



**ВЕСТНИК**

**НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО  
УНИВЕРСИТЕТА  
«ХПИ»**

**37'2006**

**Харьков**

**ВЕСТНИК  
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО  
УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»**

**Сборник научных трудов  
Тематический выпуск**

**37'2006**

**«ТЕХНИКА И  
ЭЛЕКТРОФИЗИКА  
ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ»**

Издание основано Национальным техническим университетом  
«Харьковский политехнический институт» в 2001 году

Государственное издание

Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины

КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

**КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:**

**Председатель:** Л.Л.Товажнянский, д-р техн. наук, проф.

**Секретарь координационного совета:** К.А.Горбунов, канд. техн. наук, доц.

А.П.Марченко, д-р техн. наук, проф.;

Е.И.Сокол, д-р техн. наук, проф.;

Е.Е.Александров, д-р техн. наук, проф.;

А.В.Бойко, д-р техн. наук, проф.;

М.Д.Годлевский, д-р техн. наук, проф.;

А.И.Грабченко, д-р техн. наук, проф.;

В.Г.Данько, д-р техн. наук, проф.;

В.Д.Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.;

В.В.Епифанов, д-р техн. наук, проф.;

П.А.Качанов, д-р техн. наук, проф.;

А.Ф.Кириченко, д-р техн. наук, проф.;

В.Б.Клепиков, д-р техн. наук, проф.;

В.И.Кравченко, д-р техн. наук, проф.;

О.К.Морачковский, д-р техн. наук, проф.;

В.И.Николаенко, канд. ист. наук, проф.;

П.Г.Перерва, д-р техн. наук, проф.;

Н.И.Погорелов, д-р техн. наук, проф.;

М.И.Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;

В.Б.Самородов, д-р техн. наук, проф.;

В.П.Себко, д-р техн. наук, проф.;

В.И.Таран, д-р техн. наук, проф.;

М.А.Ткачук, д-р техн. наук, проф.;

М.П.Требин, д-р фил. наук, доц.;

Ю.В.Тимофеев, д-р техн. наук, проф.;

А.Ф.Шеховцов, д-р техн. наук, проф.;

Е.И.Юносова, д-р фил. наук, проф.

Адрес редколлегии: 61002, Харьков,  
ул. Фрунзе, 21. НТУ «ХПИ».

НИПКИ «Молния», Тел.(057)707-63-09

Харьков 2006

**Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут».** Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2006. № 37 – 173 с.

В збірнику представлено теоретичні та практичні результати наукових досліджень та розробок, що виконані викладачами вищої школи, аспірантами, науковими співробітниками різних організацій та установ.

Для викладачів, наукових співробітників, спеціалістів.

В сборнике представлены теоретические и практические результаты исследований и разработок, выполненных преподавателями высшей школы, аспирантами, научными сотрудниками различных организаций и предприятий.

Для преподавателей, научных сотрудников, специалистов.

#### **РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:**

**Ответственный редактор:** В.И.Кравченко, д-р техн.наук, проф.

**Ответственный секретарь:** Л.В.Ваврив, канд.физ.-мат наук, с.н.с.

М.И.Баранов,	д-р техн. наук, с.н.с.;
Н.И.Бойко,	д-р техн. наук, доц.;
А.Г.Гурин,	д-р техн. наук, проф.;
Б.В.Клименко,	д-р техн. наук, проф.;
Г.М.Колиушко,	канд. техн. наук, с.н.с.;
В.С.Лупиков,	д-р техн. наук, доц.;
В.М.Михайлов,	д-р техн. наук, проф.;
В.В.Князев,	канд. техн. наук, с.н.с.;
Е.И.Сокол,	д-р техн. наук, проф.;
В.В.Рудаков,	д-р техн. наук, проф.;
И.В.Яковенко,	д-р техн. наук, с.н.с.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».  
Протокол № 13 від 24 листопада 2006 р.

© Національний технічний університет «ХПІ»

***В.И.КРАВЧЕНКО***, докт.техн.наук; ***Ю.С.НЕМЧЕНКО***;  
***А.И.ТАНЦУРА***; ***В.Н.ДНЫЩЕНКО***; НТУ «ХПИ»

## **ИСХОДНЫЙ ЭТАЛОН УКРАИНЫ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС**

Стаття присвячена конструкції і параметрам штатного вимірювального комплексу Державного еталона електромагнітних полів Еталона-РЕМП, розташованого в НДПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ». Вимірювальний комплекс дозволяє вимірювати напруженості електричних та магнітних полів.

This paper describes a structure and parameters of the authorized measuring system employed by the National electromagnetic fields measurement standard (REMP-standard) that is located at the Research-&-Design institute «Molniya» under the National Technical University «Kharkiv Polytechnic University». This system allows us to measure intensity of electric and magnetic fields

За період с 2004 по 2006 гг. по ТЗ, утвержденному Министерством образования и науки Украины, в НИПКИ «Молния» был создан Эталон импульсных электромагнитных полей (Эталон-РЭМП), предназначенный для метрологического обеспечения работы испытательных установок экспериментальной базы (ЭБ) НИПКИ «Молния».

Более глобальное назначение Эталона-РЭМП – обеспечение единства измерения такого рода электромагнитных процессов в Украине, для чего была реализована Государственная поверочная схема, установленная межгосударственным стандартом ГОСТ 8.540-93 «Государственная поверочная схема для средств измерений максимальных значений напряженностей импульсного электрического и магнитного полей».

В процессе выполнения этой задачи в НИПКИ «Молния» была создана высоковольтная импульсная установка с предельными амплитудно-временными параметрами, которая и является энергетическим «сердцем» Эталона-РЭМП. Кроме того, для обеспечения текущего измерения выходных параметров Эталона-РЭМП одновременно был создан образцовый измерительный комплекс и другие элементы инфраструктуры Эталона-РЭМП.

В статье приведены основные итоги разработки и внедрения измерительного комплекса Эталона-РЭМП

**Технические требования.** Технические требования к Эталону-РЭМП регламентируются с одной стороны потребностями ЭБ, а с другой стороны – требованиями межгосударственного стандарта ГОСТ 8.450-95 [2]. Основные требования к Эталону сведены в табл. 1.

**Идеология построения.** В общем случае Эталон такого назначения со-

держит высоковольтный импульсный источник питания (ВИП), разряжаемый на полеобразующую систему (ПС). При этом ВИП должен генерировать однократные импульсы высокого напряжения  $U$  и больших токов  $I$ , временные параметры которых соответствуют требованиям табл. 1, а амплитуды этих импульсов должны обеспечивать создание необходимых уровней  $E$  – и  $H$  – полей с учетом коэффициента преобразования ПС. Основные требования к ПС – это создание  $E$  – и  $H$  – полей с равномерной структурой, четко известными направлениями векторов полей и, по возможности, легко рассчитываемыми амплитудами по геометрическим размерам ПС.

Таблица 1

Наименование характеристики	Размерность	Вид поля	
		электрическое	магнитное
Наносекундный диапазон			
1. Диапазон макс. значений	В/м (А/м)	от $4 \cdot 10^3$ до $2 \cdot 10^5$	от 5 до 500
2. Длительность фронта	с	не более $8 \cdot 10^{-9}$	не более $8 \cdot 10^{-9}$
3. Длительность импульса	с	не менее $1,5 \cdot 10^{-4}$	не менее $1,5 \cdot 10^{-4}$
Субнаносекундный диапазон			
1. Диапазон макс. значений	В/м (А/м)	от 3 до $1,5 \cdot 10^5$	от $7,5 \cdot 10^3$ до 375
2. Длительность фронта	с	не более $1 \cdot 10^{-9}$	не более $1 \cdot 10^{-9}$
3. Длительность импульса	с	не менее $2 \cdot 10^{-7}$	не менее $2 \cdot 10^{-7}$

Конструкция ВИП различного вида хорошо известна [3] и поэтому мы не будем подробно на ней останавливаться. Наиболее удовлетворяют требованиям к ПС направляющие системы типа полосковых линий (ПЛ). ПЛ – это два достаточно длинных ленточных проводника шириной  $b$  и длиной  $\ell$ , расположенных параллельно на расстоянии  $h$  друг от друга и у которых выполняется требования:

$$b, \ell > h; \quad (1)$$

$$d \ll b, \ell, h; \quad (2)$$

$$\lambda < h, b, \ell, \quad (3)$$

где  $\lambda$  – эквивалентная длина волны.

ПЛ хорошо изучены [4] и, что самое главное, вдоль них распространяется плоская электромагнитная волна ТЕМ-типа, которая в любом поперечном сечении ПЛ имеет однозначное направление векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  -полей (рис. 1), а их соотношение определяется формулой

$$E / H = 120\pi, \quad (4)$$

$$E = \frac{U}{H}. \quad (5)$$

Габариты ПЛ определяют габариты рабочего объема, в котором должно располагаться аттестуемое НСИ. По общепринятой методике габариты рабо-

чего объема составляют 1/3 габаритов ПЛ. Из анализа выражений (1-3) вытекает, что чрезвычайно сложно обеспечить выполнение требований табл. 1 в одной ПЛ. Поэтому было принято решение о применении в Эталоне-РЭМП двух ПЛ с различными геометрическими размерами, а именно:

- ПЛ-24 с высотой 24 см для генерирования импульсов ЭМП с длительностью фронта  $\sim 1$  нс и длительностью импульса не более 100 нс;
- ПЛ-48 с высотой 48 см для генерирования импульсов ЭМП с длительностью фронта  $\sim 8$  нс и длительностью импульса не менее 100 мкс.

В Эталоне-РЭМП в качестве ПС применены симметричные замкнутые ПЛ (рис. 2), которые по сравнению с канонической ПЛ по рис. 1 имеют дополнительные преимущества [5], а именно:

- отсутствие излучения ЭМП за пределы ПЛ;
- возможность одновременного использования двух рабочих объемов: сверху и снизу от центральной плоскости.

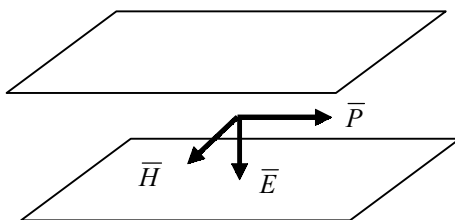


Рисунок 1 – Направление векторов электромагнитного поля в ПЛ

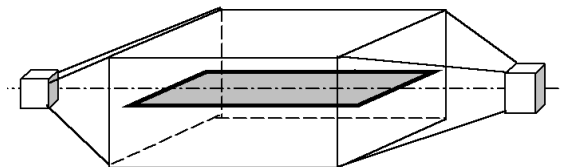


Рисунок 2 – Симметричная замкнутая ПЛ

При этом габариты ПЛ выбраны таким образом, чтобы волновое сопротивление ПЛ составляло величину 50 Ом.

Таким образом, Эталон-РЭМП содержит как бы два независимых эталона: эталон субнаносекундных импульсов (ЭСИ) и эталон наносекундных импульсов (НСИ)

**Состав измерительного комплекса.** Измерительный комплекс состоит из трех самостоятельных средств измерения импульсных электрических и магнитных полей, а именно:

- СПЕФВ-ЕК – измеритель напряженности электрического поля субнаносекундного диапазона;

- СПЕФВ-ЕВ – измеритель напряженности электрического поля микросекундного диапазона;
- СПЕФВ-НВ – измеритель напряженности магнитного поля микросекундного диапазона.

Исходя из особенностей каждого СИТ, можно сказать, что:

- СПЕФВ-ЕК применяется для измерения амплитуды и длительности фронта субнаносекундных импульсов электрического поля в ПЛ-24 (ЭСИ);
- СПЕФВ-ЕВ применяется для измерения амплитудно-временных параметров микросекундных импульсов электрического поля в ПЛ-48 (ЭНИ);
- СПЕФВ-НВ применяется для измерения амплитудно-временных параметров магнитного поля в ПЛ-48 (ЭНИ).

Хотя конструкция всех вышеописанных СИТ позволяет их использовать и в других полосковых линиях.

Ниже приведены описания и конкретные технические характеристики всех видов вышеназванных СИТ.

**Измеритель СПЕФВ-ЕК.** В табл. 2 приведены основные метрологические характеристики измерителя СПЕФВ-ЕК.

Таблица 2

Наименование характеристики	Един. измерения	Величина
Коэффициент преобразования в диапазоне амплитудных значений (10÷200) кВ/м	В/(В/м)	$4,82 \times 10^{-5}$
Время нарастания переходной характеристики между уровнями 0,1-0,9 от установившегося значения при доверительной вероятности $P = 0,95$	пс	$128 \pm 12$
Длительность переходной характеристики на уровне 0,5 установившегося значения амплитуды	нс	150
Доверительные границы относительной погрешности измерения коэффициента преобразования при доверительной вероятности 0,95	%	
– для первых 50 нс длительности ПХ		3,3
– для всей длительности ПХ		4,4

В состав измерителя СПЕФВ-ЕК входит емкостной измерительный преобразователь (ЕИП) в виде плоского конденсатора прямоугольной формы, измерительный кабель (ИК), передающий измеренный сигнал от ЕИП к регистратору – осциллографу. Структурная схема СПЕФВ-ЕК показана на рис. 3, а его общий вид в сборе с регистратором и без него – на рис. 4 и 5.



Рисунок 3 – Структурная схема измерителя СПЕФВ-ЕК:  
 ЕИИП – емкостной измерительный преобразователь; ИК – измерительный кабель;  
 Р – регистратор

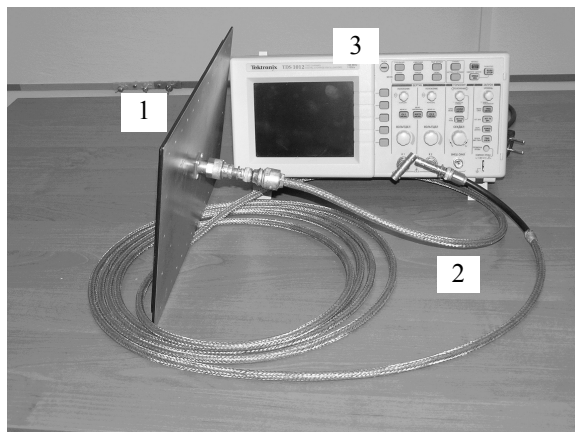


Рисунок 4 – Общий вид измерителя СПЕФВ-ЕК с регистратором:  
 1 – емкостной измерительный преобразователь; 2 – измерительный кабель;  
 4 – регистратор – осциллограф Tektronix TDS-3052B



Рисунок 5 – Измеритель СПЕФВ-ЕК

**Измеритель СПЕФВ-ЕО.** В табл. 3 приведены основные метрологические характеристики измерителя СПЕФВ-ЕО.

Структурная схема СПЕФВ-ЕО показана на рис. 6

В состав измерителя СПЕФВ-ЕО входит блок емкостного измерительно-



го преобразователя (БЕИП). Он состоит из емкостного измерительного преобразователя в виде плоского конденсатора круглой формы и блока преобразования электрического сигнала в световой. Световой импульс по оптическому кабелю передается к блоку фотоприемника (БФП). В БФП световой сигнал преобразуется в электрический и подается на регистратор.

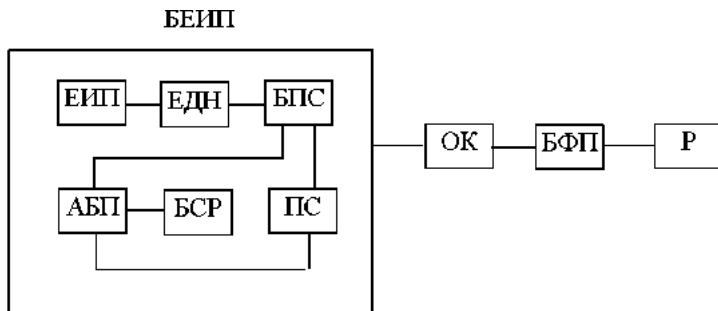


Рисунок 6 – Структурная схема измерителя СПЕФВ-ЕО

БЕИП – блок емкостного измерительного преобразователя; ЕИП – емкостной измерительный преобразователь; ЕДН – емкостной делитель напряжения; БПС – блок преобразования электрического сигнала в световой; АБП – автономный блок питания; БСР – блок сигнализации разряда аккумуляторной батареи; ПС – блок проверочного сигнала; ОК – оптический кабель; БФП – блок фотоприемника; Р – регистратор

Таблица 3

Наименование характеристики	Един. измерения	Величина
Коэффициент преобразования в диапазоне амплитудных значений: 1 диапазон (10÷40) кВ/м 2 диапазон (40÷200) кВ/м	В/(В/м)	$2,15 \times 10^{-5}$ $4,70 \times 10^{-6}$
Время нарастания переходной характеристики	нс	(4,8±0,2)
Постоянная времени спада переходной характеристики	мс	2,14±0,07
Доверительные границы относительной погрешности измерения коэффициента преобразования	%	4,2
Напряжение питания БФП, при частоте питания 50 Гц	В	220±15
Амплитуда импульса калибровки	мВ	564
Время непрерывной работы БЕИП, не менее	час	6

На рис. 7 и 8 показаны измеритель СПЕФВ-ЕО в сборе с осциллографом и блок емкостного измерителя.

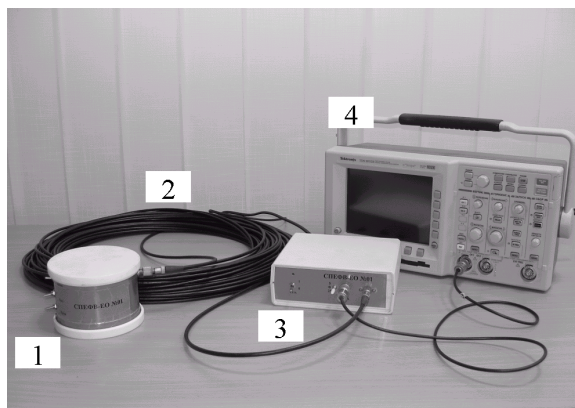


Рисунок 7 – Общий вид измерителя СПЕФВ-ЕО с регистратором:  
1 – блок емкостного измерительного преобразователя (БЕИП); 2 – оптический кабель (ОК); 3 – блок фотоприемника (БФП); 4 – осциллограф Tektronix TDS-3052B



Рисунок 8 – Блок емкостного измерительного преобразователя

Длина оптического кабеля 50м, а вес всего измерителя (без регистратора) не более 4 кг.

**Измеритель СПЕФВ-НО.** В табл. 4 приведены основные метрологические характеристики измерителя СПЕФВ-НО

В состав измерителя СПЕФВ-НО входят: блок индукционного измерительного преобразователя (БИИП). Он состоит из индукционного измерительного преобразователя (ИИП) в виде круглой многovitковой катушки и

блока преобразования электрического сигнала в световой (БПС). Световой импульс по оптическому кабелю передается к блоку фотоприемника (БФП). В БФП световой сигнал преобразуется в электрический и подается на регистратор.

Таблица 4

Наименование характеристики	Един. измерения	Величина
Коэффициент преобразования в диапазоне амплитудных значений: 1 диапазон (25÷105) А/м 2 диапазон (105÷530) А/м	В/(А/м)	$9,41 \times 10^{-3}$ $1,76 \times 10^{-3}$
Время нарастания переходной характеристики	нс	(4,4±0,2)
Постоянная времени спада переходной характеристики	мкс	12,3
Погрешность измерения амплитуды, не более	%	10
Погрешность измерения временных параметров, не более	%	15
Доверительные границы относительной погрешности измерения коэффициента преобразования	%	3,7
Амплитуда импульса калибровки	мВ	270
Напряжение питания БФП, при частоте сети 50 Гц	В	220±5
Время непрерывной работы БИИП, не менее	час	6

Структурная схема СПЕФВ-НО аналогична структурной схеме СПЕФВ-ЕО с той лишь разницей, что вместо емкостного измерительного преобразователя в ней содержится индукционный измерительный преобразователь и вместо емкостного делителя напряжения – омический, схема показана на рис. 9, а общий вид СПЕФВ-НО и БИИП – на рис. 10 и 11.

**Методика использования измерительного комплекса.** При проведении измерений выходных амплитудно-временных параметров Эталона-РЭМП в измеряемое электромагнитное поле помещаются только измерительные преобразователи:

- БИИП измерителей Е-полей обоих видов помещаются внутрь полосковой линии таким образом, чтобы вектор измеряемого электрического поля был направлен перпендикулярно плоскости ЕИП;
- БИИП измерителя Н-полей помещается внутрь полосковой линии та-

ким образом, чтобы вектор измеряемого магнитного поля был перпендикулярен плоскости ИИП;

- БФП измерителей всех видов и осциллографы размещаются в экранированной измерительной кабине ЭИК, располагаемой на расстоянии 10 м от точек измерения;
- Передающие линии обоих видов (ИК и ОК) соединяют элементы измерителей таким образом, чтобы эти линии наименьшим образом искажали измеряемые поля.

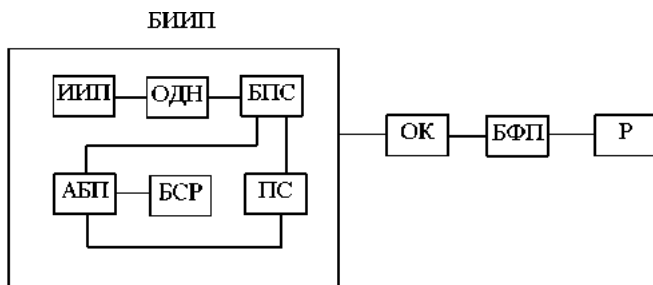


Рисунок 9 – Структурная схема измерителя СПЕФВ-ЕО:

БИИП – блок индукционного измерительного преобразователя; ИИП – индукционный измерительный преобразователь; ОДН – омический делитель напряжения; БПС – блок преобразования электрического сигнала в световой; АБП – автономный блок питания; БСР – блок сигнализации разряда аккумуляторной батареи; ПС – блок проверочного сигнала; ОК – оптический кабель; БФП – блок фотоприемника; Р – регистратор

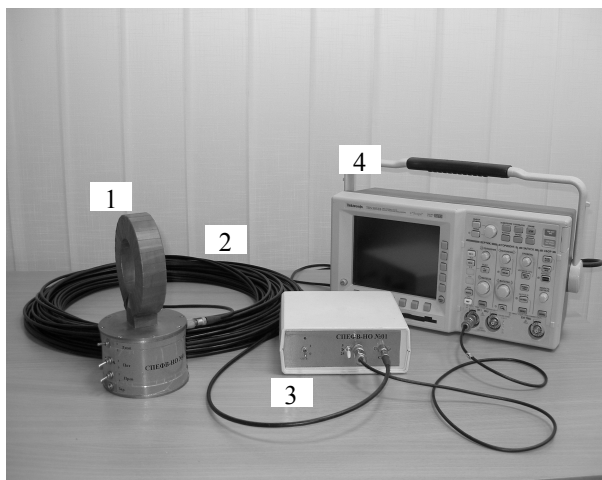


Рисунок 10 – Общий вид измерителя СПЕФВ-НО с регистратором: 1 – блок индукционного измерительного преобразователя (БИИП); 2 – оптический кабель (ОК); 3 – блок фотоприемника (БФП); 4 – регистратор – осциллограф Tektronix TDS-3052B



Рисунок 11 – Блок индукционного измерительного преобразователя

Напряженность измеренных полей (Е или Н) рассчитывается по формулам:

$$E = \frac{U_{\text{ЭО}}^E}{K_{\text{пр}}^E}, \quad H = \frac{U_{\text{ЭО}}^H}{K_{\text{пр}}^H},$$

где  $U_{\text{ЭО}}^E, U_{\text{ЭО}}^H$  – напряжение на выходе измерителя соответственно, электрического или магнитного, регистрируемое осциллографом;  $K_{\text{пр}}^E, K_{\text{пр}}^H$  – коэффициент преобразования соответствующего измерителя, берется из свидетельств их метрологической аттестации.

**Выводы.** Все СИ прошли метрологическую аттестацию на Государственном Эталоне электромагнитного поля Российской Федерации, находящемся во Всероссийском НИИ оптико-физических измерений Госстандарта РФ (г. Москва). Они могут использоваться на других эталонах аналогичного профиля и поэтому правомерно их использование на Эталоне РЭМП.

**Список литературы:** 1. IEC 61000-4-32 Electromagnetic compatibility. Part 4-32. Testing and measurement techniques. NEMP simulator compendium. ГОСТ 8.540-2004. 2. Межгосударственный стандарт. Государственная поверочная схема для средств измерения максимальных значений напряженностей импульсных электрических и магнитных полей. 3. Г.А.Месяц Генерирование мощных наносекундных импульсов. – Москва, Советское радио, 1974. 4. Дж.А.Стрэттон Теория электромагнетизма. – М.: ОГИЗ-ГИТТЛ, 1948. 5. Конструирование и расчет полосковых устройств / Под ред. И.С.Ковалева. – Москва, Советское радио, 1974.

