовлетворял неравенству [2]:

$$I_{\delta 1} > I_{\delta M} = I_K \left(\frac{w_K^2}{4 D_n \cdot \tau_p} + \frac{1}{\beta_{2p}} \right), \quad (I)$$

где $I_{\delta M}$ — базовый ток в режиме полной модуляции коллектора, в котором глубина модулированной области коллекто-

ра и с избыточными носителями, инжектируемыми базой, достигает значения толщины п-коллектора w_K ; D_n — коэффициент диффузии электронов; τ_p — время жизни дырок в коллекторе; β_{2p} — коэффициент усиления МВТ в граничном режиме.

После коммутации базового тока с прямого направления на обратное амплитудой $I_{\delta 2}$ начинается процесс выноса избыточных дырок из коллекторной области. Динамика избыточного заряда дырок $Q(t)$ определяется уравнением сохранения заряда, решение которого при известном и неизменном во времени дырочном токе через коллекторный переход I_p имеет вид

$$Q(t) = -I_p \cdot \tau_p (1 - e^{-t/\tau_p}) + Q(0) e^{-t/\tau_p}. \quad (2)$$

Здесь $Q(0)$ — начальный заряд дырок в коллекторе.

Как следует из работ [1, 2], величины I_p и $Q(0)$ можно связать с базовым током с помощью следующих соотношений

$$I_p = I_{\delta 2} + I_K / \beta_{2p}; \quad Q(0) = (I_{\delta 1} - I_K / \beta_{2p}) \tau_p. \quad (3)$$

При относительно малых значениях $I_{\delta 2} \leq 0,3 \cdot I_K$ распределение дырок в модулированной зоне коллектора близко к линейному с наклоном, пропорциональным плотности тока коллектора $j_K = I_K / S(t)$, где $S(t)$ — эффективная площадь эмиттера, являющаяся функцией времени. Направим координатную ось x перпендикулярно плоскости р-п-переходов вдоль оси симметрии

элементарного транзистора, а ось Y расположим вдоль плоскости перехода база-коллектор, как показано на рис. 1. Модулированная область коллектора аппроксимируется прямоугольником, ширина которого в начальном состоянии $y(0)$ может несколько превышать ширину эмиттера y_3 за счет инжекции дырок из пассивной области базы [6]. Переходный процесс условно разобъем на два характерных этапа, соответствующих различным участкам переходной характеристики напряжения. На первом этапе глубина модулированной области коллектора не меняется: $w = w_k$ и процесс выноса дырок сопровождается в основном лишь однородным уменьшением концентрации дырок в области коллектора под эмиттером и преимущественным выносом дырок из области коллектора под пассивной областью базы. Движение границы модулированной зоны коллектора вдоль оси X не происходит вплоть до момента окончания первого этапа t_1 , когда избыточная концентрация дырок у p^-p^+ -перехода спадает до нуля. В режиме избыточной модуляции коллектора распределение плотности тока по ширине эмиттера достаточно однородное, поэтому в течение первого этапа полагаем $y(t) = y_3$. Так как распределение вдоль эмиттера предполагается также однородным, то наклон распределения концентрации дырок вдоль оси X под эмиттером не меняется и определяется плотностью тока $j_k = I_k / L_3 \cdot y_3$, где L_3 — длина плоскости эмиттера. Если на первом этапе выключения обратный ток базы I_{δ_2} эффективно шунтировался $p^-p^-p^+$ диодом перекрытия, то с его восстановлением I_{δ_2} начинает оказывать существенное влияние на распределение концентрации дырок в модулированной зоне коллектора. Преимущественный вынос дырок из крайних участков эмиттера приводит к уменьшению эффективной его ширины $y(t)$ (для $t > t_1$) и увеличению плотности тока $j_k(t)$, несмотря на постоянство общего тока коллектора I_k .

Следуя работе [6], полагаем, что вынос дырок вдоль оси X осуществляется лишь той частью дырочного тока, который определяется неидеальностью эмиттера и составляет величину I_k / β_{ep} , а боковое удаление дырок (по оси Y) осуществляется обратным током базы I_{δ_2} . Внутри модулированной области избыточные носители двигаются только вдоль оси X , распределение концентрации дырок $p(x, t)$ успевае́т проследить изменение эффективной ширины эмиттера $y(t)$ и от координаты Y не зависит.