*Поступила в редколлегию 17.11.2006*

**В.І.КРАВЧЕНКО**, докт.техн.наук; **В.С.БРЕСЛАВЕЦЬ**, канд.техн.наук;  
**О.А.СЕРКОВ**, канд.техн.наук; **Н.Ю.ШАПОВАЛОВА**; НТУ «ХПІ»

## **МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ СТРУКТУРИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ ВСЕРЕДИНИ ЕКРАНОВАНИХ ПРИСТРОЇВ**

У статті розглянуто один із підходів до проблеми автоматизації розрахунків електромагнітної обстановки всередині екранованих споруд. Наведено аналіз існуючого стану справ та запропоновано електромагнітні випробування моделей екранів виконувати одночасно із розробкою реальної конструкції екранованого пристрою. Розроблено додаток до пакету комп'ютерних програм «Solid Works» та проведена перевірка його працездатності на конкретному прикладі.

This paper considers one of the approaches to the problem of automating the computations of electromagnetic environment inside the screened facilities. The state-of-art situation has been analyzed. It has been offered to perform electromagnetic tests simultaneously with development of real structure for a screening device. A supplement to the «Solid Works» program package has been developed and its fitness to work has been checked using a definite example.

**Вступ.** Існує досить велика кількість пакетів комп'ютерних програм для розробки конструкторської документації які дозволяють поряд із створенням конструкції створювати їх моделі для одночасного і всебічного випробування у галузі механічних навантажень. Це дає можливість виконувати необхідні доробки конструкції одночасно із її створенням. Відомими прикладами таких пакетів є пакети комп'ютерних програм «Авто-CAD» та «Проінженерінг». Але найбільш придатним для цього є пакет «Solid Works», який завдяки великій кількості додатків дозволяє проводити не тільки механічні випробування створеної моделі, а і температурні та динамічні випробування.

**Постановка проблеми.** У той же час питання забезпечення електромагнітної сумісності радіоелектронної апаратури на стадії її розробки не вирішені. Тому узагальнюючи накопичений багаторічний досвід експериментальних досліджень виникає необхідність щодо розробки інженерної методики визначення АЧП імпульсних електромагнітних полів, які проникають крізь неоднорідні корпуси – екрани при дії електромагнітного випромінювання.

**Аналіз літератури.** Загальний підхід до вирішення поставленої проблеми, наведено у роботі [1]. Причому результати [2], які було покладено в основу цього підходу, було додатково підтверджено як експериментально, так і більш суворими теоретичними дослідженнями [3]. Ці та інші данні, зокрема спрощені формули екранування для нескінченного циліндричного екрану [4], стали підґрунтям інженерної методики розрахунків електромагнітного випромінювання. З іншого боку, ефективна робота пакетів потужних комп'ютерних програм [5-8] дозволяє автоматизувати процес розробки при-

строїв сучасного машинобудування з урахуванням вимог електромагнітної сумісності.

**Метою статті** є розробка методики побудови додатку до пакету «Solid Works», який дозволить створювати конструкції електромеханічних, радіоелектронних, електронних з урахуванням вимог електромагнітної сумісності та проведенням поточного аналізу по додержанню вимог на будь-якій стадії розробки конструкції.

**Основна частина.** Програма автоматичного розрахунку АЧП електромагнітного випромінювання, що проникає крізь корпуси – екрани створена окремим додатком до пакету «Solid Works», який дозволяє здійснювати постійний обмін інформацією між основним пакетом та її додатком. Вона дає змогу визначити та візуально навести у тримірному просторі електромагнітну обстановку всередині розроблюваного корпусу – екрану з урахуванням існуючих отворів і щілини. Додаток має вбудовану базу даних електричних характеристик матеріалів, які закладаються у конструкцію і впливають на розрахунки процесів проникнення електромагнітного випромінювання всередину корпусу. Можливість поповнення бази даних додатковою інформацією дозволяє адаптувати розроблені моделі до реальної конструкції, що у свою чергу зменшує похибку розрахунків АЧП, яка не перевищує 3 дБ.

На рис. 1 наведено головне вікно розробленого додатку.

Схема алгоритму розрахунку електромагнітного поля всередині корпусу – екрану включає до свого складу завдання у додатку геометрії конструкції, яка є найближчою за формою до однієї з трьох типових форм: циліндрична, конічна чи конічна – циліндрична. Форма корпусу є найбільш наближеною до реального корпусу – екрану, а неоднорідності корпусу, якими є наприклад, отвори, щілини, обрані типовими та мають розміри набагато меншими, ніж найменший габаритний розмір корпусу, який у свою чергу значно менший довжини хвилі діючого електромагнітного випромінювання.

Одночасно розробляють реальну конструкцію корпусу у пакеті «Solid Works», і одержані реальні технічні характеристики (геометричні розміри, електротехнічні характеристики матеріалу конструкції) вводять у додаток для подальших розрахунків. Матеріалом корпусу є метал із ізотропними властивостями та відомими значеннями таких електричних параметрів, як питома електрична провідність та магнітна проникливість. Феромагнітні якості матеріалів використано у лінійному наближенні без урахування петлі гістерезису. На рис. 2 наведено модель реальної конструкції корпусу – екрану.

Введені вхідні данні дозволяють обчислити коефіцієнти форми конструкції  $n$ , які необхідні для подальших розрахунків. В залежності від обраної форми конструкції аналітичні співвідношення для обчислення обираються різними автоматично. Так для циліндричної форми екрану радіусом  $R$  і довжиною  $l$ :

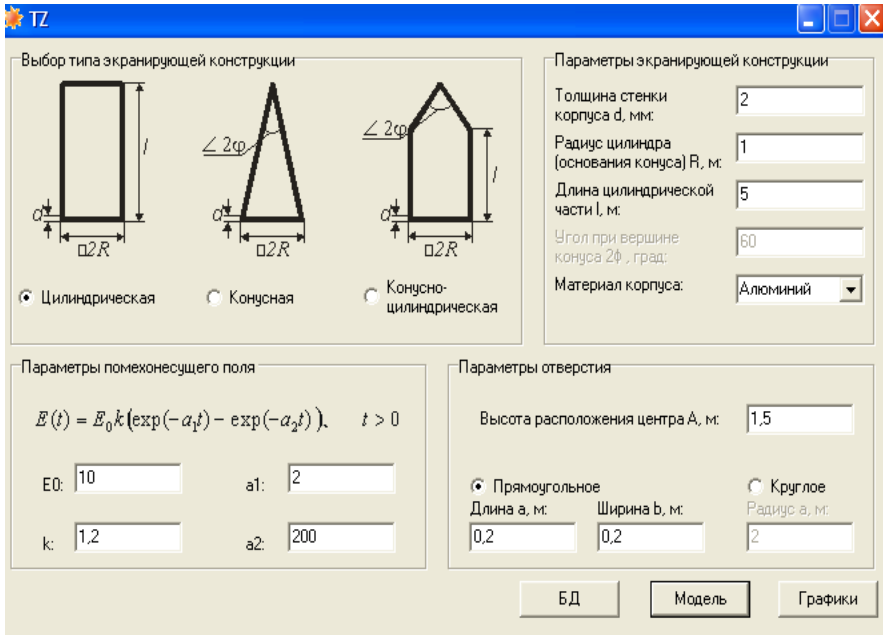


Рисунок 1 – Головне вікно додатку

$$n = \frac{\pi}{2 \arctg \left[ 1 / \sqrt{1 + 2(R/l)^2} \right]}; \quad (1)$$

Для конічної форми екрану радіусом  $R$  у основі й кутом  $2\varphi$  у вершині :

$$n = \frac{4 \sin \varphi}{\left[ \frac{3\delta(1+\delta)^2}{\sqrt{1+\delta}} \right] \lg \left[ \frac{\sqrt{1+\delta} + 1}{\sqrt{\delta(1+\delta)} - \delta} \right] + \left[ \frac{(1-2\delta)}{(1+\delta)^2} \right] - \left[ \frac{(2-\delta)\sqrt{\delta}}{(1+\delta)^2} \right]}, \quad (2)$$

де:  $\delta = \text{ctg}^2 \varphi$ ;

У той же час для циліндрично-конічної форми корпусу, у якій циліндрична частина має довжину  $l$ , радіус  $R$  і кутом  $2\varphi$  у вершині конусної частини корпусу:

$$n = \frac{4\sqrt{1+2(R/l)^2}}{1 + \frac{\sqrt{1+2(R/l)^2}}{(1+\delta)^2 \sin \varphi} \left[ \frac{3\delta(1+\delta)^4}{\sqrt{1+\delta}} \ln \frac{\sqrt{1+\delta} + 1}{\sqrt{\delta(1+\delta)} - \delta} + (1-2\delta) - \sqrt{\delta(2-\delta)} \right]}. \quad (3)$$

Завдяки вхідним даним також обчислюють такі характеристики, як часова постійна екрану  $\tau_{\text{екк}} = \mu_0 \sigma R d / n$ , час дифузії електромагнітного поля у оболонку екрану  $\tau_{\text{оуф}} = \mu_0 \sigma d^2$  та час затримки розповсюдження електромагнітного



випромінювання крізь оболонку екрану  $\tau_p = 0,07 \tau_{\text{диф}}$ . Для обчислення із введених вхідних даних додатково використовують  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ , питому електропровідність матеріалу корпусу  $\sigma$  та товщину стінки корпусу – екрану  $d$ .

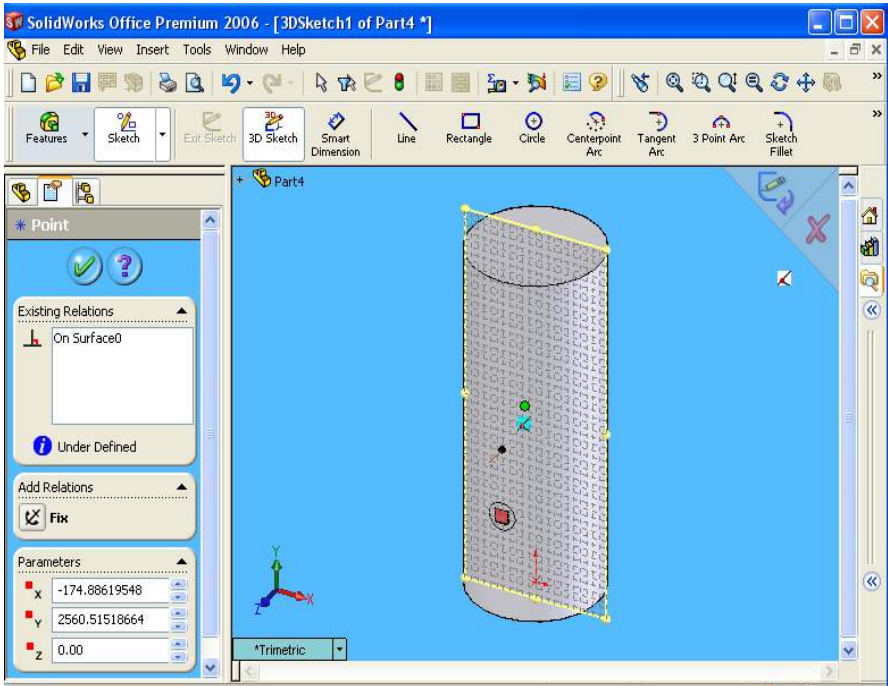


Рисунок 2 – Модель конструкції корпусу у пакеті «Solid Works»

Подальша методика розрахунків базується на використанні математичних моделей взаємодії електромагнітних полів із металевими корпусами у випадку довільної орієнтації головної осі корпусу – екрану відносно напрямку векторів діючого електромагнітного випромінювання. Причому зовнішнє електромагнітне поле до розташування у ньому корпусу є однорідним, параметри якого є типовими. У додатку можливо вводити як стандартні, так і довільні параметри електромагнітного випромінювання, форма якого має двох-експоненційну уяву. Обробка введеної інформації дозволяє побудувати часові залежності зовнішніх імпульсних сигналів та обчислити такі їх характеристики, як тривалість сигналу на рівнях 0,5 та 0,1 від максимального значення сигналу. Слід при цьому зазначити, що для кількісної оцінки ефективності екранування основним параметром є *коефіцієнт екранування*, який дорівнює відношенню амплітуд напруженості електричного чи магнітного поля у будь-якому місці всередині екрану до амплітуди напруженості поля у цьому ж міс-

ці за його відсутності. Тобто  $S_E = E_3/E_0$ ; а  $S_H = H_3/H_0$ . Для інженерних розрахунків, коли похибка не перевищує 12 %, оцінку амплітудних параметрів та часових характеристик імпульсних магнітних полів, що проходять крізь корпуси-екрани, визначають наступними співвідношеннями. Із випадку, коли  $\tau_{диф} \leq \tau_u \ll \tau_s$ , коефіцієнт магнітного екранування  $S_H$  складає  $S_H = kn/\mu_0\sigma Rda_1$ , тривалість фронту імпульсу на рівні 0,1–0,9 амплітуди  $\tau_\phi = 0,28 \tau_{диф}$ , а тривалість імпульсу на рівні 0,5 амплітуди  $\tau_u = 0,69 \tau_{экр}$ .

У той же час, коли  $\tau_{экр} \leq \tau_u$ , коефіцієнт магнітного екранування  $S_H = \exp\left[\frac{-\ln[\tau_{экр} a_1 / (\tau_{экр} a_1 - 1)]}{\tau_{экр} a_1}\right]$ ; тривалість фронту імпульсу на рівні 0,1–0,9

амплітуди складає  $\tau_\phi = \frac{\tau_{экр} \ln(\tau_{экр} a_1)}{1,25(\tau_{экр} a_1 - 1)}$ , а тривалість імпульсу на рівні 0,5 ам-

плітуди  $\tau_u = \sqrt{\tau_u^2 + \tau_s^2}$ .

Ослаблення напруженості складових електромагнітного випромінювання, яке проникає всередину екрану крізь електричні неоднорідності визначають за допомогою коефіцієнта ослаблення поля  $\mathcal{E} = \exp(-\alpha_{E,H} d)$ , де значення  $\alpha_{E,H}$  залежить від форми та розмірів отворів. Ці параметри, а також місця розташування отворів на екрані завдають у головному меню додатку. Так для круглого отвору радіусом  $a$  коефіцієнти визначені наступними співвідношеннями:  $\alpha_E = 2,4/a$ ;  $\alpha_H = 1,84/a$ . У той же час для прямокутного отвору шириною  $b$  та довжиною  $a$ , коли вектор  $\mathbf{H}_1$  орієнтовано паралельно меншій стороні отвору, ці співвідношення мають наступний вигляд:

$$\alpha_E = \pi \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}; \quad \alpha_H = \pi/b.$$

За результатами обчислення визначають параметри складових електромагнітного випромінювання у найбільш небезпечному чи довільному місці екрану, яке обрано на конструкції розроблюваного корпусу – екрану. На рис. 3 наведено результати обчислення складових зовнішнього поля, внутрішнього поля та координат обраного місця у корпусі – екрані. Крім того, у додатку передбачено можливість більш докладного надання результатів розрахунків. Один із можливих прикладів наведено на рис. 4.

**Висновки.** Таким чином розроблена інженерна методика автоматизованого розрахунку структури електромагнітного поля всередині корпусу – екрану дає змогу забезпечити відповідність вимогам електромагнітної сумісності широкого кола радіоелектронного обладнання на стадії його створення. Крім того, вона стає ґрунтом для визначення рівня наведеного струму і напруг на елементах радіоелектронного обладнання, яке знаходиться всередині екрану.

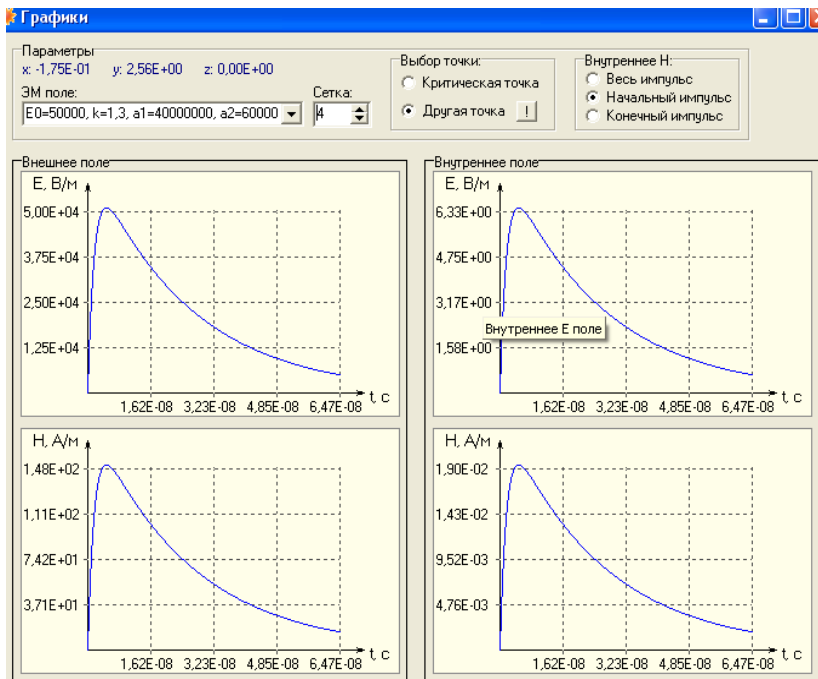


Рисунок 3 – Результаты обчислення складових електромагнітного випромінювання

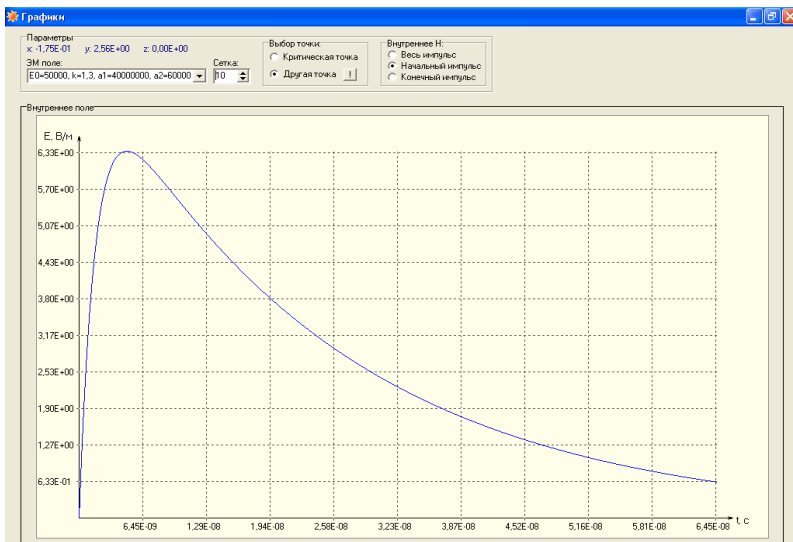


Рисунок 4 – Результаты розрахунку електричної складової всередині корпусу – екрану

**Список літератури:** 1. Рикетс Л.У., Бриджес Дж. Э., Майлетта Дж. Электромагнитный импульс и методы защиты / Под ред Н.А. Ухина. – М.: Атомиздат, 1979. – 328 с. 2. Miller D.A., Bridges J.E. / IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility. – 1968. – V. 10, № 1. – P. 52. 3. Kaden H. Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik. – Berlin, Springer, 1959. 4. Shenfeld S. / IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility. – 1969. – V. 10, № 1. – P. 29. 5. Тику Ш. Эффективная работа: SOLIDWORKS. – СПб.: Питер, 2005. – 768 с. 6. В.П.Прохоренко SOLIDWORKS 2005. Практическое руководство. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2005. – 512 с. 7. Дэвид Мюррей SOLIDWORKS 2003. – Издательство «Легу», 2003-2004. 8. Багрянцева Т.Ф., Домнин Ф.А., Кравец В.А., Серков А.А., Багрянцева Е.В., Ключкевич Е.А. Объектно-ориентированное конструирование изделий современного машиностроения. – Харьков, НТУ «ХПИ», 2006. – 170 с.

*Надійшла до редколегії 23.10.2006.*

УДК 621.319.7.001

**В.В.КНЯЗЕВ**, канд.техн.наук, НТУ «ХПИ»

## **АНАЛИТИЧЕСКОЕ РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ПРОНИКНОВЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЧЕРЕЗ ЭЛЛИПТИЧЕСКОЕ ОТВЕРСТИЕ В ПРОВОДЯЩЕЙ ПЛОСКОСТИ**

У статті наведено аналітичне рішення задачі проникнення високочастотного магнітного поля крізь еліптичну апертуру в площині, що проводить електричний струм. Рішення рівняння Лапласа з граничними умовами Діріхле отримано методом розподілу параметрів, які змінюються, в еліпсоїдальній системі координат. Знайдене рішення дало змогу визначити похибку використання метода еквівалентних дипольних моментів при розрахунках структури поля, яке проникає крізь апертури різноманітної форми. Це рішення використовується як тест відповідних прикладних програм для ЕОМ.

This paper gives the analytical solution of a problem related to the penetration of the high –frequency magnetic field through the elliptic aperture in electric current conducting plane. The Laplace equation with Dirichlet’s boundary conditions was solved using the method of distribution of parameters that are varying in the ellipsoidal coordinate system. This method of solution allowed for the determination of error related to the use of the method of equivalent dipole moments at calculating the field that penetrates through the aperture of a different form. It is a good tool for testing the appropriate application computer programs.

Актуальность расчетной оценки уровня и пространственной структуры электромагнитного поля, проникающего в пространство, ограниченное проводящей оболочкой, которая имеет различные нарушения своей целостности (отверстия, щели, швы и т.п.) сохраняется до сих пор. Важным является получение математически строгих решений (аналитических), которые могут быть использованы для тестирования компьютерных программ, реализующих численные методы решения задач электромагнитного экранирования. Степень достоверности результатов численного решения во многом зависит от

того насколько точно отражено поведение электромагнитного поля на границах раздела сред. Одной из таких проблемных границ является поверхность оболочки в область отверстия. Соответствующее решение для круглого отверстия на основе использования сфероидальной системы координат было получено в середине прошлого века немецким ученым Г. Каденом (H. Kaden) [1].

Представленное в данной работе решение, устанавливает функциональную зависимость амплитуды высокочастотного магнитного поля от координат точки в пространстве вблизи эллиптического отверстия и ориентации воздействующего магнитного поля относительно осей отверстия. Под высокочастотным полем понимается такое, глубина проникновения которого в рассматриваемый металлический лист много меньше толщины листа.

Данная работа является логическим дополнением решения задачи проникновения электрического поля через эллиптическое отверстие, которое изложено в работе [2]. Эллиптическая форма позволяет аппроксимировать (прямо или путем комбинации) практически все иные используемые формы отверстий.

Геометрия задачи проникновения напряженности магнитного поля через эллиптическое отверстие в корпусе-экране представлена на рис. 1.

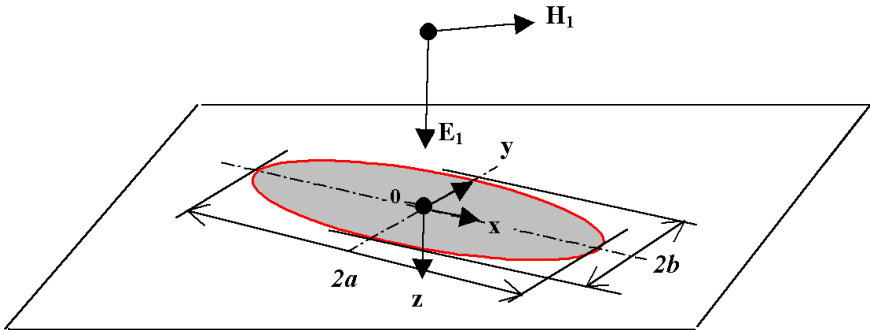


Рисунок 1 – Расчетная модель для определения проникновения электромагнитного поля в отверстие эллипсоидальной формы в корпусе-экране

В верхнем полупространстве ( $z < 0$ ) существует однородное магнитное поле, имеющее компоненты  $H_{1x}$  и  $H_{1y}$ . Вектор напряженности магнитного поля во всем окружающем отверстие пространство удовлетворяет уравнениям:

$$\text{rot}\vec{H} = 0, \quad (1)$$

$$\text{div}\vec{H} = 0. \quad (2)$$

Введем скалярные потенциалы следующими соотношениями, автоматически удовлетворив уравнение (1)

$$\vec{H}_i = -\text{grad}\varphi_i, \quad (3)$$

$$\varphi_i = \varphi_{xi} + \varphi_{iy}, \quad (4)$$

где:  $\vec{H}_i$  – напряженность магнитного поля, проникающая через отверстие ( $z > 0$ );  $\varphi_{ix}$  – скалярный потенциал, обусловленный компонентой внешнего поля  $H_{1x}$ ;  $\varphi_{iy}$  – скалярный потенциал, обусловленный компонентой внешнего поля  $H_{1y}$ .

Решение задачи может быть получено для каждого потенциала независимо. Постановка задачи нахождения потенциалов  $\varphi_{xi}$  или  $\varphi_{iy}$  полностью идентична постановке задачи для нахождения электрического поля [2] за исключением граничного условия на поверхности проводящей плоскости, которое необходимо заменить условием равенства нулю производной от потенциала по нормали к поверхности. Возникшую при этом произвольную постоянную можно положить равной нулю, так как при определении напряженности магнитного поля совершается операция дифференцирования.

Тогда, для составляющих потенциала, проникшего магнитного поля можно получить следующее аналитическое выражение:

$$\varphi_{ix} = 0,5\varphi_{1x} \frac{\int_{\xi}^{\infty} \frac{ds}{(s+a^2)R_s}}{\int_0^{\infty} \frac{ds}{(s+a^2)R_s}}; \quad (5)$$

$$\varphi_{iy} = 0,5\varphi_{1y} \frac{\int_{\xi}^{\infty} \frac{ds}{(s+b^2)R_s}}{\int_0^{\infty} \frac{ds}{(s+b^2)R_s}}, \quad (6)$$

где:  $R_s = \sqrt{(a^2+s)(b^2+s)s}$ ;

$$\varphi_{1x} = -H_{1x}x = -H_{1x} \sqrt{\frac{(\xi+a^2)(\eta+a^2)(\zeta+a^2)}{(a^2-b^2)b^2}};$$

$$\varphi_{1y} = -H_{1y}y = -H_{1y} \sqrt{\frac{(\xi+b^2)(\eta+b^2)(-\zeta-b^2)}{(a^2-b^2)b^2}}.$$

Тогда компоненты напряженности магнитного поля, проникшего через эллиптическое отверстие в плоскости, в эллипсоидальной системе координат будут иметь вид:

$$H_{\xi}^{(i)} = \frac{\vec{H}_{1x}}{2D(k)} \sqrt{\frac{\xi(\xi+b^2)(\eta+a^2)(\zeta+a^2)}{a^2(\xi-\eta)(\xi-\zeta)(a^2-b^2)}} \cdot \left\{ D(k, \varphi_2) - \frac{a^3}{\sqrt{\xi(\xi+a^2)(\xi+b^2)}} \right\} +$$

$$\frac{\vec{H}_{1x}}{2B(k)} \sqrt{\frac{\xi(\xi+a^2)(\eta+b^2)(-\zeta-b^2)}{b^2(\xi-\eta)(\xi-\zeta)(a^2-b^2)}} \cdot \left\{ B(k, \varphi_3) - \frac{ab^2}{\sqrt{\xi(\xi+a^2)(\xi+b^2)}} \right\}; \quad (7)$$

$$H_{\eta}^{(i)} = \frac{\vec{H}_{1x} D(k, \varphi_2)}{2D(k)} \sqrt{\frac{\eta(\eta+b^2)(\xi+a^2)(\zeta+a^2)}{a^2(\eta-\zeta)(\eta-\xi)(a^2-b^2)}} + \frac{\vec{H}_{1y} B^*(k, \varphi_3)}{2B(k)} \sqrt{\frac{\eta(\eta+a^2)(\xi+b^2)(-\zeta-b^2)}{b^2(\eta-\zeta)(\eta-\xi)(a^2-b^2)}}; \quad (8)$$

$$H_{\zeta}^{(i)} = \frac{\vec{H}_{1x} D(k, \varphi_2)}{2D(k)} \sqrt{\frac{\zeta(\zeta+b^2)(\xi+a^2)(\eta+a^2)}{a^2(\xi+\zeta)(\zeta-\eta)(a^2-b^2)}} + \frac{\vec{H}_{1y} B^*(k, \varphi_3)}{2B(k)} \sqrt{\frac{(-\zeta)(\zeta+a^2)(\xi+b^2)(\eta+b^2)}{b^2(\zeta-\xi)(\zeta-\eta)(a^2-b^2)}}; \quad (9)$$

$$\text{где: } D(k, \varphi_2) = \int_0^{\varphi_2} \frac{\sin^2 \varphi d\varphi}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \varphi}}; \quad B^*(k, \varphi_3) = \int_{\varphi_3}^{0,5\pi} \frac{\cos^2 \varphi d\varphi}{\sqrt{1-k^2 \sin^2 \varphi}};$$

$$\varphi_2 = \arcsin \sqrt{\frac{a^2}{\xi+a^2}}; \quad \varphi_3 = \arcsin \sqrt{\frac{\xi}{\xi+b^2}}.$$

При этом эллиптические интегралы, входящие в выражения (5) и (6) были преобразованы к стандартному виду.

Переход к декартовой системе координат осуществляется по известным формулам [3].

Полученные аналитические выражения для компонент магнитного поля, проникающего через эллиптическое отверстие, существенно упрощаются вдоль осей декартовой системы координат.

Так, в наиболее интересующем направлении по оси  $z$  координаты точек в эллипсоидальной системе координат имеют следующие значения:

$$\xi = z^2; \eta = -b^2; \zeta = -a^2.$$

Если принять, что вектор напряженности воздействующего магнитного поля направлен произвольно и лежит в плоскости  $ХОУ$ , значения декартовых компонент вектора напряженности магнитного поля, проникшего через отверстие на оси  $z$ , будет:

$$\vec{H}(z) = \frac{H_{1x}}{2D(k)} D(k, \varphi_2) x^0 + \frac{H_{1y}}{2B(k)} B^*(k, \varphi_3) y^0, \quad (10)$$

где:  $H_{1x}$  и  $H_{1y}$  – проекции вектора напряженности магнитного поля в области над отверстием ( $z < 0$ ) на оси декартовой системы координат  $x$  и  $y$ ;

$$B(k) = B^*(k, 0); \quad D(k) = D(k, \pi/2).$$

На рис. 2 и 3 приведено распределение компонент магнитного поля вдоль оси  $z$ , проникшего через эллиптическое отверстие при ориентации вектора напряженности внешнего магнитного поля вдоль оси  $x$  и  $y$ , соответственно. При этом значения соотношений полуосей варьируются в пределах  $b/a = 0,01 \dots 1,0$ . Из сравнения приведенных рисунков легко сделать вывод, что ориентация вектора напряженности внешнего магнитного поля относительно осей симметрии отверстия в значительной степени влияет на проникновение поля через отверстие. При ориентации вектора напряженности внешнего магнитного поля вдоль большей оси эллиптического отверстия степень проникновения поля в отверстие при прочих равных условиях больше, чем при ориентации этого поля вдоль малой оси отверстия. Причем степень влияния существенно возрастает при уменьшении отношения  $b/a$ . Так, если на расстоянии  $z/a = 1$  значение поля, проникшего через круглое отверстие, составляет  $0,1 H_1$  и не зависит от ориентации вектора воздействующего поля, то при  $b/a = 0,1$  значение проникшего поля в этой же точке составляет  $0,04 H_1$  и  $0,0017 H_1$  при ориентации  $H_1$  вдоль большей и меньшей осей эллиптического отверстия, соответственно.

$H_x/H_{1x}$

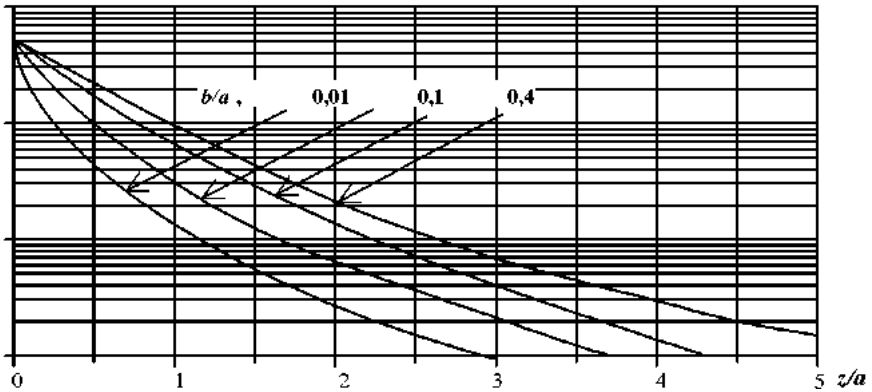


Рисунок 2 – Распределение вдоль оси  $z$   $H_x$  – компонент магнитного поля, проникающего через эллиптическое отверстие в плоскости, при различных соотношениях малой  $b$  и большей  $a$  полуосей отверстия

Выражения (7-10) можно упростить путем приближенного представления эллиптических интегралов через элементарные функции. Представление основано на использовании метода аппроксимации эллиптических интегралов без разложения подынтегральных функций в бесконечные ряды.

Основные неполные эллиптические интегралы, входящие в аналитиче-



ские выражения (7-10), можно представить через интегралы первого и второго рода следующими зависимостями:

$$D(k, \varphi) = \frac{K(k, \varphi) - E(k, \varphi)}{(a^2 - b^2)} \cdot a^2; \tag{11}$$

$$B^*(k, \varphi) = B(k) - B(k, \varphi); \tag{12}$$

$$B(k, \varphi) = K(k, \varphi) - D(k, \varphi), \tag{13}$$

где:  $K(k, \varphi) \approx \frac{1}{\sqrt{1-0,5k^2}} \arctg(\sqrt{1-0,5k^2} \operatorname{tg} \varphi)$ ,  $B(k) = B^*(k, 0)$ ,

$$K(k) = \frac{\pi}{2} + 0,45 \ln[1/(1-k^2)], \quad k = \sin \alpha.$$

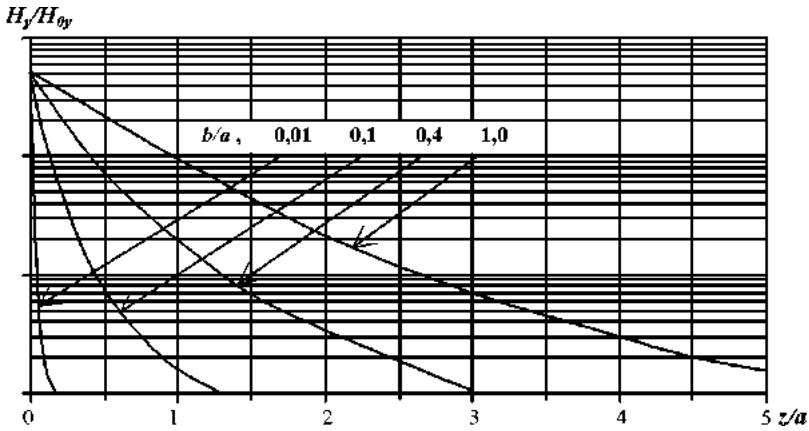


Рисунок 3 – Распределение вдоль оси  $z$   $H_y$  – компонент магнитного поля, проникающего через эллиптическое отверстие в плоскости, при различных соотношениях малой  $b$  и большей  $a$  полуосей отверстия

Сопоставление результатов оценки уровня напряженности магнитного поля, проникающего через отверстие, по найденным формулам и формулам широко распространенного на практике дипольного приближения, показало, что в непосредственной близости от отверстия, где значения напряженности поля представляют наибольший интерес для разработчиков численных методов отверстия, дипольное приближение дает значительную погрешность.

В тех случаях, когда интерес представляет область внутри корпуса экрана, находящаяся вдали от электрических неоднородностей, аналитические выражения, определяющие значения напряженности электрических и магнитных полей, проникающих через эти неоднородности, с допустимой при инженерных расчетах погрешностью, могут быть значительно упрощены. Известно, что на расстояниях от отверстия превышающих его максимальный

линейный размер, поля, проникающие через отверстия, можно интерпретировать как поля эквивалентных электрического и магнитного диполей, размещенных в геометрическом центре отверстия и соответствующим образом ориентированных относительно плоскости отверстия.

При использовании дипольного приближения, необходимо помнить, что погрешность получаемых значений меньше 10 % достигается начиная с определенного расстояния от отверстия и напрямую зависит от формы отверстия. На рис. 4 приведены кривые, которые иллюстрируют данную зависимость.

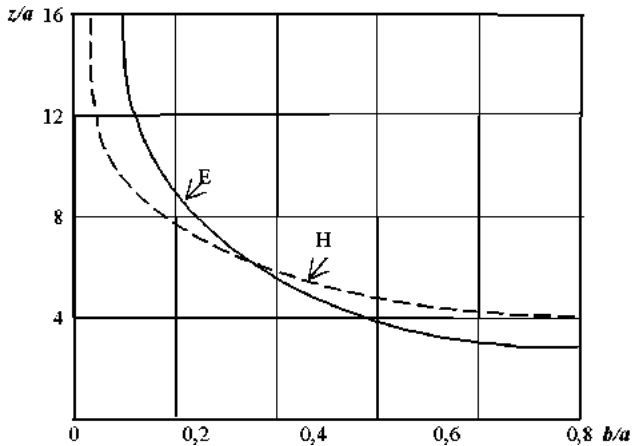


Рисунок 4 – Расстояние вдоль оси  $z$ , начиная с которого дипольное приближение имеет погрешность не более 10 %, в зависимости от соотношения размеров осей эллиптического отверстия.

В общем случае напряженность электрического поля эквивалентного диполя определяется соотношением:

$$\vec{E}_3 = \frac{1}{4\pi\vec{r}^3} \left\{ \frac{3(\vec{r} \cdot \vec{P})}{r^2} \vec{r} - \vec{P} \right\}, \quad (14)$$

где:  $\vec{r}$  – радиус вектор точки, в которой рассматривается поле;  $\vec{P}$  – эквивалентный дипольный момент отверстия.

Дипольный момент линейно пропорционален нормальной к плоскости отверстия компоненте воздействующего электрического поля :

$$\vec{P} = e(\vec{E}_3 \cdot \vec{n})\vec{n}. \quad (15)$$

Коэффициент пропорциональности  $e$  зависит только от формы отверстия и называется коэффициентом электрической поляризуемости отверстия.

$$\vec{H}_3 = \frac{1}{4\pi\vec{r}^3} \left\{ \frac{3(\vec{r} \cdot \vec{M})}{r^2} \vec{r} - \vec{M} \right\}, \quad (16)$$

где:  $\vec{r}$  – радиус вектор точки, в которой рассматривается поле;  $\vec{M}$  – эквивалентный дипольный момент отверстия.

При этом:

$$\begin{aligned}\vec{M} &= \vec{M}_x + \vec{M}_y; \\ \vec{M}_x &= -m_x \cdot H_{1x} \cdot \vec{x}, \\ \vec{M}_y &= -m_y \cdot H_{1y} \cdot \vec{y},\end{aligned}\tag{17}$$

где:  $m_x$  и  $m_y$  – коэффициенты магнитной поляризуемости отверстия по соответствующим осям декартовой системы координат,  $H_{1x}$  и  $H_{1y}$  – составляющие воздействующего магнитного поля.

Если учесть, что поля излучения элементарных диполей, которые используются в качестве аналогов для исследования процессов проникновения электрических и магнитных полей в корпуса-экраны через электрические неоднородности традиционно описываются в сферической системе координат, то поля в экранированной области можно представить в следующем виде:

– для проникающего электрического поля будут справедливы выражения:

$$E_r(r, \theta) = \frac{2P \cos \theta}{\epsilon r^3}; \quad E_\theta(r, \theta) = \frac{P \sin \theta}{\epsilon r^3},\tag{18}$$

– для магнитного поля

$$\begin{aligned}H_r(r, \varphi, \theta) &= \frac{2M \sin \varphi \sin \theta}{r^3}; \quad H_\varphi(r) = \frac{M}{r^3}; \\ H_\theta(r, \varphi, \theta) &= \frac{M \sin \varphi \cos \theta}{r^3},\end{aligned}\tag{19}$$

где:  $P$  и  $M$  – соответственно моменты эквивалентных электрического и магнитного диполей, определяемых по аналитическим выражениям (15 и 17) через коэффициенты поляризуемости отверстий.

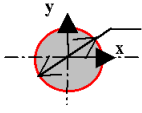
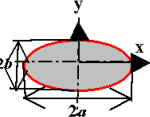
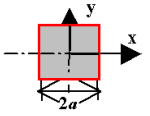
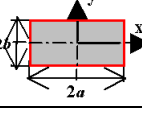
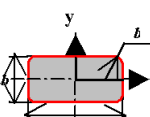
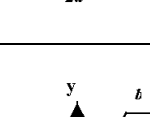
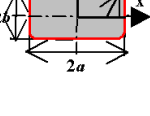
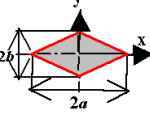
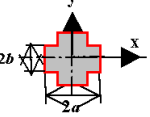
В таблице приведены значения коэффициентов поляризуемости типовых форм отверстий

### **Выводы.**

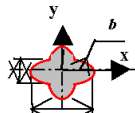
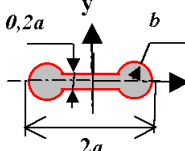
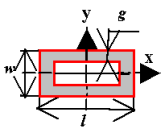
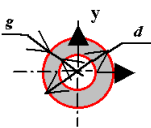
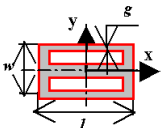
1. В работе получено строгое аналитическое решение трехмерного уравнения Лапласа с граничными условиями Дирихле для граничной поверхности в виде бесконечной плоскости с эллиптическим отверстием. Решение использовано для нахождения пространственного распределения высокочастотного магнитного поля, проникающего через эллиптическое отверстие в металлическом листе.

2. Найденные формулы в предельных случаях эллиптического отверстия (круглое отверстие, бесконечная щель) полностью совпадают с решениями, полученными для этих случаев другими авторами.

Значения коэффициентов поляризуемости типовых форм отверстий

Форма отверстия	Коэффициенты поляризуемости отверстия		
	$e$	$m_x$	$m_y$
1 	2	3	4
	$\frac{4}{3}a^3$	$\frac{8}{3}a^3$	$\frac{8}{3}a^3$
	$\frac{4}{3}a^{1,27} \cdot b^{1,73}$	$0,5\pi^{1,5} a^{2,3} \times b^{0,7}$	$0,5\pi^{1,5} a^{0,85} \times b^{2,15}$
	$1,9a^3$	$3,8a^3$	$3,8a^3$
	$10,67a^{1,27} \times b^{1,73} / \pi^{1,5}$	$3,8a^{2,3} \cdot b^{0,7}$	$3,8a^{0,85} \cdot b^{2,15}$
	$1,84a^{-0,23} \times b^{1,7} \times \left[ a + \left( \frac{\pi}{4} - 1 \right) b \right]^{1,5}$	$4a^{0,8} \cdot b^{0,7} \times \left[ a + \left( \frac{\pi}{4} - 1 \right) b \right]^{1,5}$	$4a^{-0,65} \cdot b^{2,15} \times \left[ a + \left( \frac{\pi}{4} - 1 \right) b \right]^{1,5}$
	$1,84a^{-0,23} \times b^{1,7} \times \left[ a + \left( \frac{\pi}{4} - 1 \right) b \right]^{1,5}$	$4a^{0,8} \cdot b^{0,7} \times \left[ a + \left( \frac{\pi}{4} - 1 \right) b \right]^{1,5}$	$4a^{-0,65} \cdot b^{2,15} \times \left[ a + \left( \frac{\pi}{4} - 1 \right) b \right]^{1,5}$
	$0,624a^{1,27} \cdot b^{1,78}$	$1,488a^{2,5} \cdot b^{0,5}$	$1,416a^{0,85} \cdot b^{2,15}$
	$1,84(2a-b)^{1,5} \times a^{-0,32} \cdot b^{1,82}$	$\frac{4}{3}b^{0,5}(2b^2+a^2)(2a-b)^{1,5} / a$	

Продолжение таблицы

1	2	3	4
	$4,16a^{1,2} \cdot b^{1,8}$	$16a^3 \left[ 0,145 \left( \frac{b}{a} \right)^{0,8} + 0,025 \right]$	
	$0,328a^3 + 23,2b^3$	$0,48a^{2,2} \times$ $\times b^{0,8} + 0,4a^3$	$4a^{0,65} \cdot b^{2,15} \times$ $\times \left[ a + \left( \frac{\pi}{4} - 1 \right) b^{1,5} \right]$
	$\frac{\pi^2 w}{2(1+l/w)} \times$ $\times \frac{1}{\ln[4(l+w)/g]}$	$\frac{\pi^3 [1+3(w/l)]}{6 \ln[4(l+w)/g]}$	$\frac{\pi w^3 [1+3(l/w)]}{6 \ln[4(l+w)/g]}$
	$\frac{\pi^2}{16} \times$ $\times \frac{d^3}{\ln[16(d/g)]-2}$	$\frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{d^3}{\ln[16(d/g)]-2}$	
	$\frac{\pi^2 w}{2(1+l/w)} \times$ $\times \frac{1}{\ln[4(l+w)/g]}$	$\frac{\pi^3 \left[ \frac{8}{3} + 7 \left( \frac{w}{l} \right) + 2 \left( \frac{w}{l} \right)^2 \right]}{12 \ln[4(l+w)/g]}$	$\frac{\pi w^3 [1+3(w/l)]}{6 \ln[4(l+w)/g]}$

3. Комплекс экспериментальных исследований, проведенных в последние годы, показал применимость полученных в представленной работе формул, для определения напряженности магнитного поля, проникающего через отверстия в металлический корпус, выполняющий функцию электромагнитного экрана. При этом, значение  $H_1$  задается равным значению напряженности магнитного поля на поверхности корпуса в точке, совпадающей с центром отверстия (в предположении электрической однородности корпуса). Что позволяет решение задачи проникновения поля в реальный корпус с отверстиями, осуществить в два этапа: первоначально, решить задачу дифракции поля на корпусе без отверстий, а, затем, задавшись найденными значениями  $H_1$  в центре каждого отверстия, рассчитать пространственную структуру поля внутри корпуса.

4. Экспериментально подтверждена справедливость найденных формул для расчета проникающего в корпус переменного (гармонического, импульс-

ного) магнитного поля, если выполняются условия квазистационарности (то есть резонансные явления отсутствуют). Учитывая, что, как правило, размеры отверстий не превышают 1 м, формулы надежно работают в частотном диапазоне от 10 кГц до 100 МГц.

5. Сопоставление результатов оценки уровня напряженности магнитного поля, проникающего через отверстие, по найденным формулам и формулам широко распространенного на практике дипольного приближения, показало, что на расстояниях, где значения напряженности поля представляют интерес для разработчиков численных методов, т.е. в непосредственной близости от отверстия, дипольное приближение дает недопустимо большую погрешность.

Автор выражает признательность Кравченко Г.В. и Болотову Л.М. за помощь при оформлении данной статьи.

**Список литературы:** 1. *Каден Г.* Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи // М.-Л.: ГЭИ, 1957. – 327 с. 2. *Князев В.В.* Аналитическое решение задачи проникновения электрического поля через эллиптическое отверстие в проводящей плоскости // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Энергетика и преобразовательная техника». – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2004. – № 35. – С. 71-82. 3. *Морс Ф.М., Феишбах Г.* Методы теоретической физики // М.: ИЛ, 1958. – Том 1. – 930 с.

*Поступила в редколлегию 10.11.2006*

УДК 621.318

***В.И.КРАВЧЕНКО***, докт.техн.наук,  
***И.В.ЯКОВЕНКО***, докт.физ.-мат.наук; ***Ф.В.ЛОСЕВ***; НТУ» ХПИ»

## **ЗАТУХАНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ КОЛЕБАНИЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР ЭЛЕКТРОРАДИОИЗДЕЛИЙ В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СТОРОННЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

Показано, що дія імпульсного електромагнітного випромінювання (ЕМВ) на електровироби часто супроводжується виникненням струмів у провідних елементах ЕРВ і утворенням їх внутрішніх полів. Визначено механізми взаємодії заряджених частинок з власними полями комплексуючих електрорадіовиробів, що приводять до загасання поверхневих полярітонів у напівпровідникових структурах.

The influence of pulsed electromagnetic radiation on electric radio apparatus is often accompanied by currents arcing on inner current – conducting elements as well as by the distortion of their internal fields. The power losses of the flow of charged particles caused by such an interaction due to excitation of surface polaritons in the semiconductor structure have been determined.

**Введение.** Большинство имеющихся теоретических и экспериментальных результатов исследований влияния ЭМИ на радиоизделия относятся к области необратимых отказов. Моделирование механизмов взаимодействия наведенных ЭМИ токов и напряжений с процессами, характеризующими функциональное назначение изделий, обычно проводится в рамках теории цепей с распределенными параметрами. Этот подход позволяет оценить критерии работоспособности в целом (например оценить критическую энергию, характеризующую тепловой пробой), однако вопросы связанные с определением различного рода электромагнитных взаимодействий, протекающих непосредственно в комплектующих изделия при воздействии ЭМИ остаются открытыми.

Расширение областей применения и возрастание быстродействия радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) приводит к необходимости все большего использования элементной базы, содержащей изделия полупроводниковой электроники [1]. Это увеличивает степень влияния внешнего электромагнитного излучения (ЭМИ) на работоспособность РЭА, к воздействию которого полупроводниковые комплектующие обладают повышенной чувствительностью.

Все многообразие отказов, возникающих в РЭА как результат воздействия сторонних факторов, принято разделять на обратимые и необратимые [2]. Необратимые отказы характеризуются полной утратой работоспособности РЭА. Они наступают в случае, когда изменение внутренних параметров аппаратуры превышает допустимые пределы (при воздействии внешнего ЭМИ необратимые отказы обычно возникают вследствие теплового пробоя комплектующих). Для обратимых отказов характерна временная утрата работоспособности, приводящая к искажению выходных характеристик.

Настоящая работа в определенной степени компенсирует существующий пробел в этой области исследований обратимых отказов. В ней исследуется взаимодействие потоков заряженных частиц, наведенных ЭМИ, с волновыми процессами в полупроводниковых структурах, используемых в современной СВЧ – электронике

**Основные результаты.** Объектом исследования является поверхностные колебания полупроводниковых структур, входящих в состав электрорадиоизделий и механизмы их взаимодействия с электронами проводимости, приводящие к затуханию колебаний в условиях воздействия внешнего электромагнитного поля.