В этом случае скорость движения боковых границ V_y определяется сравнением величины обратного тока базы с величиной остаточного заряда $Q_x(t)$, приходящегося на единичную площадь эмиттера, т.е.

$$V_y = \frac{dy}{dt} = - \frac{I_{\delta 2}}{L_3 \cdot Q_x(t)}, \quad (4)$$

где

$$Q_x(t) = q \int_0^{w(t)} p(x,t) dx. \quad (5)$$

Скорость изменения положения тыловой границы модулированной области V_x определяется как динамикой заряда $Q_x(t)$ и его связью с толщиной $w(t)$ через соотношения (5), так и скоростью изменения ширины эмиттера ввиду роста плотности тока $j_k = I_k / L_3 y_3$ и изменения распределения концентрации дырок [2]:

$$p(x,t) = \frac{j_k}{2 \cdot q \cdot D_n} [w(t) - x]. \quad (6)$$

2. Переходные характеристики напряжения

Выходное напряжение $U_{кэ}(t)$ на структуре МВТ определяется в основном омическим падением напряжения на немодулированном участке p^- -эмиттера, т.е.

$$U_{кэ}(t) = \frac{I_k \cdot \rho_k \cdot w_k}{S(t)} \left[1 - \frac{w(t)}{w_k} \right], \quad (7)$$

где ρ_k - удельное сопротивление p^- -коллектора.

Из уравнений (5) и (6) следует, что:

$$\frac{w(t)}{w_k} = \sqrt{\frac{S(t) \cdot Q_x(t)}{(I_{\delta n} - I_k / \beta_{2p}) \tau_p}}. \quad (8)$$

Отметим, что закон изменения толщины модулированной области во времени зависит от временных функций $S(t)$ и $Q_x(t)$. На первом участке переходной характеристики движение границы $w(t)$ не происходит, $w = w_k$ и $U_{кэ} \cong 0$. Продолжительность первого этапа t_1 можно определить из решения уравнения заряда (2), учитывая, что на момент t_1 распределение дырок соответствует стационарному в режиме полной модуляции коллектора, т.е. $Q(t_1) = (I_{\delta n} - I_k / \beta_{2p}) \tau_p$, получим

$$t_1 = \tau_{p \text{эфф}} \cdot \ln \left(\frac{I_{\delta_1} + I_{\delta_2}}{I_{\delta_m} + I_{\delta_2}} \right). \quad (9)$$

Зависимость $Q_x(t)$ определим из общего решения (2), учитывая, что вынос дырок из модулированной области коллектора в базу по направлению оси X осуществляется лишь утечкой в эмиттер $\sim I_k / \beta_{2p}$.

Для удобства будем вести отсчет времени на втором этапе t_1 от момента t_1 , т.е. $t' = t - t_1$. Тогда $Q(t'=0) = \tau_p (I_{\delta_m} - I_k / \beta_{2p})$, а площадь эмиттера $S(0) = y_3 \cdot L_3$. Следовательно,

$$Q_x(t') = (I_{\delta_m} \cdot e^{-t'/\tau_p} - I_k / \beta_{2p}) \tau_p / S(0). \quad (10)$$

Для представления переходных характеристик в удобной для пользования форме аппроксимируем выражение (10) для $Q_x(t)$ следующим образом:

$$Q_x(t') = Q_x(0) e^{-t'/\tau'_p}, \quad (11)$$

где $Q_x(0) = Q(0)/S(0)$,

τ'_p — время жизни дырок в коллекторе с учетом рекомбинационной утечки в эмиттерную область.