Рассмотрим затухание поверхностных плазмонов на границе двух сред, которые при  $T = 0$  характеризуются диэлектрическими проницаемостями

$$\epsilon_i = \epsilon_{0i} - \omega_{0i}^2 / \omega^2.$$

Для нахождения спектра и бесстолкновительного затухания поверхностных колебаний в условиях пренебрежения эффектом запаздывания электро-

магнитного поля воспользуемся следующими уравнениями

$$\operatorname{rot} \vec{E}(x, y, t) = 0; \quad \vec{E}(x, y, t) = \vec{E}(\omega, q_x, y) e^{i(q_x x - \omega t)}; \quad (1)$$

$$\vec{E}(\omega, q_x, y) = (E_x, E_y, 0);$$

$$\operatorname{div} \vec{D}(\omega, x, y) = 0;$$

$$\vec{D}(\omega, x, y) = \varepsilon_0(y) \vec{E}(\omega, x, y) + \frac{4\pi i}{\omega} \vec{j}(\omega, x, y); \quad (2)$$

$$\varepsilon_0(y) = \begin{cases} \varepsilon_{01}, & y > 0; \\ \varepsilon_{02}, & y < 0; \end{cases} \quad \vec{E} = \begin{cases} \vec{E}_1, & y > 0; \\ \vec{E}_2, & y < 0; \end{cases} \quad \vec{j} = \begin{cases} \vec{j}_1, & y > 0; \\ \vec{j}_2, & y < 0 \end{cases}$$

с граничными условиями при  $y = 0$ : непрерывностью тангенциальных составляющих электрического поля  $E_x$  и нормальных составляющих электрической индукции  $D_y$ .

Мы будем исходить из модели однородной среды. Иными словами, будем считать, как и в случае холодной плазмы, обе среды безграничными, а поля и токи в каждой из них удовлетворяют граничным условиям на плоскости  $y = 0$  и убывают при  $y \rightarrow \pm\infty$ . Очевидно, что такая модель вполне оправдана, если граница является прозрачной для частиц, то есть высота потенциального барьера мала по сравнению с энергией частиц. При этом  $\omega_{01} = \omega_{02}$ ;  $\varepsilon_{01} = \varepsilon_{02}$ .

С другой стороны, если среды разделены бесконечно высоким потенциальным барьером  $\omega_{01} \neq \omega_{02}$ , то частицы испытывают с обеих сторон упругое (зеркальное) отражение от барьера, а электромагнитные свойства такой полуграниченной среды, как известно, идентичны свойствам безграничной. При этом результаты, полученные в [3] в классическом приближении для границы плазма-диэлектрик (непоглощающая среда), могут быть перенесены на случай двух плазмopodobных сред, разделенных слоем диэлектрика, толщина которого мала по сравнению с длиной волны.

Тогда материальное уравнение можно записать:

$$\vec{j}(\omega, \vec{r}) = -\frac{e^2 n_0}{mc} \vec{A}(\omega, r) + \vec{j}'(\omega, r). \quad (3)$$

Здесь  $\vec{A}(\omega, \vec{r}) = \frac{c}{i\omega} \vec{E}(\omega, \vec{r})$  – вектор-потенциал,  $n_0 = \sum \rho_k^0 \psi_k^*(\vec{r}) \psi_k(\vec{r})$  – равновесная концентрация носителей заряда,  $\rho_k^0$  их равновесная функция распределения,  $\psi_k(\vec{r}) = V^{-1/2} \exp(ik\vec{r})$  – волновая функция частицы с законом дисперсии  $E_k = \frac{\hbar^2 k^2}{2m}$ ,  $V$  – объем среды,  $\vec{j}'(\omega, \vec{r}) = \sum \rho_{kk'}(\omega) \vec{j}_{kk'}(\vec{r})$  – ток проводимости, обусловленный переходами электронов между состояниями  $k$  и  $k'$  ( $k_z = k'_z$ ) вследствие их неупругого рассеяния на потенциале



$\vec{A}(\omega, \vec{r}) = \vec{A}(\omega, q_x, y) e^{i(q_x x - \omega t)}$  (далее полагаем для определенности  $q_x > 0, \omega > 0$ ),  $\rho_{kk'}^0(\omega)$  – возмущенная недиагональная поправка к равновесной функции распределения частиц, определяемая из уравнения движения для матрицы плотности [2]:

$$\rho_{kk'}(\omega) = \frac{\rho_k^0 - \rho_{k'}^0}{\hbar(\omega_{kk'} - \omega^*)} H_{kk'}(\omega); \quad \omega_{kk'} = \frac{\hbar(k^2 - k'^2)}{2m}; \quad (4)$$

$$\omega^* = \omega + i\nu, \quad \nu \rightarrow 0;$$

$$H_{kk'} = \frac{ie\hbar}{2mc} \int \psi_k^*(\vec{r})(\vec{A}\nabla + \nabla\vec{A})\psi_{k'}(\vec{r})d\vec{r}.$$

– матричный элемент гамильтониана взаимодействия носителей заряда с электромагнитным полем

$$\vec{j}_{kk'} = \frac{ie\hbar}{2m} \left\{ \nabla\psi_{k'}^*(r)\psi_k(\vec{r}) - \psi_{k'}^*(r)\nabla\psi_k(\vec{r}) \right\} \quad (5)$$

– матричный элемент оператора плотности тока частицы. Окончательно  $\vec{j}'(\omega, \vec{r})$  можно преобразовать к следующему виду:

$$\vec{j}'(\omega, \vec{r}) = -\frac{1}{\hbar c} \sum \vec{j}_{kk'}(\vec{r}) \frac{(\rho_k^0 - \rho_{k'}^0)}{\omega_{kk'} - \omega^*} \left[ H_{kk'}^s(\omega) + \int \vec{j}_{kk'}(\vec{r}) \vec{A}(\omega, \vec{r}) d\vec{r} \right], \quad (6)$$

где

$$H_{kk'}^s = \frac{ie\hbar}{2mc} \int dx dz \psi_k^*(x, 0, z) \psi_{k'}(x, 0, z) [A_y(\omega, x, +0) - A_y(\omega, x, -0)].$$

Таким образом, в выражении (3) для полного тока первое слагаемое определяет частоту поверхностных плазмонов, второе слагаемое должно определять их затухание.

Подставляя далее  $\vec{j}'(\omega, \vec{r})$  в уравнение (2) и принимая во внимание уравнение (3), получим:

$$\frac{\partial^2 A_x(\omega, x, y)}{\partial y^2} - q_x^2 A_x(\omega, x, y) = -\frac{4\pi i q_x c}{\omega^2 \varepsilon(\omega)} \text{div } \vec{j}'(\omega, x, y);$$

где

$$\varepsilon(\omega) = \begin{cases} \varepsilon_1(\omega), & y > 0; \\ \varepsilon_2(\omega), & y < 0. \end{cases} \quad (7)$$

Поскольку декремент затухания мал по сравнению с частотой колебаний, то решение уравнения (7) будем искать методом последовательных приближений. Полагая в первом приближении правую часть равной нулю, находим при  $\varepsilon(\omega) \neq 0$  следующие выражения для потенциала в каждой из сред

$$\begin{aligned}
y > 0; \quad A_{1x}(y) &= A_1 e^{-q_x y}; \quad A_{1y} = iA_{1x}(y); \\
y < 0; \quad A_{2x}(y) &= A_2 e^{-q_x y}; \quad A_{2y} = -iA_{2x}(y).
\end{aligned} \tag{8}$$

Продолжим потенциалы соответственно на полупространства  $y < 0$  и  $y > 0$ :  $A_x(-y) = A_x(y)$ ;  $A_y(-y) = -A_y(y)$ . При этом нормальная составляющая  $\vec{A}(y)$  испытывает разрыв на плоскости  $y = 0$ . Подставляя значения  $\vec{A}(\omega, \vec{r})$  в формулу (3) и интегрируя по всему пространству  $\vec{r}$ , получаем после замены суммирования  $\sum_k$  на интегрирование  $\frac{V}{(2\pi)^3} \int d\vec{k}$ .

$$\begin{aligned}
\vec{j}'(\omega, \vec{r}) &= \frac{e^2 \hbar A e^{iq_x x}}{2(2\pi)^4 m^2 c} \times \\
&\times \int \frac{d\vec{k} d\vec{k}'_y}{\omega_{kk'} - \omega^*} (\rho_k^0 - \rho_{k'}^0) (\vec{k} + \vec{k}') \left[ 1 - \frac{k^2 - k'^2}{q_x^2 + (k_y - k'_y)^2} \right] e^{i(k_y - k'_y)y}.
\end{aligned} \tag{9}$$

Здесь  $k'_x = k_x - q_x$ ,  $k'_z = k_z$ .

Слагаемое, пропорциональное  $\rho_k^0$ , определяет ток, возникающий в результате перехода электрона из состояния  $k$  в состояние  $k'$  с излучением кванта  $\hbar\omega$  электромагнитного поля. При этом можно провести интегрирование по  $k'_y$ , учитывая при  $k_x \gg q_x$ ,  $\omega \gg q_x v_x$  вклады полюсов  $k_y'^2 = k_y^2 - \frac{2m(\omega + i\nu)}{\hbar}$ .

Слагаемое с  $\rho_{k'}^0$  обуславливает ток, связанный с переходами электронов из состояния  $k'$  в состояние  $k$  при поглощении энергии  $\hbar\omega$ . Этот ток определяется полюсами  $k_y^2 = k_y'^2 + \frac{2m(\omega + i\nu)}{\hbar}$  при интегрировании по  $k_y$ . В результате интегрирования получаем:

$$\begin{aligned}
\vec{j}'(\omega, \vec{r}) &= \frac{-ie^2 \omega A e^{iq_x x}}{(2\pi)^3 \hbar c} \times \\
&\times \left\{ \int \frac{d\vec{k} (\vec{k} + \vec{k}_-)}{k_y^- (k_y - k_y^-)^2} \rho_k^0 \left[ 1 - \frac{\hbar(k_y - k_y^-)^2}{2m\omega} \right] \exp\left\{ [k_y - k_y^- + i\delta_-] y \right\} - \right. \\
&\left. - \int \frac{d\vec{k} (\vec{k} + \vec{k}_+)}{k_y^+ (k_y - k_y^+)^2} \rho_{k'}^0 \left[ 1 - \frac{\hbar(k_y - k_y^+)^2}{2m\omega} \right] \exp\left\{ [k_y^+ - k_y + i\delta_+] y \right\} \right\}.
\end{aligned} \tag{10}$$

Здесь

$$y < 0, k_y^\pm = \sqrt{k_y^2 \pm \frac{2m\omega}{\hbar}} > 0, \quad \vec{k}_\pm = (k_x, k_y^\pm, k_z), \delta_\pm = \frac{mv}{\hbar k_y^\pm}.$$

Символ  $\int'$  означает, что интегрирование по  $k_y$  проводится в областях  $\left(-\infty, -\sqrt{\frac{2m\omega}{\hbar}}; \sqrt{\frac{2m\omega}{\hbar}}, \infty\right)$  где возможен процесс излучения кванта энергии электроном. Аналогичное выражение для  $\vec{j}'$  легко получить в области  $y = 0$ .

Видно, что ток  $\vec{j}'(\omega, \vec{r})$ , возникающий в результате электронных переходов между состояниями  $k_y$  и  $k'_y$ , представляет собой бесконечный набор пространственных гармоник с периодом  $\frac{2\pi}{|k_y - k_y^\pm|}$ , зависящим от частоты поля и импульса частицы, с амплитудой, убывающей от границы как  $\exp(-\delta_\pm |y|)$ . В классическом пределе  $k_y^2, k_y'^2 \gg \frac{2m\omega}{\hbar}$  такого рода гармоники известны как «волны Ван-Кампена», фазовая скорость которых равна скорости частицы. Подставляя (6) в уравнение (7), находим потенциал, возбуждаемый током  $\vec{j}'(\omega, x, y)$ .

$$\begin{aligned} A'_x(\omega, q_x, y) &= \frac{i\alpha(\omega, q_x, y)}{\varepsilon(\omega)} A; \\ A'_y(\omega, q_x, y) &= \frac{A}{q_x \varepsilon(\omega)} \frac{\partial \alpha}{\partial y}(\omega, q_x, y); \\ \alpha(\omega, q_x, y) &= \frac{e^2 q_x m}{\pi^2 \hbar^2} \times \\ &\times \left\{ \int' \frac{\rho_k^0 d\vec{k}}{k_y^-(k_y \mp k_y^-)^4} \left[ 1 - \frac{\hbar(k_y \mp k_y^-)^2}{2m\omega} \right] \exp\left\{i(k_y \mp k_y^- \pm i\delta_-)y\right\} - \right. \\ &\left. \int' \frac{\rho_k^0 d\vec{k}}{k_y^+(k_y \mp k_y^+)^4} \left[ 1 - \frac{\hbar(k_y \mp k_y^+)^2}{2m\omega} \right] \exp\left\{i(\pm k_y^+ - k_y \pm i\delta_+)y\right\} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь верхние знаки перед  $k_y^\mp$  и  $\delta_\mp$  относятся к полупространству  $y > 0$ , нижние, соответственно, к полупространству  $y < 0$ .

Посредством граничных условий теперь можно исключить неопределенные константы  $A_1$  и  $A_2$  и получить дисперсионное уравнение:

$$\varepsilon_1(\omega) \left[ 1 + i \frac{\alpha_2(\omega, q_x, 0)}{\varepsilon_2(\omega)} \right] + \varepsilon_2(\omega) \left[ 1 + i \frac{\alpha_1(\omega, q_x, 0)}{\varepsilon_1(\omega)} \right] = 0. \quad (12)$$

Отсюда, при  $\left| \frac{\alpha(\omega, q_x, 0)}{\varepsilon(\omega)} \right| \ll 1$  получаем:

$$\omega_s = \left( \frac{\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2}{\varepsilon_{01} + \varepsilon_{02}} \right)^{1/2}; \quad \Delta\omega_s = \frac{i\omega_s}{2} \frac{[\alpha_1(\omega, q_x, 0) + \alpha_2(\omega, q_x, 0)]}{\varepsilon_{01} + \varepsilon_{02}}.$$

Найдем теперь декременты затухания в различных физических ситуациях. В случае максвелловского распределения электронов

$$\rho_k^0 = \frac{(2\pi\hbar)^3 n_0}{(2\pi m T)^{3/2}} e^{-\frac{\hbar^2 k^2}{2mT}}.$$

выражение для  $\alpha(\omega, q_x, 0)$  можно преобразовать к следующему виду:

$$\alpha(\omega, q_x, 0) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\omega_0^2 q_x v_T}{\hbar \omega^4} (e^{-\frac{\hbar\omega}{T}} - 1) \int_{-\infty}^{\infty} (x^2 + \frac{\hbar\omega}{T})^{\frac{1}{2}} x^2 e^{-x^2} dx.$$

Отсюда получаем:

$$\begin{aligned} \alpha &= -2 \frac{\omega_0^2 q_x v_T}{\omega_s^3} \sqrt{\frac{T}{2\hbar\omega_s}}; & \frac{\hbar\omega_s}{T} \gg 1; \\ \alpha &= -2 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\omega_0^2 q_x v_T}{\omega_s^3}; & \frac{\hbar\omega_s}{T} \ll 1. \end{aligned} \quad (13)$$

В случае бесконечно малого барьера:

$$\omega_{01} = \omega_{02}, \quad \varepsilon_{01} \neq \varepsilon_{02}, \quad \omega_s = \omega_0 \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_{01} + \varepsilon_{02}}} - \text{декременты колебаний соответственно равны :}$$

$$\begin{aligned} \Delta\omega_s &= -iq_x v_T \sqrt{\frac{T}{2\hbar\omega_s}}; & \hbar\omega_s \gg T; \\ \Delta\omega_s &= -\sqrt{\frac{2}{\pi}} iq_x v_T; & \hbar\omega_s \ll T. \end{aligned} \quad (14)$$

На границе двух плазменных сред, разделенных бесконечно высоким потенциальным барьером, выражения для декремента приобретают вид:

$$\begin{aligned} \Delta\omega_s &= -i \frac{q_x}{\sqrt{2\hbar\omega_s}} \frac{\sum \omega_{0i}^2 v_{Ti} T_i^{1/2}}{\sum \omega_{0i}^2}; \\ \Delta\omega_s &= -\sqrt{\frac{2}{\pi}} iq_x \frac{\sum \omega_{0i}^2 v_{Ti}}{\sum \omega_{0i}^2}; & i = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (15)$$

Видно, что на границе плазма-диэлектрик  $\omega_{02} = 0, \omega_{01} = \omega_0, \varepsilon_2 = \varepsilon_d$  формулы (15) совпадают с формулами (13) и соответствуют известным выражением для декремента поверхностных колебаний [4] при зеркальном от-

ражении частиц от границы.

### **Выводы.**

Предложена модель взаимодействия электронов проводимости полупроводящей среды с поверхностными колебаниями, основанная на реализации резонансного (черенковского) взаимодействия движущихся зарядов и электромагнитных колебаний в условиях, когда совпадают фазовая скорость волны и скорость заряженной частицы.

Получены расчетные соотношения, связывающие параметры полупроводниковых структур: концентрацией свободных носителей, диэлектрической проницаемостью, температурой носителей с величиной декремента колебаний в классическом и квантовом приближениях.

**Список литературы:** 1. *Мырова Л.О., Чепиженко А.З.* Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим электромагнитным излучениям. – М.: Радио и связь, 1988. – 235 с. 2. *Михайлов М.И., Разумов Л.Д., Соколов С.А.* Электромагнитные влияния на сооружения связи. – М.: Радио и связь, 1979. – 225 с. 3. *Стил М., Вюраль Б.* Взаимодействие волн в плазме твердого тела. – М.: Атомиздат, 1973. – 312 с. 4. *Белецкий Н.Н., Светличный В.М., Халамейда Д.Д., Яковенко В.М.* Электромагнитные явления СВЧ-диапазона в неоднородных полупроводниковых структурах. – Киев, Наукова думка, 1991. – 216 с. 5. *Зи С.* Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – 456 с.

*Поступила в редколлегию 27.10.2006*

УДК 519.688

***В.И.КРАВЧЕНКО***, докт.техн наук;

***И.В.ЯКОВЕНКО***, докт.физ.-мат.наук; ***Ф.В.ЛОСЕВ***; НТУ» ХПИ»

### **КИНЕТИЧЕСКИЕ МЕХАНИЗМЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОВЕРХНОСТНЫХ КОЛЕБАНИЙ С ЭЛЕКТРОНАМИ ПРОВОДИМОСТИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СТРУКТУР В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СТОРОННЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ**

Показано, що дія імпульсного електромагнітного випромінювання (ЕМВ) на електровироби часто супроводжується виникненням струмів у провідних елементах ЕРВ і утворенням їх внутрішніх полів. Визначено механізми виникнення нестійкостей власних коливань напівпровідникових надграт, обумовлених їх взаємодією з потоками заряджених частинок в умовах дії стороннього ЕМВ.

The influence of pulsed electromagnetic radiation on electric radio apparatus is often accompanied by currents arcing on inner current – conducting elements as well as by the distortion of their internal fields. The power losses of the flow of charged particles caused by such an interaction due to excitation of surface polaritons in the semiconductor structure have been determined.

**Введение.** Все многообразие отказов, возникающих в РЭА как результат воздействия сторонних факторов, принято разделять на обратимые и необратимые [1,2]. Необратимые отказы характеризуются полной утратой работоспособности РЭА. Они наступают в случае, когда изменение внутренних параметров аппаратуры превышает допустимые пределы (при воздействии внешнего ЭМИ необратимые отказы обычно возникают вследствие теплового пробоя комплектующих). Для обратимых отказов характерна временная утрата работоспособности, приводящая к искажению выходных характеристик.

Большинство имеющихся теоретических и экспериментальных результатов исследований влияния ЭМИ на радиоизделия относятся к области обратимых отказов. Моделирование механизмов взаимодействия наведенных ЭМИ токов и напряжений с процессами, характеризующими функциональное назначение изделий, обычно проводится в рамках теории цепей с распределенными параметрами. Этот подход позволяет оценить критерии работоспособности в целом (например оценить критическую энергию, характеризующую тепловой пробой), однако вопросы связанные с определением различного-рода электромагнитных взаимодействий, протекающих непосредственно в комплектующих изделия при воздействии ЭМИ остаются открытыми.

Настоящая работа в определенной степени компенсирует существующий пробел в этой области исследований обратимых отказов. В ней исследуется взаимодействие потоков заряженных частиц, наведенных ЭМИ, с волновыми процессами в полупроводниковых структурах, используемых в современной СВЧ – электронике.

**Основные результаты.** В работе [4] было исследовано бесстолкновительное затухание поверхностных плазмонов на основе дисперсионного уравнения и было показано, что затухание колебаний вызвано преобразованием поля поверхностного плазмона в волны Ван-Кампена. Как уже отмечалось ранее взаимодействие поверхностных плазмонов и электронов можно представить как процесс столкновений частиц и характеризовать интегралом столкновений в кинетических уравнениях для бозонов и фермионов. Подобным образом описывается механизм рассеяния электронов на фононах в проводящих твердых телах [3]. В настоящей работе исследуются механизмы затухания поверхностных колебаний, когда их взаимодействие с электронами проводимости в условиях воздействия внешнего электромагнитного излучения на электрорадиоизделия носит характер столкновений.

Кинетическое уравнение для поверхностных плазмонов имеет вид:

$$\frac{\partial N_{\bar{q}}}{\partial t} = \frac{2\pi}{\hbar} \sum |W_{k_1 q k_2}|^2 \delta(E_1 - E_2 - \hbar\omega_{\bar{q}}) [(N_{\bar{q}} + 1)n_{\bar{k}_1} (1 - n_{\bar{k}_2}) - N_{\bar{q}} n_{\bar{k}_{21}} (1 - n_{\bar{k}_1})], \quad (1)$$

где  $N_q$  – число поверхностных плазмонов в состоянии – число электронов в состояниях  $k_{1,2}$ ;  $E_{1,2} = \frac{\hbar^2 k_{1,2}}{2m}$  – закон дисперсии электронов;  $W_{k_1 q k_2}$  – матричный элемент, характеризующий вероятность перехода электронов между состояниями  $k_1 \rightarrow k_2$ . Первый член правой части уравнения описывает процесс спонтанного и индуцированного излучения поверхностных плазмонов при переходе электронов из состояния  $k_1$  в состояние  $k_2$ ; второй – процессы поглощения плазмонов при обратных переходах. В левой части уравнения отсутствует член  $v_{sp} \frac{\partial N_q}{\partial r}$ , поскольку предполагается, что плазмоны не обладают дисперсией и их групповая скорость равна нулю. Особенность кинетического уравнения заключается в том, что закон сохранения импульса плазмонов и электронов выполняется только в направлении параллельном границе раздела сред, поскольку пространство вдоль оси  $OY$  неоднородно:

$$k_{1x} = k_{x2} + q_x; \quad k_{1z} = k_{z2} + q_z.$$

Предполагается, что плазменная среда (среда 1) занимает область пространства  $0 \leq y \leq L$   $\left( \epsilon_1(\omega) = \epsilon_0 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)$ . Границы  $y = 0$ ;  $y = L$  являются идеально отражающими, а области  $y < 0$ ;  $y > L$  занимает диэлектрик (вакуум)  $\epsilon_2 = \epsilon_d$ . Глубина проникновения поля плазмона остается малой по сравнению с  $L$ , то есть поля локализованы на границах  $y = 0$ ;  $y = L$  независимо друг от друга. Мы рассмотрим взаимодействие электронов и плазмонов вблизи границы  $y = 0$ .

Выражение для гамильтониана взаимодействия электронов с плазмонами, определяющее матричный элемент  $W_{k_1 q k_2}$ , имеет вид:

$$\hat{H}^{(int)} = -\frac{1}{c} \int \hat{j}(r) \hat{A}(r) dr. \quad (2)$$

Здесь  $A$  – вектор-потенциал (с калибровкой  $div \vec{A} = 0$ ;  $\vec{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}$ ).

Он выражается через операторы рождения и уничтожения плазмонов (соответственно:  $\hat{a}_q^{(+)}(t) = \hat{a}_q \exp(i\omega t)$ ;  $\hat{a}_q(t) = \hat{a}_q \exp(-i\omega t)$ ) следующим образом:

$$A_\alpha(\vec{r}, t) = \sum_q A_\alpha(\vec{q}) \vec{e}_\alpha e^{i\vec{q}\vec{r}} \left[ \hat{a}_q(t) + \hat{a}_{-q}^{(+)}(t) \right]$$

$$e_{1x} = e_{2x} = \frac{q_x}{q\sqrt{2}}; \quad e_{1y} = -e_{2y} = \frac{i}{\sqrt{2}}; \quad e_{1z} = e_{2z} = \frac{q_z}{q\sqrt{2}}; \quad q = \sqrt{q_x^2 + q_z^2}; \quad (3)$$

$$\omega_{-q} = \omega_q = \omega; \quad q_y = -iq; \quad y < 0; \quad q_y = iq; \quad y > 0.$$

Величина  $A_q$  находится в результате квантования энергии электромаг-

нитного поля поверхностного плазмона

$$\hat{H}^{(em)} = \frac{\omega^2}{8\pi c^2} \int [\hat{A}(\omega, r)]^2 \frac{d}{d\omega} (\omega \epsilon(\omega)) d\vec{r}, \quad (4)$$

где интегрирование проводится по всей области локализации поверхностного плазмона. Подставляя в (4)  $[\hat{A}(\omega, r)]^2$ , приравнявая

$$H^{(em)} = \sum \frac{\hbar \omega_q}{2} [\hat{a}_q \hat{a}_q^+ + \hat{a}_q^+ \hat{a}_q],$$

получим  $A_q = \left( \frac{4\pi e^2 \hbar q c^2}{S \omega_q (\epsilon_o + \epsilon_d)} \right)^{1/2}$ ,

где  $S$  – площадь поверхности образца.

Оператор плотности электронного тока имеет вид:

$$\vec{j} = \frac{e\hbar}{2im_0} [\hat{\Psi}^+ \nabla \hat{\Psi} - \hat{\Psi} \nabla \hat{\Psi}^+];$$

$$\hat{\Psi}^+ = \frac{1}{\sqrt{V}} \sum \hat{b}_k^+(t) \exp(-i(k_x x + k_z z)) \sin k_y y;$$

$$\hat{\Psi} = \frac{1}{\sqrt{V}} \sum \hat{b}_k(t) \exp(i(k_x x + k_z z)) \sin k_y y; \quad (5)$$

$$V = SL \quad ; k_y = \frac{\pi}{L} n; \quad n = 1, 2, 3 \dots$$

где  $b_k^{(+)}(t) = b_k^{(+)} e^{\frac{iE_k t}{\hbar}}$ ;  $b_k(t) = b_k e^{-\frac{iE_k t}{\hbar}}$  – операторы рождения и уничтожения электронов с волновым вектором  $\vec{k}$ .

Проведя в выражении (2) интегрирование, получим:

$$H^{(es)} = \sum_{k_1 q k_2} W_{k_1 q k_2} b_{k_1}(t) (a_q(t) + a_{-q}^+(t)) b_{k_2}^+(t), \quad (6)$$

где:

$$W_{\vec{k}_1 \vec{q} \vec{k}_2} = \frac{2k_{1y} k_{2y} (k_1^2 - k_2^2) W_0 q_x}{[(q^2 + (k_{2y} - k_{1y})^2) (q^2 + (k_{2y} - k_{1y})^2) |q_x|]};$$

$$W_0 = \left( \frac{2\pi e^2 q_x \hbar^3}{m_0^2 L_y^2 S \omega_q (\epsilon_0 + \epsilon_d)} \right)^{1/2}.$$

Видно, что матричный элемент обладает следующими свойствами:

$$W_{\vec{k}_1 \vec{q} \vec{k}_2} = -W_{\vec{k}_2 \vec{q} \vec{k}_1} = W_{\vec{k}_1 - \vec{q} \vec{k}_2}.$$

Учитывая закон сохранения энергии  $E_2 = E_1 - \hbar \omega_{\vec{q}}$  и полагая



$q^2 \ll (k_{2y} - k_{1y})^2$ ;  $q \ll k_x$ ;  $q \ll k_z$ , получим следующее выражение для матричного элемента:

$$\left| W_{\vec{k}_1 \vec{q} \vec{k}_2} \right|^2 = W_0^2 \left( \frac{\hbar k_y^{(+)} k_y}{m \omega_q} \right)^2; \quad k_y^+ = \sqrt{k_y^2 + \frac{2m\omega_q}{\hbar}}.$$

Декремент колебаний  $\gamma = \frac{1}{2N_q} \frac{\partial N_q}{\partial t}$  определяется процессами индуцированного излучения и поглощения волн частицами:  $N_q \gg 1$ :

Переходя в кинетическом уравнении (1) от суммирования к интегрированию  $\left( \sum_{k_y} = \frac{L}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} dk_y \right)$  получим следующее выражение для декремента.

$$\gamma = \frac{W_0^2 V L}{4\pi^3 m \hbar \omega_q^2} \int_{k_y > 0} dk k_y^+ k_y^2 (n_{k^{(+)}} - n_k). \quad (7)$$

Рассмотрим случай максвелловского распределения электронов:

$$n_k = n_0 \frac{(2\pi\hbar)^3}{(2\pi m T)^{3/2}} \exp\left(-\frac{\hbar^2 k^2}{2mT}\right)$$

Подставляя значения  $W_0$ ;  $n_k$  в формулу (7) и используя закон дисперсии поверхностных плазмонов  $\omega_q^2 = \frac{\omega_0^2}{\epsilon_0 + \epsilon_d}$  получим:

$$\gamma = \sqrt{\frac{2}{\pi}} q_x v_T \left( \frac{T}{\hbar \omega} \right) \left( \exp\left(-\frac{\hbar \omega}{T}\right) - 1 \right) \int_{-\infty}^{\infty} x^2 \sqrt{x^2 + \frac{\hbar \omega}{T}} \exp(-x^2) dx. \quad (8)$$

Легко убедиться, что формула (7) в предельных случаях дает те же значения декремента, что и выражения (8).

В случае вырожденного электронного газа разность  $n_{k^+} - n_k = n_k(\epsilon_F + \hbar \omega) - n_k(\epsilon_F)$  при  $\epsilon_F \gg \hbar \omega$  можно представить в виде  $\frac{\partial n_k}{\partial \epsilon_F} \hbar \omega$  где  $\frac{\partial n_k}{\partial \epsilon_F} = n_k \delta(\epsilon - \epsilon_F)$ ;  $n_k = 1$ . В результате интегрирования (7) получим снова выражение) для  $\gamma$  в случае зеркального отражения электронов от границы.

Таким образом, представление о взаимодействии поверхностных плазмонов и электронов как о столкновительном процессе приводит к тем же результатам, что и метод дисперсионных соотношений. Кроме того, использование модели однородной плазмы является правомочным не только в классическом, но и в квантовом приближении.

Исследуем механизмы спонтанного излучения частиц, когда  $N_q \ll 1$ .

Рассмотрим излучение, создаваемое одной частицей  $n_k = \delta_{kk_0}$ , движущейся со скоростью  $v_0$ . В этом случае из уравнения (1) следует при  $q_x \ll k_x$ ;  $q_z \ll k_z$ :

$$\frac{\partial N_{\vec{q}}}{\partial t} = \frac{4mL}{\hbar^3} \int_0^{\infty} |W_{k_0, k_y}|^2 \delta(k_0^2 - k_y^2 - \frac{2m\omega_q}{\hbar}) dk_y. \quad (9)$$

Принимая во внимание условие:  $k_0^2 \gg \frac{2m\omega_q}{\hbar}$ , определим мощность спонтанного излучения электрона:

$$\hbar\omega_q \frac{\partial N_{\vec{q}}}{\partial t} = \frac{4\pi e^2 q v_0^3}{V\omega_0^2}. \quad (10)$$

Если число электронов в состоянии « $k_0$ » равно  $n_{k_0}$  то правую часть необходимо умножить на эту величину. Сравним мощность излучения с величиной потерь энергии частицы при ее отражении от границы раздела сред.

Поля, создаваемые частицей, будем описывать следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{E}(\vec{r}, t) &= 0; \quad \text{div } \vec{D} = 4\pi e \delta(x) [\delta(y - v_0 t) + \delta(y - v_0 t)] \delta(z); \\ \vec{D}(\vec{r}, t) &= \int_{-\infty}^t \varepsilon(t - t') \vec{E}(\vec{r}, t') dt'; \quad y > 0; \\ \text{rot } \vec{E}(\vec{r}, t) &= 0; \quad \text{div } \vec{D} = 0; \quad \vec{D}(\vec{r}, t) = \varepsilon_d \vec{E}(\vec{r}, t); \quad y < 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Фурье-компоненты поля частицы имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \vec{E}(\vec{r}, t) &= \sum_{q_x, q_z} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{E}(\omega, \vec{q}, y) e^{i(\vec{q}\vec{r} - \omega t)} d\omega; \quad q = \sqrt{q_x^2 + q_z^2}; \\ E_x(\omega, \vec{q}, y) &= -\frac{ieq_x v_0 \cos \frac{\omega}{v_0} y}{\pi^2 \varepsilon(\omega) S(\omega^2 + q^2 v_0^2)}; \\ E_y(\omega, \vec{q}, y) &= -\frac{ie\omega \sin \frac{\omega}{v_0} y}{\pi^2 \varepsilon(\omega) S(\omega^2 + q^2 v_0^2)}; \\ \varepsilon(\omega) &= \int_0^{\infty} \varepsilon(\tau) e^{i\omega\tau} d\tau, \end{aligned} \quad (12)$$

В дальнейшем  $\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}$ ;  $\omega^2 \gg q^2 v_0^2$ . К этим полям необходимо добавить свободные поля, представляющие собой решения однородных уравнений в средах «1» – «2»:

$$\begin{aligned}
E_x(\omega, \bar{q}, y) &= A_1 e^{-qy}; & E_y(\omega, \bar{q}, y) &= i \frac{q}{q_x} A_1 e^{-qy}; & y > 0, \\
E_x(\omega, \bar{q}, y) &= A_2 e^{qy}; & E_y(\omega, \bar{q}, y) &= -i \frac{q}{q_x} A_2 e^{qy}; & y < 0.
\end{aligned} \tag{13}$$

Из граничных условий находим:

$$A_1 = \frac{ieq_x v_0}{\pi^2 \varepsilon(\omega)} \frac{\varepsilon_d}{(\varepsilon(\omega) + \varepsilon_d)}; \quad A_2 = -\frac{\varepsilon(\omega)}{\varepsilon_d} A_1. \tag{14}$$

Нормальная составляющая электрического поля в среде «1» приобретает вид:

$$\begin{aligned}
\vec{E}_y(\vec{r}, t) &= -\frac{8\pi e v_0}{S(\varepsilon(\omega) + \varepsilon_d)} \sum_{q_x q_z} \frac{q}{\omega_q} e^{i\bar{q}\vec{r}} \sin \omega t; & t > 0, \\
\vec{E}_y(\vec{r}, t) &= 0; & t < 0.
\end{aligned} \tag{15}$$

При интегрировании по  $d\omega$  учитывалась частота столкновений  $\nu \ll \omega$  для выбора правильного обхода полюсов:  $\omega = -\frac{i\nu}{2} \pm \omega_q$ .

Потери энергии частицы на возбуждение поверхностного плазмона в единицу времени  $\frac{\partial \varepsilon}{\partial t}$  определяются из уравнения движения:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = e v_0 E_y. \tag{16}$$

В эту формулу следует подставить значение поля (15) в точке нахождения частицы  $x = 0$ ;  $y = v_0$ ;  $z = 0$ . Далее необходимо усреднить выражение для потерь энергии по времени пролета частицей области взаимодействия с волной в прямом и обратном направлениях:  $\tau = \frac{2L}{v_0}$ . Тогда средние потери энергии частицы в единицу времени на возбуждение  $q$  – гармоник поля плазмона принимают вид:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = -\hbar \omega_q \frac{\partial N_{\bar{q}}}{\partial t}. \tag{17}$$

Таким образом, потери энергии частицы (спонтанное излучение поверхностного плазмона) возникают в результате преобразования падающей на границу волны Ван-Кампена в поле плазмона. Зная выражение для матричного элемента можно оценить интеграл столкновений электронов с поверхностными плазмонами:

$$\begin{aligned}
\frac{\partial n_{\bar{k}_1}}{\partial t} &= \frac{2\pi}{\hbar} \sum |W_{k_1 q k_2}|^2 \{ \delta(E_1 - E_2 - \hbar \omega_{\bar{q}}) [(N_{\bar{q}} + 1) n_{\bar{k}_1} (1 - n_{\bar{k}_2}) - \\
&- N_{\bar{q}} n_{\bar{k}_1} (1 - n_{\bar{k}_2})] + \delta(E_1 - E_2 + \hbar \omega_{\bar{q}}) [(N_{\bar{q}} n_{\bar{k}_1} (1 - n_{\bar{k}_2}) - (N_{\bar{q}} + 1) n_{\bar{k}_2} (1 - n_{\bar{k}_1})] \}.
\end{aligned} \tag{18}$$

Из (18) можно найти изменение числа электронов  $n_{k1} = n_{k0} \delta_{kk_0}$  в состоянии  $k_0$  при их переходе в состояние  $k$  в результате спонтанного излучения поверхностных плазмонов ( $N_q \rightarrow 0$ ). Выполняя интегрирование получим:

$$\frac{\partial n_{k0}}{\partial t} = -n_{k0} \frac{4\pi e^2 q v_0^3}{V \omega_0^2 \hbar \omega_q}; \quad \frac{\partial n_k}{\partial t} = -\frac{\partial n_{k0}}{\partial t}. \quad (19)$$

Потери энергии электрона при этом при переходе равны:

$$E_0 \frac{\partial n_{k0}}{\partial t} + E \frac{\partial n_k}{\partial t} = (E_0 - E) \frac{\partial n_{k0}}{\partial t};$$

где:  $E_0 - E = \hbar \omega_q; \quad \frac{\partial n_{k0}}{\partial t} = -\frac{\partial N_q}{\partial t}.$

**Выводы.** Определены кинетические механизмы затухания поверхностных плазмонов на границе полупроводник-диэлектрик, основанные на представлениях о волнах Ван-Кампена. Показано, что затухание колебаний такого рода связано с тем, что колебания возбуждают на границе раздела сред волны Ван-Кампена, которые модулируются полем поверхностной волны и уносят энергию поля вглубь среды.

Исследованы процессы бесстолкновительного затухания поверхностных колебаний, когда взаимодействие волн и частиц носит характер случайных столкновений и описывается методом вторичного квантования системы (представление чисел заполнения).

Получено кинетическое уравнение, описывающее изменение числа поверхностных плазмонов в результате их взаимодействия с электронами проводимости; приведены его решения, определяющие декремент колебаний и мощность спонтанного излучения частиц в условиях воздействия внешнего электромагнитного излучения на полупроводниковые комплектующие электрорадиоизделий.

**Список литературы:** 1. *Мырова Л.О., Чепиженко А.З.* Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим электромагнитным излучениям. – М.: Радио и связь, 1988. – 235 с. 2. *Михайлов М.И., Разумов Л.Д., Соколов С.А.* Электромагнитные влияния на сооружения связи. – М.: Радио и связь, 1979. – 225 с. 3. *Стил М., Вюраль Б.* Взаимодействие волн в плазме твердого тела. – М.: Атомиздат, 1973. – 312 с. 4. *Белецкий Н.Н., Светличный В.М., Халамейда Д.Д., Яковенко В.М.* Электромагнитные явления СВЧ-диапазона в неоднородных полупроводниковых структурах. – Киев, Наукова думка, 1991. – 216 с. 5. *Зи С.* Физика полупроводниковых приборов. – М.: Мир, 1984. – 456 с.

Поступила в редколлегию 15.10.2006.

**М.М.РЕЗИНКИНА**, докт.техн.наук;

**В.В.КНЯЗЕВ**, канд.техн.наук; НТУ «ХПИ»

## **МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ЗАКОНОМЕРНОСТЕЙ, ВЛИЯЮЩИХ НА ПРОЦЕСС ПРОДВИЖЕНИЯ ЛИДЕРНОГО КАНАЛА МОЛНИИ К ЗЕМЛЕ**

Описано статистичну модель процесу орієнтування каналу блискавки на наземні об'єкти. Дана модель дозволяє оцінити імовірність перехоплення блискавки блискавковідводом. Ця модель може бути використана для розрахунку розподілів імовірності влучення блискавкою об'єктів, що захищаються системою блискавкозахисту.

Statistical model of the process of lightning channel orientation on the grounded objects has been described. This model allows to evaluate probability of the lightning interception by lightning rod. The elaborated model can be used for estimation of the probability distribution of the lightning attachment to the protected objects and lightning rod.

### **1. Введение**

В настоящее время в Украине эффективность молниезащиты определяется его зоной защиты [1]. Международные нормативные документы (см. например [2-4]) предусматривают необходимость определения вероятности поражения объектов молнией. Известна методика оценки риска вследствие поражения молнией объекта в целом [2]. При этом зона его возможного поражения характеризуется радиусом  $L$  и оценивается исходя из условия, что  $L$  в три раза превышает высоту объекта  $h_0$ . Такой подход не учитывает возможность прорыва на объект молний, лидеры которых несут к земле большие потенциалы  $U_1$ , близкие к предельным значениям, когда прорыв молнии может произойти с расстояния, большего, чем  $L = 3h_0$  (например, при  $U_1 \sim 200$  МВ для  $h_0 \sim 10$  м,  $L$  составляет порядка 60 м, то есть в 2 раза превышает величину  $3h_0$ ).

Существующие методы определения зон защиты молниезащиты не позволяют в полной мере учесть весь комплекс явлений, влияющих на процесс молниезащиты. Наличие ряда объектов, например, стартовые ракетные комплексы, нефтехранилища, поражение которых молнией может привести к большим материальным потерям, а также техногенным катастрофам вызывает необходимость разработки моделей, позволяющих более точно оценить вероятность прорыва на них молнии. Такие модели необходимы также при оценке эффективности новых средств молниезащиты и сравнении их с существующими.

Вследствие трудностей, с которыми приходится сталкиваться при определении вероятности поражения объектов молнией в естественных условиях, широкое распространение находит математическое и физическое моделиро-

вание данного процесса. Однако описанные в литературе результаты физического моделирования имеют ряд ограничений, не позволяющих применять их ко всему спектру молний, несущих к земле потенциалы различных уровней. Так, в модельных экспериментах по определению зон защиты молниеотводов (см. например [5]) расположение высоковольтного электрода (имитирующего лидерный канал молнии) и заземленного электрода (имитирующего молниеотвод) постоянно и определяется, например, соотношением  $h/H = 20$ , где  $h$  – высота молниеотвода;  $H$  – расстояние от высоковольтного электрода до земли (аналог высоты ориентировки молнии). В то же время, согласно современным теориям (см. например [3,6]), высота ориентировки лидера молнии определяется в основном его потенциалом  $U_1$ , поскольку длина последней ступени распространения лидерного канала  $L_S$  пропорциональна  $U_1$ , и зависит от  $h$  лишь когда уровни  $h$  и  $L_S$  близки. Причем, опыты на моделях по определению зон защиты молниеотводов проводились при неизменном расстоянии в азимутальном направлении между высоковольтным электродом, имитирующим лидерный канал молнии, и защищаемым объектом. Такой подход не позволяет учесть наличие молний со сравнительно небольшим потенциалом, имеющих малые значения  $L_S$ , которые могут приблизиться к объекту с небольшой высоты. Лидерные каналы данных молний при приближении к зоне защиты сбоку могут просто «не заметить» молниеотвод и ударить мимо него в зону декларируемой защиты.

Наиболее близкими к практике представляются модели, основанные на электрогеометрическом методе, положенном в основу стандарта МЭК [4]. Как отмечается в [7], данный метод предполагает наличие функциональной зависимости между дистанцией поражения  $R$  и током молнии в 1-м компоненте  $I_1$ :  $R(I_1)$ . Однако при этом не учитывается ряд особенностей, присущих процессу продвижения лидера молнии, в частности, влияние распределения электрического поля на направление и скорость продвижения лидера молнии. Функциональная зависимость  $R(I_1)$ , косвенно связывающая ток молнии и потенциал ее лидерного канала, существенно отличается от таковой, приведенной, например, в [6]. Причем, как отмечается в [6], для экспериментального определения зависимости  $R(I_1)$  нет фактических данных, а теоретические оценки различных авторов отличаются в несколько раз.

Для решения проблем практической молниезащиты представляется целесообразным разработка математической модели, описывающей стохастический процесс продвижения лидерного канала молнии на завершающем этапе его развития при приближении к земле. При этом необходимо учесть зависимость скорости продвижения канала лидера от напряженности электрического поля, характер распределения трехмерного поля в окрестности молниеотвода и защищаемых объектов, снижение сопротивления стримеров в сквозной фазе, величину сопротивления растеканию системы заземления исследуемых объектов. В настоящее время в мире накоплено большое количество экспе-

риментальных данных по электрофизическим характеристикам длинных искр и молний, а также зонам защиты одиночных молниеотводов. Эти данные были положены в основу разрабатываемой модели.

## **2. Основные принципы модели, описывающей процесс ориентировки лидера молнии на заземленные объекты**

Согласно [8], при пробое длинных воздушных промежутков длина стримерной зоны примерно равна той высоте, с которой начинается ориентировка лидера на наземный электрод. Причем, это относится как к положительным, так и к отрицательным лидерам. Применим тот же принцип к сверхдлинным искрам – молниям. В соответствии с имеющимися экспериментальными данными, из-за большого сопротивления холодной плазмы стримерных каналов головка стримера теряет гальваническую связь с лидером, а множество стримеров образует стримерную зону, распределение электрического поля в которой близко к равномерному из-за выравнивания поля избыточным зарядом, расположенном в многочисленных головках стримеров [9]. Будем полагать, что так называемый «последний удар», то есть последняя ступень движения лидерного канала молнии к земле и расположенным на ней объектам, начинается, когда стримерная зона доходит до них. Причем, «последний удар» представляет собой продвижение в сквозной фазе канала лидера через стримерную зону. Будем полагать также, что именно с этого момента начинается процесс ориентировки лидера молнии на наземные объекты, в которые впоследствии и ударит молния. Под длиной стримерной зоны понимается расстояние от головки лидера, на котором стримеры останавливаются [6].

В [9] отмечается, что в сквозной фазе развития лидера в длинных воздушных промежутках наблюдается сильное ветвление каналов, причем одновременно развивается несколько параллельных ветвей со своими головками. Будем полагать, что на финальной стадии продвижения молнии к земле имеет место одновременное развитие нескольких конкурирующих лидерных каналов, причем возвратный удар будет происходить по тому из них, который первым достигнет узла с нулевым потенциалом. Учитывая, что диаметр канала лидеров на много порядков меньше их длины, а также расстояния между ними, не будем учитывать взаимное влияние электрических полей лидеров друг на друга.

Поскольку лидеры продвигаются в ионизированной стримерной зоне, а процесс их распространения носит стохастический характер, будем последовательно рассматривать все возможные направления распространения лидера. Причем, для определения вероятности поражения молнией исследуемых объектов, последовательно рассматривается приближение лидера к ним с различных расстояний в аксиальном и азимутальном направлениях, а также под различными углами к вертикальному направлению. Нулевым моментом времени при моделировании будем полагать момент начала сквозной фазы, то

есть момент касания стримерной зоной заземленного узла.

Полагается, что в сквозной фазе головка лидера подсоединена гальванически к рассматриваемому заземленному узлу через сопротивление соответствующего стримера из стримерной зоны:  $R_F = R_{P_F} L_{st}$  (где  $R_{P_F}$  – погонное сопротивление каналов стримеров в сквозной фазе;  $L_{st}$  – длина стримерной зоны). При определении разрядного тока учитывается снижение величины  $R_F$  вследствие того, что погонное сопротивление стримера обратно пропорционально протекающему через него току, а  $L_{st}$  уменьшается по мере роста лидера.

При работе модели полагается, что произошло подсоединение лидерного канала молнии к рассматриваемому узлу, если либо его коснулся канал лидера, либо удельное сопротивление канала подсоединенного к нему стримера упало до величины, лишь в 10 раз превышающей удельное сопротивление лидерного канала (обычно погонное сопротивление стримерного канала на много порядков превосходит погонное сопротивление лидерного канала). Будем полагать, что это можно рассматривать как условие превращения стримерного канала разряда в лидерный, поскольку именно низкая проводимость канала стримера определяет отсутствие его гальванической связи с лидерным каналом.

Для описания процесса выбора лидером молнии объекта для удара используем известный принцип «минимальное время – максимальная вероятность». Этот принцип применяется к описанию физических явлений, а также процессов молниезащиты (см., например, [10]). Будем полагать, что вероятность попадания молнии в некоторый узел обратно пропорциональна времени продвижения до него лидера.

Описанная модель процессов развития лидерного канала молнии (подробнее см. [11]) была реализована в виде программного обеспечения для персонального компьютера. Адекватность расчета с помощью предложенной модели максимальных радиусов зоны защиты одиночных молниеотводов от поражения лидером молнии отрицательной полярности подтверждается совпадением полученных результатов с нормируемыми значениями для молниеотводов высотой ниже 150 м при двух уровнях вероятности перехвата ими молнии.

### **3. Критерии подобия между модельными экспериментами и разрядом молнии**

В результате сравнения проведенных расчетов с помощью программного обеспечения, основанного на разработанной модели, описывающей электрофизические процессы продвижения лидера молнии к земле, с известными экспериментальными данными по высоковольтному пробое длинных разрядных промежутков, сформулированы требования, соблюдение которых позволяет добиться подобия между модельными экспериментами и разрядом молнии (при этом подразумевается соблюдение геометрического подобия между молниеотводом и защищаемыми объектами в модельных и натуральных



экспериментах):

1. Длина разрядного промежутка должна быть не меньше, чем длина максимального стримерного канала высоковольтного разряда для условий проведения экспериментов.

2. При изменении расстояния между заземленным и высоковольтным электродом необходимо также менять величину подаваемого на промежуток напряжения, чтобы смоделировать наличие молний с различным потенциалом, имеющих различную длину стримерной зоны.