Оценку τ'_p произведем сравнением результатов (10) и (11), представив экспоненты рядами:

$$\tau'_p = \tau_p \left(1 - \frac{I_k}{\beta_{2p} \cdot I_{\delta_m}} \right). \quad (12)$$

Подставив (11) в (4), получим решение $y(t')$ в следующем виде

$$y(t') = y(0) - \frac{I_{\delta_2} \cdot \tau'_p}{L_3 \cdot Q_x(0)} \cdot (e^{t'/\tau'_p} - 1). \quad (13)$$

Следовательно, изменение эффективной площади во времени:

$$\frac{S(t')}{S(0)} = 1 - \frac{I_{\delta_2}}{I_{\delta_m}} (e^{t'/\tau'_p} - 1) = 1 - \frac{I_{\delta_2} (1 - e^{-t'/\tau'_p})}{I_{\delta_m} e^{-t'/\tau'_p} - I_k / \beta_{2p}}. \quad (14)$$

Тогда из уравнений (8), (11), (14) следует, что:

$$\frac{w(t')}{w_k} = \sqrt{\frac{1}{I_{\delta_m} - I_k / \beta_{2p}} \left[e^{-t'/\tau'_p} (I_{\delta_2} + I_{\delta_m}) - (I_{\delta_2} + I_k / \beta_{2p}) \right]}. \quad (15)$$

Таким образом, выражение (15), определяющее закон движения границы $w(t)$, полностью совпадает с выводом одномерной теории [2].

Относительное изменение эффективности площади эмиттера $S(t)/S(0)$ МВТ в течение переходного процесса нарастания напряжения при различных обратных токах базы показано на рис. 2. Кривые рассчитаны по выражению (14) и соответствуют режимным токам $I_K = 3$ А, $I_{\delta_2 p} = 0,075$ А, $I_{\delta_1 m} = 0,6$ А, типичным для транзисторов типа КТ 828. Видно, что с ростом I_{δ_2} изменение происходит более интенсивно, приближаясь к линейному, поскольку при малых t'/τ_p зависимость (14) аппроксимируется как

$$S(t)/S(0) \approx 1 - \frac{I_{\delta_2} \cdot \tau_p'}{I_{\delta_1 m} \cdot \tau_p}; \quad t_2'/\tau_p = \frac{I_{\delta_1 m}}{I_{\delta_2}}$$

где t_2' — время демодуляции коллектора.

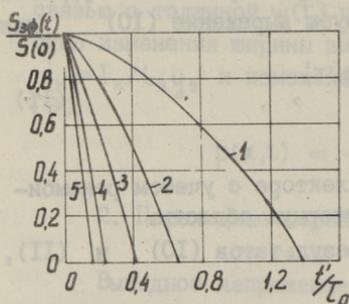


Рис. 2. Изменение эффективной площади эмиттера во время выключения МВТ различными токами базы:

$I_{\delta_1} = 1$ А; $I_K = 3$ А; 1 — $I_{\delta_2} = 0,1$ А; 2 — $I_{\delta_2} = 0,5$ А; 3 — $I_{\delta_2} = 1$ А; 4 — $I_{\delta_2} = 2$ А; 5 — $I_{\delta_2} = 3$ А.

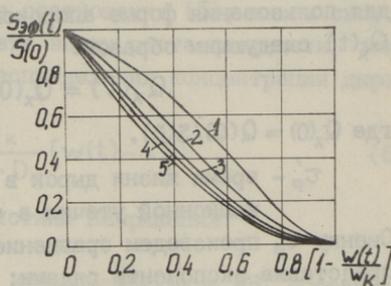


Рис. 3.

Зависимость эффективной площади эмиттера от степени демодуляции коллектора:

$I_{\delta_1} = 1$ А; $I_K = 3$ А; 1 — $I_{\delta_2} = 0,1$ А; 2 — $I_{\delta_2} = 0,5$ А; 3 — $I_{\delta_2} = 1$ А; 4 — $I_{\delta_2} = 2$ А; 5 — $I_{\delta_2} = 3$ А.

Для практических расчетов переходных характеристик напряжения и для сравнения результатов одномерной и двумерной теории удобно использовать зависимость $S_{эф}/S(0)$ от $[1 - w(t)/w_K]$, отражающую влияние эффекта сжатия эмиттерного тока по мере демодуляции коллектора, представленную на рис. 3. Зависимость $\frac{S_{эф}}{S(0)} = f\left(1 - \frac{w(t)}{w_K}\right)$ рассчитана по выражениям (14) и (15) для параметров МВТ и режима, указанных выше. Как следует из рисунка, при малых обратных токах базы на начальных стадиях демодуляции коллектора эффект сжатия проявляется незначительно. Однако с приближением границы модулированной области к коллекторному переходу указанный эффект преобладает, так как $S(t) \rightarrow 0$. Следует отметить, что переходные характеристики напряжения на этапе нарастания не зависят от

исходной степени насыщения и прямого базового тока, на который лишь накладывается ограничение (I), а полностью определяется режимными токами I_{S2} , I_K , электрофизическими и геометрическими параметрами структуры $\tau_p, w_k, D_n, \rho_k, L_3, y_3$.