3. При тестировании средств активной молниезащиты необходимо убедиться, что подаваемое на промежуток высокое напряжение достаточно для возникновения лидера с заземленного электрода, а расстояние между генерирующим восходящий лидер заземленным электродом и высоковольтным электродом превышает предполагаемую длину восходящего лидера и радиус его стримерной зоны.

#### 4. Выводы

1. Разработанная модель электрофизических процессов, сопровождающих продвижение лидерного канала молнии, может быть использована для расчетов по сравнительной оценке молниеотводов различных типов, например активных, а также для определения вероятности прорыва молнии на исследуемые объекты различных пространственных конфигураций, в том числе высотой более 150 м.

2. Предложены рекомендации по выбору условий проведения модельных экспериментов, обеспечивающих их адекватность моделируемым явлениям.

3. При разработке новых нормативных документов в области молниезащиты может быть использована разработанная методика расчета вероятности поражения молнией объектов. Это позволит уточнить и научно обосновать меры, принимаемые для уменьшения вероятности поражения молнией рассматриваемых объектов.

**Список литературы.** 1. РД 34.21.122-87. Инструкция по устройству молниезащиты зданий и сооружений. – М.: Энергоатомиздат, 1989. 2. Assessment of the risk of damage due to lightning // Technical report IEC 1662. – Geneva. – 1995. – 109 p. 3. IEC 1312-1. International standard «Protection against lightning electromagnetic impulse». – Geneva: IEC. – 1995. – 81 p. 4. The International Standard IEC 1024-1. Protection of structures. – Part I: General Principles. – 1990. 5. Электрофизические основы техники высоких напряжений / Под ред. И.П.Верещагина, В.П.Ларионова. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 541 с. 6. Базелян Э.М., Райзер Ю.П. Физика молнии и молниезащиты. – М.: Физматлит, 2001. – 319 с. 7. Ларионов В.П. Основы молниезащиты. – М.: Знак, 1999. – 103 с. 8. Базелян Э.М., Горин Б.Н., Левитов В.И. Физические и инженерные основы молниезащиты. – Л. Гидрометеозат, 1978. – 223 с. 9. Горин Б.Н., Шкилев А.В. Электричество. – 1974. – № 2. – С. 29-38. 10. Briet R. The International Journal of EMC<sup>TM</sup>, ITEM<sup>TM</sup>. – 1997. – P. 91. 11. Резинкина М.М., Князев В.В., Кравченко В.И. Статистическая модель процесса ориентировки лидера молнии на наземные объекты // Журнал технической физики. – 2005. – Т. 75, № 9. – С. 44-51.

*Поступила в редколлегию 25.10.2006.*

**О.Л.РЕЗИНКИН**, канд. техн. наук; **В.В.ВЫТРИШКО**; НТУ «ХПИ»

## **ТВЕРДОТЕЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ SOS-ЭФФЕКТА**

Досліджено деякі параметри SOS-ефекту в структурі високовольтного кремнієвого випрямного діоду. Розроблено твердотільний генератор імпульсів високої напруги наносекундного діапазону з частотою повторювання до 3 кГц для випробувань на електромагнітну сумісність.

SOS-effect parameters for silicon rectifier diode was investigated. Solid state high voltage generator of nanosecond range pulse duration with up to 3 kHz repetition rate for tests on electromagnetic compatibility was elaborated.

Генерирование импульсов высокого напряжения наносекундной и суб-наносекундной длительности является одной из актуальных задач электрофизики. Например, для оценки качества функционирования электротехнических, радиоэлектронных и электронных изделий, оборудования и аппаратуры при воздействии наносекундных импульсных помех необходимы испытательные генераторы способные работать при частоте следования импульсов в единицы килогерц [1]. Следует отметить, что применение искровых разрядников в данном случае сопряжено с рядом трудностей, обусловленных жесткими требованиями к времени деионизации разрядного промежутка. Кроме того, общеизвестны такие недостатки искровых коммутаторов, как малый ресурс работы и нестабильность коммутационных характеристик, особенно в режиме самопробоя.

В настоящее время весьма перспективной тенденцией в развитии высоковольтной импульсной техники представляется замена искровых коммутаторов полупроводниковыми. В течение нескольких предшествующих лет в этой области были достигнуты значительные успехи [2-4]. К наиболее успешным примерам применения полупроводников в качестве высоковольтных коммутаторов следует отнести FID-коммутаторы, SOS-диоды, дрейфовые диоды с резким восстановлением и импульсные тиристоры. В результате применения полупроводниковых коммутаторов появляется возможность создания высоковольтных импульсных устройств, не содержащих подвижных частей и разрядных плазменных промежутков, то есть являющихся полностью твердотельными.

Твердотельные коммутаторы, использующие SOS-эффект являются размыкающими. Для получения импульса высокого напряжения используется быстрый (в течение несколько наносекунд) обрыв тока индуктивного накопителя энергии. Накачка плазмы в полупроводниковую структуру коммутатора производится предшествующим импульсом тока прямой

проводимости. SOS- эффект наблюдается в кремниевых полупроводниковых приборах, в том числе – в серийно выпускаемых выпрямительных диодах. Для исследования динамических характеристик размыкающего коммутатора на SOS-эффекте был создан стенд, схема которого представлена на рис. 1.

Твердотельный коммутатор состоит из шести высоковольтных столбов VD1-VD6 включенных параллельно. В качестве первичного коммутатора F используется искровой управляемый разрядник ПУ-62, который в данном генераторе срабатывает при достижении заданного уровня напряжения, определяемого соотношением плеч омического делителя R2, R3.

Емкостной накопитель C состоящий из двух последовательно соединенных конденсаторов КВИ-3 3300 пФ 10 кВ, заряжается через сопротивление R1 до напряжения  $\approx 10$  кВ. После срабатывания разрядника F, в цепи накачки, образованной емкостью C, разрядником F, индуктивным накопителем L, параллельно включенными диодами VD1-VD6 и коаксиальным шунтом  $R_{ш1}$  начинает протекать ток. Параметры схемы подобраны таким образом, что импульс тока имеет колебательный характер. При этом во время прохождения положительной полуволны через диоды проходит прямой ток накачки. Во время прохождения отрицательной полуволны тока происходит удаление неосновных носителей из полупроводниковой структуры сопровождаемое резким обрывом тока проводимости.

Индуктивность накопителя  $L = 3$  мкГн. При срабатывании разрядника импульс прямой полярности длится 140 нс, обратной – 70 нс. Обрыв тока происходит за время около 20 нс. При этом на нагрузке  $R_n = 170$  Ом формируется импульс напряжения амплитудой 21,5 кВ и длительностью на полувысоте 20 нс; длительность фронта импульса составляет  $\approx 10$  нс.

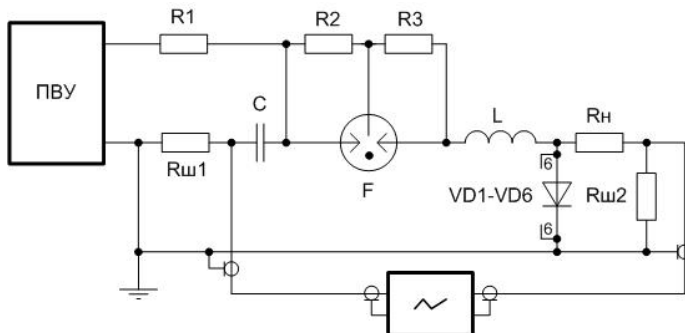


Рисунок 1 – Совмещенная схема SOS-генератора с разрядником ПУ-62:  
 ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство;  $R_{ш1}$ ,  $R_{ш2}$  – коаксиальные шунты;  
 R1 – зарядный резистор; F – разрядник; L – индуктивный накопитель;  
 Rn – сопротивление нагрузки; VD1-VD6 – кремниевые полупроводниковые SOS-  
 диоды; C – емкостной накопитель энергии

Конструкция генератора представлена на рис. 2. Данный генератор представляет собой коаксиал диаметром 65 мм.

Коаксиальные шунты 2, 8, имеющие сопротивление 0,1 Ом, позволяют осциллографировать токи индуктивного накопителя 5 и нагрузки 3. Осциллограммы приведены на рис. 3.

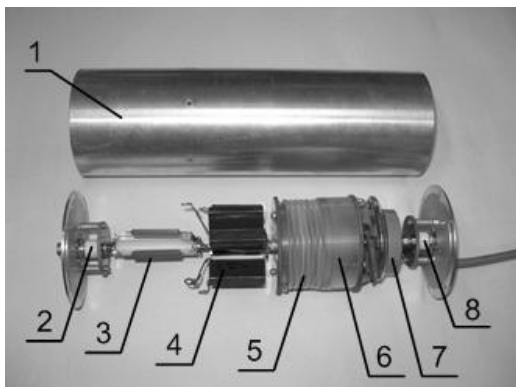


Рисунок 2 – Конструкция SOS-генератора с разрядником РУ-62:  
 1 – металлический корпус; 2, 8 – коаксиальные шунты; 3 – эквивалент нагрузки;  
 4 – SOS-диоды; 5 – индуктивный накопитель; 6 – разрядник;  
 7 – емкостной накопитель энергии

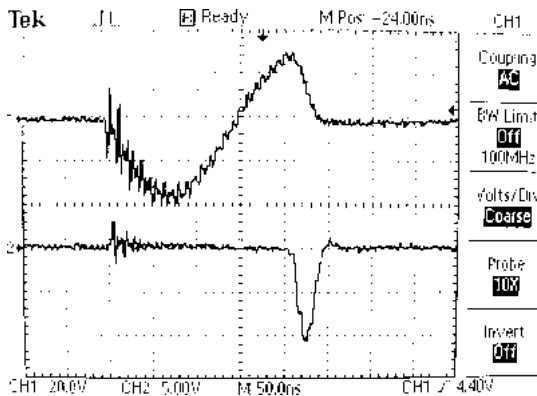


Рисунок 3 – Осциллограммы тока индуктивного накопителя – кривая 1  
 и тока в нагрузке – кривая 2

Применение в качестве первичного коммутатора искрового управляемого разрядника РУ-62 ограничило частоту следования импульсов уровнем  $f_{ср} \leq 10^3$  Гц. Для повышения частоты следования импульсов был разработан твердотельный генератор, схема которого приведена на рис. 4.

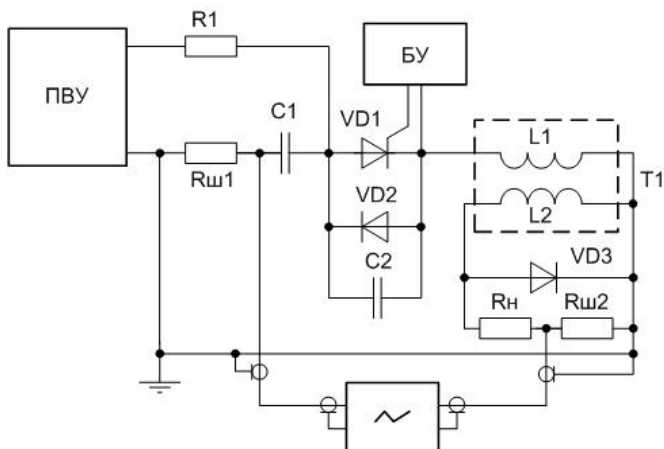


Рисунок 4 – Совмещенная блок-схема твердотельного генератора:  
 ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство; БУ – блок управления;  
 $R_{ш1}$ ,  $R_{ш2}$  – коаксиальные шунты; R1 – зарядный резистор; VD1 – тиристор;  
 T1 – трансформатор-индуктивный накопитель;  $R_n$  – сопротивление нагрузки;  
 VD3 – SOS-диоды; C1 – емкостной накопитель энергии

В качестве первичного коммутатора в данной схеме генератора применен импульсный тиристор КУ222А (VD1), зашунтированный в обратном направлении двумя диодами HER157 (VD2, VD3). Параллельно коммутатору был включен конденсатор К78-2 22нФ 1000В (C2). Конструкция данного генератора приведена на рис. 5.

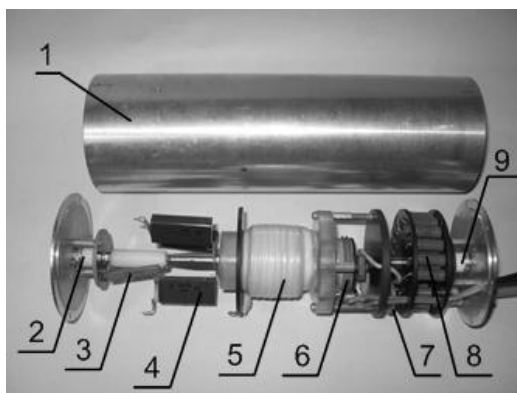


Рисунок 5 – Конструкция твердотельного генератора:  
 1 – металлический корпус; 2, 9 – коаксиальные шунты; 3 – нагрузка;  
 4 – SOS-диоды; 5 – трансформатор-индуктивный накопитель; 6 – тиристор;  
 7 – емкостной накопитель энергии; 8 – зарядный резистор

Емкостной накопитель энергии 7 состоит из двух конденсаторов K15-5 0,01 мкФ 1,6 кВ, включенных последовательно. Зарядное напряжение равное 1,5 кВ соответствует предельно допустимому для тиристора КУ222А в данном режиме эксплуатации. Емкость С1 после включения тиристора VD1 разряжается на первичную обмотку L1 данного трансформатора. В качестве индуктивного накопителя в данной схеме используется вторичная обмотка воздушного трансформатора Т1. Трансформатор Т1 является согласующим. Его использование позволяет привести в соответствие предельно допустимое напряжение тиристора и необходимый уровень энергии, передаваемой за один импульс от емкостного накопителя к индуктивному. В качестве размыкающего твердотельного коммутатора, подключенного к выходу вторичной обмотки L2 трансформатора, использовались 1-3 кремниевых выпрямительных столба.

Осциллограммы токов в первичной обмотке трансформатора Т1, а также тока в нагрузке приведены на рис. 6.

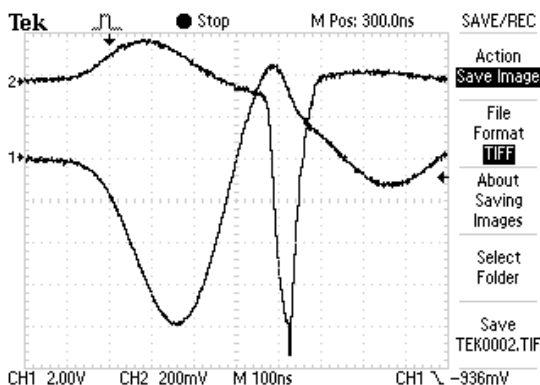


Рисунок 6 – Осциллограммы тока индуктивного накопителя – кривая 1 и тока в нагрузке – кривая 2

Поскольку нагрузка генератора  $R_{н}$  носила активный характер, форма напряжения на ней совпадала с формой тока, а его амплитуда легко может быть пересчитана по закону Ома. Наличие предимпульса обратной (положительной) полярности на осциллограмме тока в нагрузке объясняется влиянием сопротивления столбов в процессе их накачки. При увеличении количества параллельно включенных столбов амплитуда предимпульса падает. С другой стороны, эксперименты по снижению активного сопротивления цепи индуктивного накопителя энергии за счет параллельного включения нескольких SOS – коммутаторов показали, что максимальная эффективность работы генератора наблюдается, при использовании одного диода. По-видимому, снижение уровня выходного напряжения при увеличении количества размыкающих коммутаторов связано с их несинхронным срабатыванием. Кроме того,

на параметры выходного импульса заметное влияние оказывают сопротивление SOS-диода в открытом состоянии, а также индуктивность накопителя. При работе на низком напряжении эффективность работы генератора снижается из-за слишком медленного запирающего кремниевого р-п перехода.

В данном генераторе длительность импульса накачки структуры составляет 340 нс при токе 80 А. Длительность освобождения р-п перехода от плазмы и обрыва тока составила 70 нс. На нагрузке  $R_{н} = 140$  Ом, при этом, формируется импульс напряжения амплитудой 1,9 кВ, длительность фронта импульса составляет 50 нс, длительность спада – 60 нс.

Твердотельный генератор позволил формировать последовательности импульсов с частотой следования до 5 кГц. Выходное напряжение генератора зависит, главным образом, от достигнутой длительности запирающего SOS-коммутатора, которая в свою очередь определяется скоростью ввода энергии тиристором КУ222А, а также добротностью контура питания первичной обмотки L1 трансформатора-накопителя.

Для проведения испытаний электротехнических, радиоэлектронных и электронных изделий на устойчивость к наносекундным импульсным помехам в ряде случаев требуются источники импульсов с более жесткими уровнями воздействующих параметров. Так, например, для испытаний по [1] требуется генератор импульсов напряжения с амплитудой до 2 кВ (до 4 кВ на внутренней нагрузке генератора в режиме холостого хода), длительностью фронта 5 нс и частотой повторения до 5 кГц. Для достижения данных уровней жесткости испытаний требуется оптимизация параметров твердотельного генератора. В качестве коммутатора энергии емкостного накопителя целесообразно рассмотреть возможность применения высоковольтных IGBT-транзисторов. Кроме того, повышение эффективности работы приведенного в данной статье генератора и уменьшение длительности фронта его выходного импульса может быть достигнуто более точным подбором параметров скорости ввода и плотности тока накачки структуры SOS-коммутатора, а также увеличением отношения индуктивности первичной обмотки трансформатора T1 к собственной индуктивности ее цепи питания.

**Список литературы:** 1. ГОСТ 29156 – 91 (МЭК 801 – 4 – 88) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к наносекундным импульсным помехам. Технические требования и методы испытаний. 2. Грехов И.В., Месяц Г.А. Полупроводниковые наносекундные диоды для размыкания больших токов // УФН, 2005. т. 175. №7 С. 735-744. 3. Грехов И.В., Козлов А.К., Коротков С.В., Степанянц А.Л. Высоковольтные Р.В.Д.-переключатели субмегаамперных импульсов тока микросекундного диапазона длительности // ПТЭ. – 2003. – № 1. – С. 53-59. 4. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника. – М.: Наука, 2004. – 704 с.

*Поступила в редколлегию 18.10.2006.*

**Ю.В.БАТЫГИН**, докт.техн.наук;

**А.Ю.БОНДАРЕНКО**, канд.техн.наук; НТУ «ХПИ»

## **АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСИЛИЙ В СИСТЕМЕ ПЛОСКИЙ ИНДУКТОР ПРЯМОГО ПРОПУСКАНИЯ ТОКА – ОБРАБАТЫВАЕМАЯ ЗАГОТОВКА**

Проаналізовано фізику процесів у системі «площинний індуктор з прямим пропусканням струму – заготовка, яка обробляється». Знайдено аналітичні вирази для електродинамічних зусиль з урахуванням часової функції розрядного струму магнітно-імпульсної установки.

The physics of the processes that occur within the «treated part blank - junction inductor with direct current transmission» system has been analyzed. The analytic expressions for the electrodynamic efforts taking into consideration the time function of a discharge current generated by magnetic pulse unit have been derived.

В практике магнитно-импульсной обработки металлов используются индукторы с непосредственным подводом тока к обрабатываемой заготовке [1–3], которые в разных литературных источниках имеют разные названия: индукторы прямого пропускания тока или электродинамические индукторы. Принцип их действия заключается в электродинамическом взаимодействии токов, протекающих непосредственно в индукторе и обрабатываемой заготовке [1,2]. В зависимости от направления протекания токов в заготовке и индукторе ( в одном направлении или в противоположном ) обрабатываемая заготовка будет либо отталкиваться, либо притягиваться к индуктору. Плоские индукторы данного класса, работающие на притяжение обрабатываемой заготовки к индуктору, могут использоваться для устранения вмятин в автомобильных кузовах, рихтовки крупногабаритных листовых изделий и т.п. технологических операциях.

Рассмотрим плоский индуктор прямого пропускания тока, предназначенный для притяжения заготовки к индуктору. Схематически такая индукторная система приведена на рис. 1.

Разрядный ток магнитно-импульсной установки протекает в одном направлении по индуктору и заготовке. Электрическая схема включения индуктора и заготовки представляет собой параллельное соединение двух проводников, которые имеют электрический контакт в точках 4 на рис. 1. Распределение плотности импульсного тока и температуры в местах контакта индуктора и заготовки можно определить по формулам работы [4]. Для выполнения описанной операции необходимо знать величину электродинамических сил в системе : плоский индуктор – обрабатываемая заготовка с учетом конечных размеров проводников и временной зависимости токов, протекающих в них.



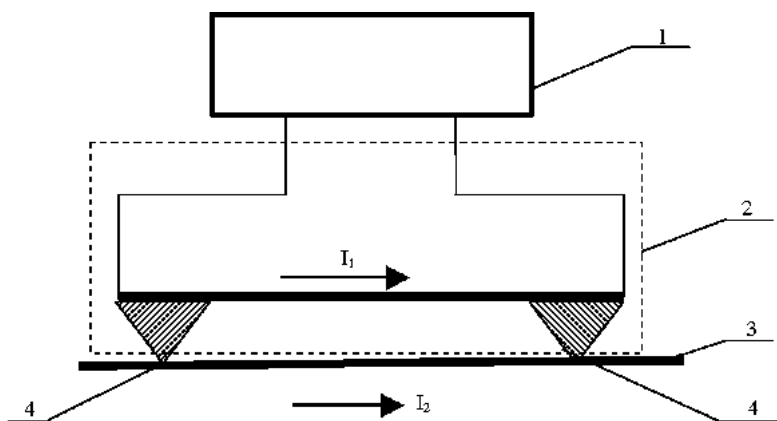


Рисунок 1 – Принципиальная схема плоского индуктора прямого пропускания тока:  
 1 – магнитно-импульсная установка; 2 – плоский индуктор;  
 3 – обрабатываемая заготовка; 4 – электрический контакт индуктора и заготовки;  
 $I_1$  – ток, протекающий в индукторе;  $I_2$  – ток, протекающий в заготовке

Реально, в предложенной электродинамической индукторной системе взаимодействуют плоские проводники, имеющие в поперечном направлении конечную протяженность. Для получения расчетных соотношений воспользуемся моделью на рис. 2, где в поперечном сечении показаны два параллельных ленточных проводника с токами  $I_1$  и  $I_2$ , распределение которых по ширине проводника равномерное. Направления токов не оговаривается. Они могут быть направлены одинаково или противоположно. В расчетных соотношениях этот факт приведет лишь к изменению знака действующей силы.

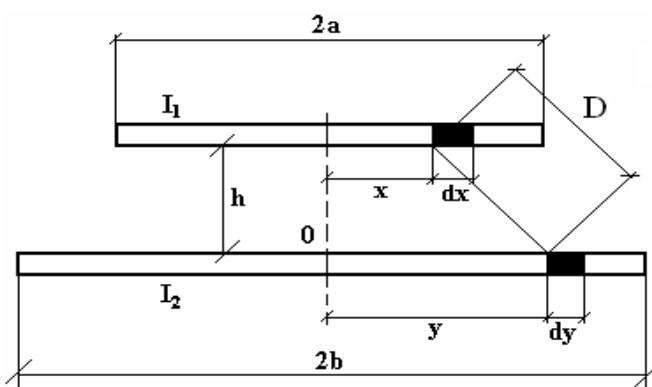


Рисунок 2 – Расчетная модель электродинамического взаимодействия двух параллельных ленточных проводников с токами

В соответствии с чертежом, в каждом из ленточных проводников выделены элементы  $dx$  и  $dy$ . Расстояние между ними  $D = \sqrt{(y-x)^2 + h^2}$ .

Дифференциал силы взаимодействия по закону Ампера будет равен [5]:

$$dF = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{4(a \cdot b)} \cdot \ell \cdot \frac{dx \cdot dy}{\sqrt{(y-x)^2 + h^2}}, \quad (1)$$

где  $\ell$  – длина проводников (в направлении, перпендикулярном плоскости чертежа),  $2a$ ,  $2b$  – их ширина,  $h$  – расстояние между ленточными проводниками.

Интегрируя выражение (1) по переменным  $y \in [-b, b]$ ,  $x \in [-a, a]$ , находим, что

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \frac{\ell}{h} \cdot G(a, b), \quad (2)$$

где

$$G(a, b) = \left( \frac{h}{4a \cdot b} \right) \cdot \int_{-a}^a \ln \left[ \frac{\sqrt{(b-x)^2 + h^2} + (b-x)}{\sqrt{(b+x)^2 + h^2} - (b+x)} \right] \cdot dx.$$

Достоверность полученной формулы легко проверить предельным переходом к идеализации, когда проводники не имеют поперечных размеров (закон Ампера для линейных токов, соответственно  $a, b \rightarrow 0$ ).

$$\begin{aligned} \lim_{a, b \rightarrow 0} G(a, b) &= \lim_{a, b \rightarrow 0} \left( \frac{h}{4a \cdot b} \right) \cdot \int_{-a}^a \ln \left[ \frac{\sqrt{(b-x)^2 + h^2} + (b-x)}{\sqrt{(b+x)^2 + h^2} - (b+x)} \right] \cdot dx = \\ &= \lim_{a, b \rightarrow 0} \left( \frac{h}{4a \cdot b} \right) \cdot \ln \left[ \frac{h+b}{h-b} \right] \cdot 2a = \lim_{a, b \rightarrow 0} \left( \frac{h}{4a \cdot b} \right) \cdot 2a \cdot \ln \left[ 1 + 2 \cdot \frac{b}{h} \right] = 1. \end{aligned}$$

С учетом данного результата формула (2) будет полностью совпадать с законом Ампера для идеализированных линейных проводников.