При идентичном описании одномерной и двумерной теориями закона движения границы модулированной области к коллекторному переходу динамика избыточных носителей внутри этой области будет различной. Распределение концентрации избыточных дырок по оси X в модулированной области толщиной $w(t)$ и шириной $y(t)$ согласно уравнению (6) имеет вид:

$$p(x_n, t) = \frac{I_K \cdot w(t)}{2 \cdot q \cdot D_n \cdot S(t)} (1 - x_n), \quad (I6)$$

где $x_n = X/w(t)$ — нормированная координата внутри модулированной области, $0 \geq x_n \geq 1$.

В одномерной теории $S(t) = S(0) = \text{const}$ и с уменьшением $w(t)$ концентрация дырок в любой точке x_n также уменьшается. В двумерной теории скорость уменьшения эффективной площади эмиттера может превалировать над изменением $w(t)$ и поэтому концентрация дырок внутри модулированной области на этапе нарастания напряжения на структуре может возрастать. Подставив выражение (I4) и (I5) в уравнение (I6), получим:

$$p(x_n, t) = \frac{2 \cdot \tau_p}{q \cdot S(0) \cdot w(t)} (I_{S2} \cdot e^{-t/\tau_p} - I_K / \beta_{2p}) (1 - x_n). \quad (I7)$$

Изменение распределения концентрации дырок в модулированной зоне коллектора при выключении МВТ показано на рис. 4. Видно, что на этапе нарастания напряжения концентрация дырок на коллекторном переходе монотонно возрастает в соответствии с увеличением плотности тока в модулированной области коллектора.

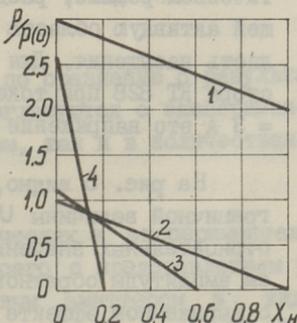


Рис. 4. Распределение концентрации избыточных носителей в коллекторе МВТ при выключении: 1 — $t' = -t_1$; 2 — $t' = 0$; 3 — $t' = t_1$; 4 — $t' = t_2$; $t_1 > t_2$.

3. Эксперимент

Экспериментальная проверка справедливости принятых допущений и предложенной модели в целом проводилась на мощных высоковольтных транзисторах типа КТ 828. Исследовались входные и выходные переходные характеристики напряжения при запираии насыщенных МВТ в условиях относительного постоянства тока коллектора и обратного тока базы. На рис. 5 показаны типичные формы $U_{кэ}(t)$ и $U_{бэ}(t)$ при $I_{к} = 3$ А и трех различных значениях $I_{б2}$:

0,1, 0,5 и 1,0 А. Момент окончания первого этапа и начало этапа нарастания напряжения фиксируется по начальному излому выходной характеристики $U_{кэ}(t)$, либо по достижению напряжения $U_{кэ}(t_1)$ пороговой величины ($\sim 1,0$ В). Время демодуляции коллектора t_2' , во избежание выхода за границы применимости модели, ограничивалось интервалом нарастания выходного напряжения до граничной величины $U_{2р}$ в статическом режиме, разделяющей активную область и область насыщения. Для транзистора КТ 828 при токе $I_{к} = 3$ А это напряжение составляло 17 В.

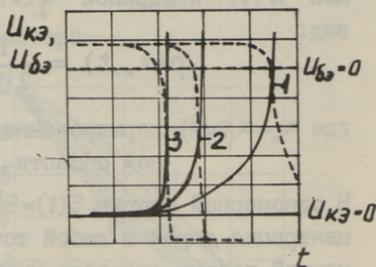


Рис. 5.

Формы входных и выходных переходных характеристик МВТ типа КТ-828 при различных обратных токах базы:

$I_{б1} = 1$ А; $I_{к} = 3$ А; 1 - $I_{б2} = 0,1$ А; 2 - $I_{б2} = 0,5$ А; 3 - $I_{б2} = 1,0$ А; — $U_{кэ}$; --- $U_{бэ}$

Масштабы: а) напряжения: $U_{кэ}$ - 5 В/дел; $U_{бэ}$ - 1 В/дел;

б) времени: t - 4 мкс/дел.

На рис. 5 видно, что к моменту нарастания $U_{кэ}(t_2')$ до граничной величины $U_{2р}$ входное напряжение $U_{бэ}(t_2')$ достигает отрицательных значений, резко увеличивающихся с увеличением амплитуды обратного базового тока. Это свидетельствует о выраженном эффекте сжатия эмиттерного тока и уменьшении активной ширины эмиттера $y(t)$ при выключении на этом этапе. Во избежание пробоя базо-эмиттерного перехода обратное напряжение $U_{бэ}(t)$ ограничивалось уровнем ~ 6 В. Следует отметить, что временные границы применимости рассматриваемой модели в этом случае ограничены моментом дости-

жения $U_{\delta_3}(t_3)$ напряжения фиксации, так как при $t > t_3$ обратный базовый ток уже не постоянен, а резко уменьшается. Возрастающая крутизна нарастания напряжений $U_{кз}(t)$ и $U_{\delta_3}(t)$ при выключении МВТ в режиме квази насыщения также хорошо качественно согласуется с теоретическими выводами предложенной двумерной модели.

На рис. 6 приведены теоретические и экспериментальные кривые переходных характеристик напряжения $U_{кз}(t)/U_{2p}$, нормированных к величине граничного напряжения, и соответствующих указанным выше режимным токам. Теоретические кривые рассчитывались по выражениям (7), (14), (15), время t' нормировалось временем жизни $\tau_p = 12$ мкс и отсчитывалось от момента окончания первого этапа t_1 , на котором $U_{кз}(t) = \text{const} \sim 0$. Здесь же приведены теоретические кривые, рассчитанные в одномерном приближении, когда $S(t) = \text{const} = S(0)$. Как следует из рисунка, теоретические кривые, соответствующие двумерной модели, предсказывают более быстрый темп нарастания переходных характеристик по сравнению с результатами одномерной теории и хорошо согласуются с экспериментальными кривыми как в качественном, так и в количественном отношении.

Некоторое расхождение теоретических и экспериментальных характеристик связано прежде всего с представлением реального транзистора с многополосковым эмиттером в виде эквивалентного элементарного транзистора (см. рис. 1). Распределение тока (эмиттера, базы, коллектора) между отдельными полосками в реальном транзисторе может несколько отличаться, особенно к концу этапа демодуляции коллектора.

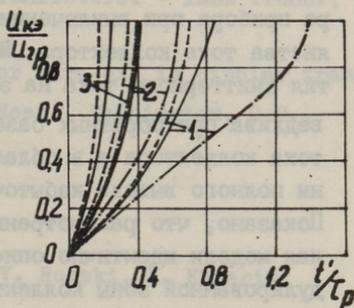


Рис. 6. Сравнение теоретических и экспериментальных кривых переходных характеристик транзистора КТ-828:

- одномерная модель
 - двумерная модель
 - эксперимент
- 1 - $I_{\delta_2} = 0,1$ А; 2 - $I_{\delta_2} = 0,5$ А; 3 - $I_{\delta_2} = 1,0$ А; $I_{\delta_1} = 1$ А; $I_{к} = 3$ А.

Выводы

Предложена двумерная модель процесса выключения мощного высоковольтного транзистора, позволяющая более точно описать процесс нарастания выходного напряжения на структуре прибора при выключении в условиях относительного постоянства тока коллектора. Модель позволяет учесть эффект сжатия эмиттерного тока на этапе демодуляции коллектора и справедлива при обратных базовых токах, не превышающих 0,3 от тока коллектора и в области времен, не превышающих времени полного вывода избыточных дырок из области коллектора. Показано, что рассмотренная двумерная и известная одномерная модели идентично описывают закон движения границы модулированной зоны коллектора к коллекторному переходу, однако двумерная модель предсказывает более высокий темп нарастания напряжения коллектор-эмиттер, что связано с учетом уменьшения эффективной площади эмиттера при выключении. Так как при индуктивном отключении МВТ избыточный заряд в коллекторе сохраняется вплоть до нарастания напряжения коллектор-эмиттер до напряжения фиксации, то предложенная модель может оказаться полезной при предсказании параметров вторичного пробоя, обусловленного лавинной инжекцией. Основные теоретические выводы настоящей работы подтверждены экспериментально.