Интеграл в выражении для  $G(a, b)$  может быть вычислен в квадратурах.

$$\begin{aligned} G(A, B) &= \frac{1}{2A \cdot B} \cdot \left( \sqrt{1 + (A-B)^2} - \sqrt{1 + (A+B)^2} + B \{ \operatorname{arsh}(A-B) + \operatorname{arsh}(A+B) \} + \right. \\ &\quad \left. + A \cdot \ln \left[ \left\{ (B-A) + \sqrt{1 + (B-A)^2} \right\} \cdot \left\{ (B+A) + \sqrt{1 + (B+A)^2} \right\} \right] \right), \quad (3) \end{aligned}$$

где

$$A = \frac{a}{h}, \quad B = \frac{b}{h}.$$

Полученная формула представляется довольно громоздкой, но она существенно упрощается в случае проводников одинаковой ширины  $a = b = L$ :

$$G\left(\frac{L}{h}\right) = \frac{1 - \sqrt{1 + 4\left(\frac{L}{h}\right)^2} + 2\frac{L}{h} \cdot \operatorname{arsh}\left(2\frac{L}{h}\right)}{2\left(\frac{L}{h}\right)^2}. \quad (4)$$

Основным отличием при расчете электродинамических усилий в реальной системе плоский индуктор прямого пропускания тока – обрабатываемая заготовка по сравнению с идеализированной системой проводников является дополнительная функция  $G(a,b)$ .

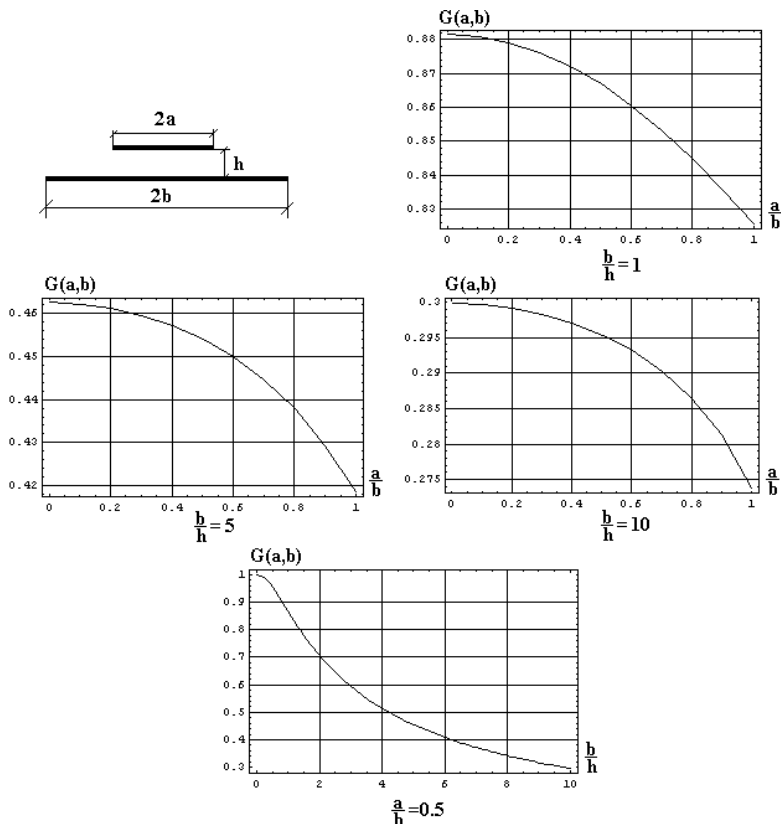


Рисунок 3 – Изменение функции  $G(a,b)$  в зависимости от геометрии системы плоский индуктор прямого пропускания тока – обрабатываемая заготовка.

Проанализируем влияние этой функции на величину электродинамических усилий. Как было показано выше максимальное значение, равное единице, функция  $G(a,b)$  принимает при  $a, b \rightarrow 0$ , то есть в случае идеализирован-

ных линейных проводников.

На рис. 3 представлены результаты вычислений по формуле (3).

Первые три графика отражают изменение амплитуды сил взаимодействия при различных соотношениях поперечных размеров ленточных проводников –  $(a/b)$  при фиксированной ширине одного из них относительно расстояния между ними –  $(b/h)$ .

Четвертый график, иллюстрирует зависимость амплитуды сил взаимодействия от ширины одного из проводников –  $(b/h)$  при фиксированном соотношении их поперечных размеров –  $(a/b)$ .

Представленные на рис. 3 результаты вычислений значений функции  $G(a,b)$  для проводников разной ширины иллюстрируют уменьшение величины  $G(a,b)$ , а, следовательно, и амплитуды силового воздействия на обрабатываемую заготовку при увеличении отношения поперечных размеров индуктора и заготовки (первые три графика), причем, это уменьшение не превышает 10 % для  $(a/b) \in [0,1]$ , то есть варьирование относительных размеров проводников ведет к незначительному изменению сил взаимодействия между ними. Существенное влияние на величину  $G(a,b)$  оказывает общий поперечный размер системы проводников (четвертый график на рис. 3).

Для практических вычислений функцию  $G(L/h)$  весьма удобно представить более простой аппроксимированной зависимостью. Как показывают численные оценки, наилучшее приближение имеет место при аппроксимации формулы (4) гиперболической зависимостью вида:

$$G\left(\frac{L}{h}\right) \approx \frac{1}{1 + 0,27 \cdot (L/h)}. \quad (5)$$

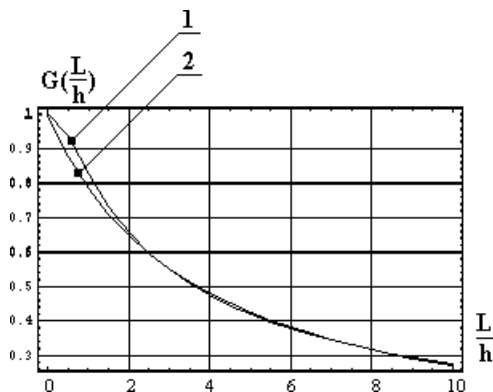


Рисунок 4 – Изменение функции  $G(L/h)$  в зависимости от геометрии системы ленточных параллельных проводников с токами. Кривая 1 – строгий расчет по формуле (3), кривая 2 – приближенный расчет по формуле (4)

Результаты расчетов по формулам (4) и (5) представлены на рис. 4. Сравнение кривых, построенных по результатам строгих и приближенных расчетов, показывает их хорошее совпадение. Характер изменения функции  $G(L/h)$  такой же, как на рис. 3, то есть силовое взаимодействие проводников будет снижаться с увеличением их ширины при постоянном расстоянии между ними.

Полученный результат будет справедлив и для случая реальных проводников, обладающих конечной величиной удельной электропроводности.

Пусть вне проводников имеет место свободное пространство.

Исходя из самых общих представлений об электродинамических взаимодействиях параллельных токов, протекающих в тонкостенных листовых металлах, запишем выражение для силы притяжения проводника с током  $I_2$  проводником с током  $I_1$ .

Данная оценка позволит установить связь развиваемых распределенных сил притяжения с известными в магнитно-импульсной обработке фундаментальными соотношениями для давлений на обрабатываемую заготовку.

Для наглядности на рис. 5, в аксонометрии показаны взаимодействующие плоские параллельные проводники (аналогичная схема была приведена на рис. 2). Элементарная распределенная сила притяжения (если токи противоположно направлены – тогда сила отталкивания, то есть магнитное давление) будет равна:

$$dP_{1-2}(x) = \mu_0 \cdot j_2(x) \times H_1(x) \cdot dx, \quad (6)$$

где  $x$  – пространственная координата, связанная с толщиной проводников;  $j_2(x)$  – плотность тока в поперечном сечении проводника с током  $I_2$ ;  $H_1(x)$  – напряженность магнитного поля, возбуждаемого током  $I_1$ , в проводнике с током  $I_2$ .

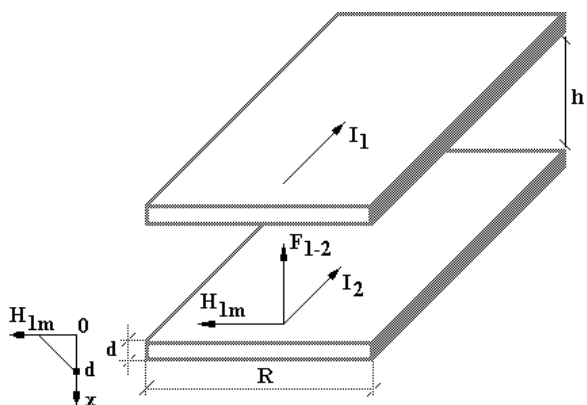


Рисунок 5 – Модель, иллюстрирующая электродинамическое взаимодействие двух параллельных токов

В случае достаточно тонких, с электромагнитной точки зрения [6], металлических листов распределение касательной компоненты напряженности магнитного поля по толщине имеет треугольную форму (вне листа поле отсутствует), а плотность тока в поперечном сечении распределена равномерно [7], то есть

$$\begin{cases} H_1(x) \approx H_{1m} \cdot \left(1 - \frac{x}{d}\right); \\ j_2(x) \approx \frac{I_2}{(R \cdot d)}, \end{cases} \quad (7)$$

где  $H_{1m}$  – значение напряженности магнитного поля, возбуждаемого током  $I_1$  на поверхности проводника с током  $I_2$ .

Подставляя (7) в (6) и интегрируя по  $x \in [0, d]$ , находим, что

$$P_{1-2} \approx \mu_0 \cdot \frac{\left(\frac{I_2}{R}\right) \cdot H_{1m}}{2}. \quad (8)$$

Записывая  $(I_2/R) \approx H_{2m}$ , из формулы (8) получаем, что

$$P_{1-2} \approx \mu_0 \cdot \frac{H_{2m} \cdot H_{1m}}{2} \Big|_{H_{2m} \approx H_{1m} \approx H_m} \approx \mu_0 \cdot \frac{H_m^2}{2}. \quad (9)$$

Как следует из результата (9), притяжение – отталкивание (магнитное давление) проводника с током под действием магнитного поля будет определяться формулой, хорошо известной из магнитно-импульсной обработки металлов [1].

Если рассматривается взаимодействие двух токов и  $H_{1m} \approx (I_1/R)$ , то

$$P^{(1)} = P_{1-2} + P_{2-1} \approx \mu_0 \cdot \frac{I_1 \cdot I_2}{R^2} = \mu_0 \cdot H_{1m} \cdot H_{2m}. \quad (10)$$

Теперь из выражения (2) найдем распределенную силу притяжения, приходящуюся на единицу площади.

$$P^{(2)} = \frac{F}{R \cdot \ell} \approx \mu_0 \cdot \frac{2 \cdot I_1 \cdot I_2}{R \cdot h} \cdot G\left(\frac{R}{h}\right). \quad (11)$$

Для  $\left(\frac{R}{h}\right) \gg 1$  из выражения (2) получаем, что  $G\left(\frac{R}{h}\right) \approx \frac{1}{2 \cdot (R/h)}$ . Кроме того,  $H_{1m} \approx (I_1/R)$ ,  $H_{2m} \approx (I_2/R)$ .

С учетом этих замечаний формула (11) принимает вид:

$$P^{(2)} = \mu_0 \cdot \frac{2 \cdot I_1 \cdot I_2}{R \cdot h} \cdot G\left(\frac{R}{h}\right) \approx \mu_0 \cdot H_{1m} \cdot H_{2m}. \quad (12)$$

Сравнение выражений (12) и (10) показывает их идентичность. То есть, в случае листовых металлов достаточно больших размеров их магнитное взаимодействие происходит независимо от природы возбуждаемых полей и токов в них.

При магнитно-импульсной обработке металлов временная зависимость токов, протекающих в индукторе прямого пропуска тока и заготовке, одинакова и описывается выражениями

$$\begin{cases} I_1(t) = I_{1m} e^{-\delta t} \sin(\omega t), \\ I_2(t) = I_{2m} e^{-\delta t} \sin(\omega t), \end{cases} \quad (13)$$

где  $I_{1m}$ ,  $I_{2m}$  – амплитуды токов в индукторе и заготовке,  $\delta, \omega$  – декремент затухания и циклическая частота разрядного тока магнитно-импульсной установки,  $t$  – время.

Из выражения (2) и (13) следует, что силу притяжения (отталкивания) плоской листовой заготовки к индуктору прямого пропуска тока, с учетом временной зависимости разрядного тока магнитно-импульсной установки, можно рассчитать по формуле

$$F(t) = F_m \cdot e^{-2\delta t} \sin^2(\omega t), \quad (14)$$

где

$$F_m = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot I_{1m} I_{2m} \frac{\ell}{h} G \left( \frac{R}{h} \right).$$

**Список литературы:** 1. Белый И.В., Фертик С.М., Хищенко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: Вища школа, 1977. – 168 с. 2. Деформирование металла импульсным магнитным полем / Е.А. Попов, Ю.А. Бочаров, С.М. Поляк и др. // Кузнечно-штамповочное производство. – 1966. – №5. – С. 1-7. 3. Пат. 3187532 США, МКИ<sup>4</sup> В21Д26/14, Кл. 72 – 56, опубл. в 1965 г. Metall-forming devices using direct electrode contact / Harold P. Furth. 4. Бондаренко А.Ю., Гузь И.И., Содин С.Л. Расчет электротепловых процессов в замкнутых контактах при нестационарном скин-эффекте / Ред. журн. «Изв. вузов. Энергетика». – Минск, 1986. – 11 с. – Деп. в ВИНТИ 01.04.86, № 2189 – В. 5. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1968. – 940 с. 6. Батыгин Ю.В., Бондаренко А.Ю. Соотношение между касательными составляющими векторов импульсного электромагнитного поля на поверхности тонкостенного проводника / Технічна електродинаміка. – 1997. – № 5. – С. 3-5. 7. Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля. – Харьков: Вища школа, 1979. – 140 с.

Поступила в редколлегию 03.10.2006.

**В.И.ДОЦЕНКО**, канд.техн.наук; **О.С.НЕДЗЕЛЬСКИЙ**;  
**А.В.ПЛИЧКО**; **Е.Г.ПОНУЖДАЕВА**; **В.Г.ФОМЕНКО**; НТУ «ХПИ»

## **КОМПАКТНЫЙ ТРАССОИСКАТЕЛЬ ЗАЗЕМЛЯЮЩИХ УСТРОЙСТВ ЭНЕРГООБЪЕКТОВ**

Наведено основні технічні характеристики й опис компактного трасошукача для обслуговування, ремонту і модернізації заземлюючих пристроїв енергооб'єктів.

The basic technical characteristics and especial features of construction of compact trass-finder for service, maintenance reconstruction and modernization of grounding devises of energetic object have been described.

Трассировка заглубленных элементов заземляющих устройств является одной из обязательных операций комплексной электромагнитной диагностики энергообъектов.

Существует ряд приборов и измерительных комплексов, в частности, разработанных в НИПКИ «Молния», позволяющих выполнять операции по определению трассировки заземляющих элементов [1,2,3]. Вместе с тем, такой комплекс диагностики качества систем заземления, как, например, КДЗ-1У [2] является технически сложным измерительным устройством, предполагающим использование в достаточно широком спектре эксплуатационных характеристик, позволяющих кроме трассировки решать ряд других вопросов диагностики, что определяет его технические и стоимостные показатели.

При эксплуатации энергообъектов, предполагающих плановый или внеплановый ремонт и модернизацию заземляющих устройств, весьма необходимым и удобным является компактный и относительно недорогой, удобный в эксплуатации однофункциональный прибор, позволяющий с достаточно высокой точностью выполнять операцию трассировки заглубленных элементов устройств заземления энергообъектов.

В результате проведенных в НИПКИ «Молния» исследовательских работ по совершенствованию методик и аппаратуры диагностики заземляющих устройств разработан компактный трассоискатель ТИ-1, имеющий ряд технико-экономических преимуществ по сравнению с аналогами [1,2,3], в частности, высокую избирательность и чувствительность к полезному сигналу, широкий ( $10^5$ ) диапазон измеряемого сигнала, высокую экономичность и оптимальные массогабаритные показатели, удобство эксплуатации в полевых условиях.

Общий вид трассоискателя ТИ-1 представлен на рис. 1.

В комплект ТИ-1 входят:

- генератор переменного тока;
- регистратор напряженности магнитного поля в комплекте с индукционным датчиком;



- штатный комплект соединительных проводов;
- комплект контактных устройств (2 шт.);
- ударопрочный корпус-кейс (430×295×130 мм)

Основные технические характеристики ТИ-1:

Максимальный ток во внешней цепи с сопротивлением 2 Ом	6 А
форма тока генератора	меандр
частота следования импульсов тока	1 кГц
диапазон плавной настройки частоты генератора	±25 Гц
диапазон индикации величины напряженности магнитного поля	от 1 мА/м до 100 А/м

питание:

- генератора – от сети 220 В, 50 Гц;
- регистратора – от внутреннего источника (батарея, аккумулятор) напряжением 9 В.



Рисунок 1

Генератор тока выполнен в пластмассовом корпусе с размерами 190×210×70 мм. Генератор содержит сетевой трансформатор, выпрямители, задающий генератор прямоугольных импульсов и выходной ключ, особенностью которого является использование полевого транзистора IRF 1405, имеющего сопротивление в открытом состоянии не более 5 мОм. Схема имеет устройство ограничения максимального

выходного тока на уровне 12 А. Переключением вторичной обмотки сетевого трансформатора дискретно изменяется уровень выходного напряжения генератора в значениях 25, 50, 75 и 100 % максимального.

В качестве регистратора в комплекте с индукционным датчиком в ТИ-1 используется прибор ИМП-1000, прототипом которого является описанный в [2] измеритель напряженности магнитного поля и напряжения ИМПН, в схему которого внесены некоторые изменения: исключен тракт измерения на-

пряжения и переключатель частотных диапазонов.

Структурная схема регистратора приведена на рис. 2.

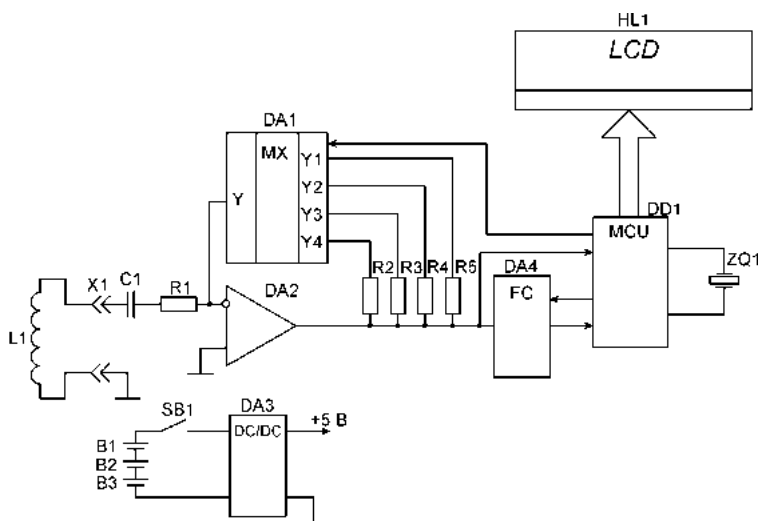


Рисунок 2 – Структурная схема регистратора напряженности магнитного поля

Сигнал от индукционного датчика L1 поступает на вход операционного усилителя DA2, коэффициент усиления которого может иметь четыре фиксированных значения, устанавливаемых микроконтроллером DD1 типа ATmega 8 с помощью мультиплексора DA1. При включении измерителя микроконтроллер DD1 устанавливает самый грубый предел измерения и оценивает величину сигнала с выхода усилителя DA2, после чего дает команду мультиплексору DA1 на подключение одного из четырех резисторов R2 – R5 в обратную связь операционного усилителя DA2, тем самым устанавливая его оптимальный коэффициент усиления и, следовательно, предел измерения регистратора в целом. После этого микроконтроллер оцифровывает сигнал с выхода полосового фильтра 4-го порядка DA4 и выводит результат на 10-разрядный жидкокристаллический индикатор HL1. Полосовой фильтр реализован на сдвоенном универсальном фильтре на переключаемых конденсаторах MAX7490, частота настройки которого (1000 Гц) с высокой точностью и стабильностью задается микроконтроллером DD1, в свою очередь стабилизированной частотой кварцевого резонатора ZQ1. Вследствие высокого порядка фильтра и большого разнеса рабочей частоты регистратора 1000 Гц и промышленной частоты 50 Гц, подавление помехи частотой 50 Гц превышает 70 дБ, что весьма важно при работе на объектах с высоким уровнем электромагнитных помех.

Питается измеритель от трех гальванических элементов типоразмера AAA через стабилизированный преобразователь постоянного напряжения типа ADP3000A5.

Поскольку регистратор не является измерительным прибором, ТИ-1 не подлежит метрологической аттестации и периодической поверке.

Описанный трассоискатель ТИ-1 обладает широким диапазоном регистрируемых значений напряженности магнитного поля, высокой чувствительностью и избирательностью, оптимальными массогабаритными показателями и невысокой стоимостью. ТИ-1 успешно прошел полевые испытания при трассировке систем заземления подстанций энергокомплекса Украины, показав отличные эксплуатационные качества, особенно при поиске элементов заземления, не образующих замкнутый контур либо заканчивающихся глубинными заземлителями.

ТИ-1 может служить базовой моделью для оснащения служб эксплуатации и ремонта энергообъектов.

**Список литературы. 1.** *Колушко Г.М., Доценко В.И., Колушко Д.Г., Недзельский О.С.* Измерительный комплекс для проведения электромагнитной диагностики состояния заземляющих устройств энергообъектов // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Электроэнергетика и преобразовательная техника». – Харьков, НТУ «ХПИ». – 2002. – № 7, т. 1 – С. 157-166. **2.** *Богатырев И.Н., Доценко В.И., Недзельский О.С., Понуждаева Е.Г., Фоменко В.Г.* Модернизированный измерительный комплекс «КДЗ-1У» // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Техника и электрофизика высоких напряжений». – Харьков, НТУ «ХПИ». – 2006. – №17. – С. 15-18. **3.** *Компаненко Л.* Искатель трассы и мест повреждения контура защитного заземления // «Радио». – Москва, изд-во «Эликс». – 2005. – № 2. – С. 37.

*Поступила в редколлегию 27.10.2006*

УДК 621.316.9

**С.В.КИПРИЧ; А.А.ПЕТКОВ**, канд.техн.наук;  
**Д.Г.КОЛИУШКО**, канд.техн.наук; НТУ «ХПИ»

## **К ВОПРОСУ ОБ АВТОМАТИЗАЦИИ РАСЧЕТОВ МОЛНИЕЗАЩИТЫ**

У статті представлений аналіз існуючих засобів автоматизованого розрахунку блискавкозахисту.

In the article, an analysis of existing methods of the automated calculation of lightning protection is presented.

**Постановка проблемы.** Расчет молниезащиты направлен на обеспечение во время грозовой деятельности безопасной работы персонала и надежного функционирования электрооборудования. Важность этой проблемы усиливается из-за применения все более энергоемкого и дорогостоящего оборудования, нарушение нормальной работы или выход из строя которого по причине удара молнии, сопровождается значительным материальным ущербом. Кроме того, эта задача становится все более и более актуальной из-за повсе-

местного перехода на микропроцессорную базу, которая чувствительна к помехам, возникающим в момент протекания токов молнии.

**Анализ нормативной базы.** Одним из способов защиты объектов от прямого поражения молнией является установка молниеотводов, создающих защитную зону. Существующие национальные и международные нормативные документы [1-6], регламентирующие мероприятия по обеспечению молниезащиты зданий и сооружений, отражают основные требования к способам построения зон защиты различных типов молниеотводов:

- 1) геометрическому построению зон защиты конической формы [1-6];
- 2) натурному моделированию зон защиты путем обкатывания сферической оболочкой [4-6].

Однако для построения зоны защиты большого количества молниеотводов, защищающих группу объектов, указанные способы обладают значительной трудоемкостью, большой вероятностью возникновения ошибок на этапе геометрических построений и моделирования, а также при интерпретации результатов, что связано с постоянным участием человека-оператора. Использование указанных способов построения позволяет решать задачу анализа зон защиты, однако практически исключает возможность решения задачи синтеза системы молниезащиты, содержащей более одного молниеотвода, что характерно для большинства проектных решений. Рациональное проектирование системы молниезащиты (по критерию оптимальных финансовых и временных затрат) возможно только в автоматизированном режиме.

Отсутствие единых решений при проектировании и анализе молниезащиты обуславливает необходимость систематизации существующих методик и средств.

**Целью** настоящей статьи является анализ средств для обеспечения автоматизированных расчетов молниезащиты.

**Материалы и результаты исследования.** Процедуры проектирования и анализа систем молниезащиты, проводимые в автоматизированном режиме должны иметь соответствующее методическое и программное обеспечение, основными компонентами которого являются:

1. Математические модели зон защиты различных типов молниеотводов, построенные на основании требований, изложенных в нормативных документах.
2. Методика выбора оптимальных параметров одиночных молниеотводов для защиты одного здания или группы.
3. Методика оценки молниезащищенности комплекса зданий и сооружений системой различных типов молниеотводов.
4. Методика построения оптимальной системы молниезащиты комплекса зданий и сооружений с использованием различных типов молниеотводов.
5. Программные средства для проектирования молниезащиты комплексов зданий и сооружений.