Л и т е р а т у р а

1. Григорьев В.И., Рудский В.А., Тогатов В.В. Установление стационарного состояния при включении мощного высоковольтного транзистора. - Радиотехника и электроника, 1983, т. 28, № 6, с. 1176-1181.

2. Григорьев В.И., Рудский В.А., Тогатов В.В. Анализ процесса рассасывания при выключении мощного высоковольтного транзистора. - Радиотехника и электроника, 1984, т. 29, № 2, с. 370-377.

3. Hu C., Model M.J., A model of power transistor turn-off dynamics. - PESC'80 Rec., IEEE Power Electron. Spec. Conf., 1980, p. 91-96.

4. Blackburn D.L., Berning D.W. Some effects of base current on transistor switching and reverse-bias second breakdown. - Int. Electron. Devices Meet., Washington, D.C., 1978, p. 671-675.

5. Hower P.L., Krishna W.G.R. Avalanche injection and second breakdown in transistors. - IEEE Trans., 1970, v. ED-17, N 4, p. 320-335.

6. Hower P.L. A model for turn-off in bipolar transistors. - Int. Electron Devices Meet., Washington, D.C., 1980, p. 289-292.

V. Rudski, K. Kõverik

Two-dimensional Analysis of the Turn-off Processes in Power Transistors

Abstract

A two-dimensional model of the turn-off in power high-voltage transistors enabling to describe in a more detailed way the increase of collector-emitter voltage on transistor in condition the collector current is constant has been presented. The model considers the effect of compressing the current to the center of the emitter strip at the stage of collector demodulation in case the reverse base currents do not exceed one third of the collector current. It has been shown that the two-dimensional model predicts a greater velocity of voltage increase when compared to the one-dimensional model. It can be explained by the decrease of the effective emitter area in case of active turn-off. The statements presented here have been tested by experiments.

Содержание

1.	К. Тарнай, В. Секей, П. Бай, Г. Фаркаш, Ф. Масси, М. Керечен-Ренц. Программы проектирования БИС...	3
2.	Т. Ранг. Нелинейная модель тиристора для программы анализа цепей.....	13
3.	Т. Ранг. Программа определения параметров "ОПТИ"	21
4.	П.М. Плакк, П.П. Плакк. Об измерениях электрического двойного слоя при твердых металлических электродах.....	27
5.	П.М. Плакк, П.П. Плакк, Т.П. Плакк. Эквивалентная схема электрического двойного слоя и его электротехнически непротиворечивая модель.....	45
6.	В.Г. Гурьянов. Машинный расчет автотрансформатора для дарсонвализации.....	57
7.	В.Р. Мяннама. Высоковольтный стабилизатор тока..	63
8.	А.А. Лаансоо, В.Р. Мяннама, О.М. Пикков. Измеритель динамических параметров силовых вентилях...	73
9.	К.Х. Кыверик, В.А. Рудский. Двумерный анализ процесса выключения силового транзистора.....	83

ТАЛЛИНСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
Труды ТПИ № 617
ПРОБЛЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ В ЭЛЕКТРОНИКЕ
Электротехника и автоматика ХХХ

На русском языке

Редактор: В. Кукк

Техн. редактор: А. Андриевская

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 27.02.85

Подписано к печати 21.03.86

МВ-02480

Формат 80x90/16. Печ. л. 6,0+0,25. Уч.-изд. л. 5,2

Тираж 300

Зак. № 338

Цена 80 коп.

Таллинский политехнический институт,

200108 Таллин, Эхитаяте тее, 5.

Ротапринт ТПИ, 200006 Таллин, ул. Коскла, 2/8

EESTI AKADEEMILINE RAAMATUKOGU



1 0200 00089536 1

Цена 80 коп.