Рассмотрим каждый из компонентов.

Для автоматизации расчетов молниезащиты наиболее эффективны программы, в основе которых лежат аналитические зависимости, которые описывают поверхности зоны защиты и позволяют определить высоту этой зоны над любой точкой грунта.

Авторами был проведен анализ публикаций, посвященных выводу аналитических выражений для одиночного стержневого и одиночного тросового молниеотводов, результаты которого сведены в табл. 1-2.

Таблица 1

Одиночный стержневой молниеотвод		
Тип зоны защиты	Нормативный документ, регламентирующий построение зоны защиты	Источник, содержащий аналитические соотношения
Конический тип при задании габаритов зоны защиты	[1-3]	[7]
Конический тип при задании угла при вершине молниеотвода	[2-6]	–
Зона защиты, образованная обкатыванием фиктивной сферой	[4-6]	[7]

Таблица 2

Одиночный тросовый молниеотвод		
Тип зоны защиты	Нормативный документ, регламентирующий построение зоны защиты	Источник, содержащий аналитические соотношения
Конический тип при задании габаритов зоны защиты	[1-3]	[8]
Конический тип при задании угла при вершине молниеотвода	[2-6]	–
Зона защиты, образованная обкатыванием фиктивной сферой	[4-6]	[8, 9]

При проектировании системы молниезащиты важно не только проанализировать защищенность комплекса объектов от поражения молнией, а также, с экономической и технологической точки зрения, определить оптимальные параметры молниеотвода, защищающего эту систему, если таковой имеется. Под параметрами оптимизации в данном случае понимается высота молниеотвода и место его размещения. Анализ показывает, что данную задачу представляется возможным решать только численными методами. Для определе-

ния минимальной высоты молниеотвода можно использовать, например, метод пошагового приращения или метод дихотомии [10].

Известны работы [7, 8], посвященные этому вопросу: в [7] приведена методика выбора оптимальных параметров одиночного стержневого молниеотвода, а в [8] – одиночного тросового молниеотвода. В [7] для нахождения минимальной высоты молниеотвода использовался метод дихотомии, а в [8] – метод пошагового приращения.

Выбор оптимальных параметров одиночного стержневого молниеотвода заключается в определении минимальной высоты молниеотвода, устанавливаемого на каждом объекте, допускающем эту установку, или грунте, и выборе из них молниеотвода минимальной высоты [7]. Высота и место размещения этого молниеотвода и будут искомыми оптимальными параметрами.

Выбор оптимального варианта размещения и высоты тросового молниеотвода, описанный в [8], заключается в следующем:

- нахождение всех возможных вариантов размещения одиночного тросового молниеотвода;
- определение для каждого варианта минимальной высоты подвеса троса над поверхностью грунта, при которой выполняется условие защищенности системы объектов или констатации факта о невозможности одновременной защиты всех объектов системы;
- выбор тросового молниеотвода, у которого приведенные экономические затраты при производстве и монтаже минимальны.

Таким образом, методика синтеза одиночных молниеотводов (стержневого и тросового) практически одинакова, различаются лишь аналитические выражения для расчета зон защиты этими молниеотводами.

В [11] описана программная реализация определения минимальной высоты одиночного стержневого молниеотвода, защищающего систему объектов методом пошагового приращения. Авторами были разработаны программы в среде электронных таблиц Microsoft Excel. Исходными данными для расчета являются координаты расположения объектов и молниеотвода, надежность защиты, а также величина шага изменения высоты молниеотвода.

Компоненты 3 и 4 также являются актуальными в настоящее время. В реальных условиях анализ или синтез молниезащиты производится чаще всего для некоторого (иногда очень большого) количества зданий и сооружений различной формы, при этом в качестве системы молниезащиты могут выступать любые комбинации молниеотводов (например, нефтеперекачивающие станции, открытые распределительные устройства электрических станций и подстанций и т. п.). Сложность решения данной задачи заключается в необходимости учитывать сложность геометрических форм зданий и сооружений, а также взаимное влияние молниеотводов друг на друга. Для оптимизации системы молниезащиты комплекса

зданий и сооружений с использованием различных типов молниеотводов авторами предложена следующая методика:

1) поиск места расположения одиночного молниеотвода (стержневого или тросового), способного защитить все объекты. Если таковой отсутствует, то выбирается молниеотвод, "закрывающий" наибольшее количество объектов. Находится минимальная высота этого молниеотвода и выполняется снижение высоты его до того момента, когда из зоны защиты будет исключен хотя бы один объект;

2) поиск места расположения остальных молниеотводов, «закрывающих» незащищенные объекты с выбором минимальной высоты по условию, указанному в п. 1;

3) проверка зоны защиты при поочередном присваивании каждому из молниеотводов максимальной высоты, а затем проведение расчета согласно п. 1-2;

4) если вариантов, рассчитанных по 1-3 пункту несколько, то принимается вариант с наименьшей суммарной высотой.

Пятый компонент приобретает решающее значение при расчетах молниезащиты. Так как полученные аналитические выражения для таких расчетов очень громоздкие [7-9], то их выполнение наиболее целесообразно при использовании компьютера. Проведен анализ работ, посвященных разработке программ для оценки молниезащищенности [11-17], на основании которого можно сделать вывод, что существует ряд программных реализаций расчета молниезащиты, каждая из которых обладает теми или иными ограничениями. Авторами были выделены наиболее важные признаки оценки указанных программ и результаты анализа (сравнения) сведены в табл. 3.

В табл. 3 приняты следующие сокращения и условные обозначения:

П – параллелепипед; Ц – цилиндр; ВЦ – вертикальный цилиндр; ГЦ – горизонтальный цилиндр; ОЛФ НС – объект любой формы, представленный набором стержней; ОС – одиночный стержневой; ДС – двойной стержневой; МС – многократный стержневой; ОТ – одиночный тросовый; ДТ – двойной тросовый; МТ – многократный тросовый; 2D – двумерная форма; 3D – трехмерная форма.

Каждая рассмотренная программа имеет те или иные недостатки по сравнению с другими, то есть в совокупности они представляют собой набор определенных решенных частных задач, возникающих при проектировании и анализе молниезащиты зданий и сооружений. Поэтому главной целью является создание единого программного комплекса, позволяющего осуществлять анализ и синтез систем молниезащиты по всем нормативным документам для произвольного комплекса зданий и сооружений с использованием различных комбинаций молниеотводов. При этом полученные результаты должны быть наглядными и достаточно просто интерпретируемыми.

Таблица 3

Признаки	[11]	[12]	[13]	[14]	[15]	[16]	[17]
Наличие графического интерфейса	-	-	+	Не указано	+	+	+
Количество защищаемых объектов	Неограничено	1	Неограничено	1	Ограничения не указаны	Неограничено	Неограничено
Форма защищаемых объектов	ОЛФ НС	П или Ц	П или Ц	Не указана	П, ВЦ, ГЦ, усеченный	Любая	П
Нормативные документы, по которым ведется расчет	[1]	[1]	[1, 4-6, 18]	[3]	[1, 3, 19]	[1, 4-6]	[1]
Форма графического отображения результатов	-	-	2D, 3D	-	3D	2D, 3D	2D
Возможности синтеза	+	-	-	-	Не указаны	+	+
Типы молниевыводов	ОС	ОС И ОТ	ОС, МС, ОТ, ДТ и	ОС, ОТ, ДС, ДТ	МС и/или МТ	ОС и ОТ	ОС
Возможность анализа молниезащитности	Численно	+	Визуально	Численно	Не указана	Визуально	Визуально
Дополнительно	Возможность выбора минимальной высоты молниеотвода (с указанием точности), защищающего систему объектов						Экспорт результатов расчетов в документ Microsoft Word, выбор из справочника конструкции и типа реального молниевывода, высота которого больше либо равна расчетной требуемой высоте



## Выводы.

1. Выделены необходимые компоненты, обеспечивающие автоматизированный расчет молниезащиты.

2. Проведенный анализ показал, что отсутствуют аналитические соотношения для описания поверхностей зон защиты конического типа некоторых видов молниеотводов (двойной стержневой, двух стержневых разной высоты, многократного стержневого, двойного тросового, двух тросовых разной высоты, а также имеющихся на практике наклонных тросов), рекомендуемых нормативными документами.

3. Установлено, что в анализируемой литературе не отражены аналитические соотношения для описания зоны защиты конического типа при задании угла при вершине молниеотвода.

4. Предложена методика оптимизации системы молниезащиты комплексов зданий и сооружений с использованием различных типов молниеотводов.

5. Проведен анализ существующих программных продуктов и предложена классификация, на основании которой возможна разработка единого программного комплекса для расчета молниезащиты системы зданий и сооружений молниеотводами различных типов.

**Список литературы:** 1. Инструкция по устройству молниезащиты зданий и сооружений (РД 34.21.122-87). – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 56 с. 2. Инструкция по устройству молниезащиты зданий, сооружений и промышленных коммуникаций. – М.: Издательство МЭИ, 2004. – 57 с. 3. СО 153-34.21.122-2003 «Инструкция по устройству молниезащиты зданий, сооружений и промышленных коммуникаций» 4. IEC standard 1024-1 (1990 г.) Protection of structures against lightning. Part 1: General principles. 5. IEC standard 61024-1-1 (1993 г.) Protection of structures against lightning. Part 1: General principles. Section 1: Guide A – Selection of protection levels for lightning protection systems. 6. IEC standard 62305-3. Ed. I/CDV. Protection against lightning. Part 3: Physical damage to structures and life hazard. 7. *Петков А.А., Колушко Д.Г., Колушко Г.М.* Выбор оптимальных параметров одиночного стержневого молниеотвода // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – Харків: НТУ «ХП». – 2004. – № 35. – С. 64-71. 8. *Кіпріч С.В., Петков А.А., Колушко Д.Г.* Выбор оптимальных параметров одиночного тросового молниеотвода // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – Харків: НТУ «ХП». – 2005. – № 49. – С. 36-45. 9. *Петков О.О., Кіпріч С.В., Колушко Д.Г.* Розрахунок зони захисту поодинокого тросового блискавковідводу з рівновисокими опорами за методом фіктивної сфери // Електрифікація та автоматизація сільськогосподарства. – 2005. – № 4. – С. 10-17. 10. *Дьяконов В.П.* Справочник по алгоритмам и программам на языке бейсик для персональных ЭВМ. – М.: Наука, 1989. – 240 с. 11. *Кіпріч С.В., Петков А.А., Колушко Д.Г.* Определение защищенности системы объектов группой одиночных стержневых молниеотводов в среде электронных таблиц // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Техніка і електрофізика високих напруг». – Харків: НТУ «ХП». – 2006. – № 17. – С. 46-55. 12. *Серков А.А., Толкачев М.Ю.* Разработка экспертной системы для оценки молниезащиты зданий и сооружений // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – Харків: НТУ «ХП». – 2004. – № 5. – С. 16-23. 13. *Борисов Р.К., Петров С.Р.* Компьютерные программы для анализа и проектирования устройств заземления и молниезащиты // Первая Российская конференция по заземляющим устройствам: Сборник докладов / Под ред. Ю.В. Целебровского. – Новосибирск: Сибирская энергетическая академия, 2002. – С. 41-43. 14. <http://www.subachev.new.mail.ru> 15. *Салин А., Серов В., Третьяков С.* Автоматизация расчета молниезащиты и заземления в среде ElectricCS Storm. – [http://www.cadmater.ru/articles/23\\_electrics\\_storm.cfm](http://www.cadmater.ru/articles/23_electrics_storm.cfm) 16. *Колушко Д.Г., Обруч И.В., Петков А.А.* Программный комплекс для расчетов молниезащиты зданий и сооружений // Физические и компьютерные

технологии // Труды 11-й Международной научно-технической конференции. – Харьков: ХНПК «ФЭД». – 2005. – С. 344-347. **17.** [http://www.beroes.front.ru/brs\\_mz1.htm](http://www.beroes.front.ru/brs_mz1.htm) **18.** Аюбян А.А., Базелян Э.М., Горин Б.Н. и др. Инструкция по устройству молниезащиты зданий и сооружений. ВЭИ, ГНИЭИ, Энергосетьпроект, 1972. **19.** СПЭ №212-э «Заземление и молниезащита на тепловых и атомных электростанциях. Справочник по проектированию тепловых электростанций и тепловых сетей», – Теплоэлектрпроект, 1974.

*Поступила в редколлегию 22.10.2006.*

УДК 621.314

**А.А.ПЕТКОВ**, канд.техн.наук; НТУ «ХПИ»

## **ГЕНЕРИРОВАНИЕ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ МАГНИТНОГО ПОЛЯ**

У статті наведено результати аналізу формуючих властивостей генератора імпульсів магнітного поля.

This paper analyses the results of the forming properties of the pulsed generator of a magnetic field .

**Постановка проблемы.** Технические средства (ТС), эксплуатация которых производится в сложной электромагнитной обстановке, в соответствии с нормативной документацией, должны подвергаться испытаниям на стойкость к воздействию соответствующих электромагнитных факторов и, в частности, воздействию импульсов магнитного поля с целью определения качества их функционирования. Это, в свою очередь, требует разработки и создания современных средств имитации импульсов магнитного поля, воздействующих на ТС в условиях эксплуатации.

**Анализ публикаций.** При эксплуатации ТС на них могут воздействовать как униполярные, так и двухполярные импульсы магнитного поля [1-3]. В нормативном документе [1] для имитации воздействия импульсов магнитного поля на ТС рекомендуется применять генератор, схема которого приведена на рис. 1.

Как указано в [1], данный генератор обладает широкими возможностями регулирования контролируемых параметров импульса тока в системе полеобразования (а значит и параметров импульса магнитного поля, воздействующего на ТС). Однако в описании генератора отсутствуют рекомендации по выбору формирующих элементов разрядной цепи, что существенно затрудняет процесс его проектирования.

**Целью** настоящей статьи является определение областей соотношения параметров элементов разрядной цепи генератора, обеспечивающих формирование импульса магнитного поля требуемой формы.

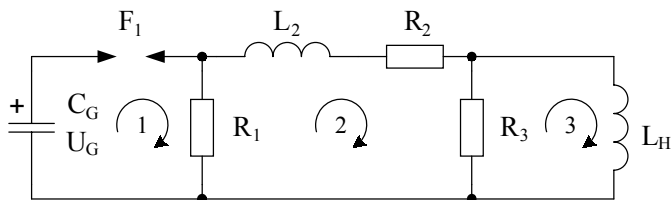


Рисунок 1 – Эквивалентная электрическая схема разрядной цепи генератора:  
 $U_G, C_G$  – зарядное напряжение и емкость накопителя энергии;  $F_1$  – коммутатор;  
 $R_1, R_2, R_3$  – формирующие резисторы;  $L_2$  – формирующая индуктивность;  
 $L_H$  – индуктивность системы полеобразования.

**Материалы и результаты исследования.** Можно показать, что переходный процесс в генераторе описывается следующей системой уравнений, представленных в нормированном виде:

$$\begin{cases} \int I_1 d\tau + r_1(I_1 - I_2) = 1; \\ L_{2H} \frac{dI_2}{d\tau} + (r_1 + r_2 + r_3)I_2 - r_1I_1 - r_3I_3 = 0; \\ r_3(I_3 - I_2) + \frac{dI_3}{d\tau} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где 
$$\tau = \frac{t}{\sqrt{L_H C_G}} \quad (2)$$

– безразмерный аналог времени;

$$r_k = \frac{R_k}{\sqrt{L_H / C_G}}, \quad k = \overline{1, 3} \quad (3)$$

– безразмерные аналоги активных сопротивлений;

$$I_J = \frac{i_J}{U_G} \sqrt{\frac{L_H}{C_G}}, \quad J = \overline{1, 3} \quad (4)$$

– безразмерные аналоги контурных токов;

$$L_{2H} = L_2 / L_H \quad (5)$$

– безразмерный аналог индуктивности;

$i_J$  – контурные токи;

$J$  – номер контура (направление обхода контуров показаны на рис. 1).

Как видно из схемы (см. рис. 1) и системы (1), в индуктивности системы полеобразования  $L_H$ , в зависимости от соотношения параметров разрядной цепи, могут быть сформированы импульсы тока второго и третьего порядка (определение порядка импульса тока дано в соответствии с [4]). Предварительный анализ показывает существенное влияние соотношения параметров разрядной цепи генератора на форму импульса тока (магнитного поля) и его контролируемые параметры

(определение контролируемых параметров импульса рассмотрено автором в [5, 6]). Для систематизации режимов разряда генератора (областей формирования импульсов определенной формы) был рассмотрен ряд частных случаев схемы его разрядной цепи при предельных соотношениях параметров. Из решения системы (1) с использованием материалов [7] автором получены коэффициенты аналитических выражений, описывающих импульс тока второго порядка, протекающего в системе полеобразования. Выражения для импульса тока в нормированном виде и значения коэффициентов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Соотношения между элементами схемы	апериодический режим разряда	колебательный режим разряда
		$I(\tau) = A \frac{(e^{q_1\tau} - e^{q_2\tau})}{q_1 - q_2};$ $q_{1,2} = -b \pm \sqrt{b^2 - a}$
$r_1 = \infty;$ $r_3 = \infty;$ $L_{2H} = 0;$	$A = 1; b = \frac{r_2}{2}; a = 1$	
$r_1 = \infty;$ $r_2 = \infty;$ $L_{2H} = 0$	$A = 1; b = \frac{1}{2r_3}; a = 1$	
$r_2 = 0;$ $r_3 = \infty;$ $L_{2H} = 0$	$A = 1; b = \frac{1}{2r_1}; a = 1$	
$r_1 = \infty;$ $L_{2H} = 0$	$A = 1; b = \frac{r_2 r_3 + 1}{2(r_2 + r_3)}; a = \frac{r_3}{r_2 + r_3}$	
$r_3 = \infty;$ $L_{2H} = 0$	$A = 1; b = \frac{1 + r_1 + r_2}{2r_1}; a = \frac{r_1 + r_2}{r_1}$	
$L_{2H} = 0$	$A = \frac{r_3}{r_2 + r_3}; b = \frac{r_1 r_2 r_3 + r_1 + r_2 + r_3}{2r_1(r_2 + r_3)}; a = \frac{r_3}{r_1} \cdot \frac{r_1 + r_2}{r_2 + r_3}$	

Данные таблицы содержат все варианты, позволяющие получить импульс второго порядка. Для первых четырех вариантов в табл. 2 приведены области соотношения для элементов схемы, при которых формируется критический (Кр), колебательный (Ко) и апериодический (Ап) импульс магнитного поля. В последней графе табл. 2 даны буквенные обозначения пределов изменения для  $T_D/T_H$  – отношения параметра, характеризующего длительность импульса к параметру, характеризующему длительность нарастания импульса.

Таблица 2

Соотношения между элементами схемы	Вид разряда	Условие для соответствующего вида разряда	$\frac{T_D}{T_H}$
$r_1 = \infty;$ $r_3 = \infty;$ $L_{2H} = 0$	Ко	$0 < r_2 < 2$	от $Q_0$ при $\{r_2 \rightarrow 0\}$ до $Q_1$ при $\{r_2 \rightarrow 2\}$
	Кр	$r_2 = 2$	$Q_1$
	Ап	$r_2 > 2$	$> Q_1$
$r_1 = \infty;$ $r_2 = 0;$ $L_{2H} = 0$	Ко	$0,5 < r_3 < \infty$	от $Q_0$ при $\{r_3 \rightarrow \infty\}$ до $Q_1$ при $\{r_3 \rightarrow 0,5\}$
	Кр	$r_3 = 0,5$	$Q_1$
	Ап	$0 < r_3 < 0,5$	$> Q_1$
$r_2 = 0;$ $r_3 = \infty;$ $L_{2H} = 0$	Ко	$0,5 < r_1 < \infty$	от $Q_0$ при $\{r_1 \rightarrow \infty\}$ до $Q_1$ при $\{r_1 \rightarrow 0,5\}$
	Кр	$r_1 = 0,5$	$Q_1$
	Ап	$0 < r_1 < 0,5$	$> Q_1$
$r_1 = \infty;$ $L_{2H} = 0$	Ко	$\frac{1}{r_3} - 2 < r_2 < \frac{1}{r_3} + 2,$ $0 < r_3 < 0,5$	от $Q_2$ при $\{r_3 \rightarrow 0,5;$ $r_2 \rightarrow 1\}$ до $Q_1$ при $\{r_3 \rightarrow 0\}$
		$0 < r_2 < \frac{1}{r_3} + 2, \quad 0,5 < r_3 < \infty$	от $Q_0$ при $\{r_3 \rightarrow \infty;$ $r_2 \rightarrow 0\}$ до $Q_1$ при $\left\{ \begin{array}{l} r_3 \rightarrow 0,5; r_2 \rightarrow 0, \\ r_3 \rightarrow 0,5; r_2 \rightarrow 4, \end{array} \right\}$
	Кр	$r_2 = \frac{1}{r_3} + 2, \quad 0 < r_3 < \infty;$ $r_2 = \frac{1}{r_3} - 2, \quad 0 < r_3 < 0,5$	$Q_1$
	Ап	$r_2 > \frac{1}{r_3} + 2, \quad 0 < r_3 < \infty;$ $0 < r_2 < \frac{1}{r_3} - 2, \quad 0 < r_3 < 0,5;$	$> Q_1$

Численные значения отношений, определенные в соответствии с [5,6] для различных способов задания контролируемых параметров приведены в табл. 3. Особое внимание при проектировании генератора следует обратить на использование частного случая  $r_1 = \infty, L_{2H} = 0$ . Как видно из табл. 2, у этого варианта схемы разрядной цепи имеются две области соотношений параметров с аperiodическим и колебательным видом импульсов магнитного поля.

Таблица 3

$\frac{T_D}{T_H}$	$Q_0$	$Q_1$	$Q_2$
$\frac{T_{H(0,5)}}{T_{H(0,1;0,9)}}$	2,05	4,3	3,88
$\frac{T_{H(0,1;0,9;0,5)}}{T_{\Phi(0,1;0,9)}}$	2,07	3,8	3,48
$\frac{T_{C(0,5)}}{T_{\max}}$	1,67	2,7	2,5
$\frac{T_{H(0,9)}}{T_{\max}}$	2,57	0,93	0,88

Примечание. В таблице приняты следующие обозначения:  $T_{\max}$  – время достижения импульсом наибольшего значения;  $T_{H(0,1;0,9)}$  – время нарастания на фронте значений импульса от уровня 0,1 до уровня 0,9 от максимального значения;  $T_{\Phi(0,1;0,9)} = 1,25 \cdot T_{H(0,1;0,9)}$  – длительность фронта импульса, спрямленная по уровням 0,1 и 0,9 от максимального значения;  $T_{H(0,5)}$ ;  $T_{H(0,9)}$  – длительность импульса соответственно на уровне 0,5 и 0,9 от максимального значения;  $T_{H(0,1;0,9;0,5)}$  – длительность импульса, определяемая по его графику как промежуток времени между моментом пересечения оси времени прямой, соединяющей на фронте точки соответствующие уровням 0,1 и 0,9 от максимального значения и моментом достижения импульсом значения 0,5 на спаде.

Приведенные в работе материалы позволяют определить возможность формирования требуемых импульсов магнитного поля, исходя из отношения временных параметров импульса и допустимой области соотношения параметров элементов. Выбор параметров элементов разрядной цепи генератора при заданной форме импульса и конкретных значениях контролируемых параметров может быть осуществлен с использованием материалов, приведенных: в [5, 6, 8] для варианта  $r_1 = \infty, r_3 = \infty, L_{2H} = 0$ ; в [9] для варианта  $r_1 = \infty, L_{2H} = 0$ . Для вариантов  $r_1 = \infty, r_2 = 0, L_{2H} = 0$  и  $r_2 = 0, r_3 = \infty, L_{2H} = 0$  вопрос выбора параметров элементов требует дополнительного рассмотрения.

## **Выводы.**

1. Выведены соотношения для расчета переходных процессов в генераторе импульсов магнитного поля в нормированном виде.
2. Определены области изменения соотношения безразмерных параметров разрядной цепи для формирования импульсов второго порядка аperiodической и колебательной формы.
3. Установлены значения границ диапазона изменения отношения временных параметров импульса магнитного поля при различных его формах и способах задания их контролируемых параметров.

**Список литературы:** 1. ГОСТ Р 50649-94 Устойчивость к импульсному магнитному полю. Технические требования и методы испытаний. – М.: Издательство стандартов, 1994. – 20 с. 2. *Мырова Л.О., Чепиженко А.З.* Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям. – М.: Радио и связь, 1988. – 296 с. 3. *Кравченко В.И.* Грозозащита радиоэлектронных средств: Справочник. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с. 4. *Петков А.А.* Формирование испытательного импульса тока в активно-индуктивной нагрузке // *Электротехника.* – 2006. – № 4. – С. 34-37. 5. *Петков А.А.* Расчет параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных устройств, формирующих импульсы аperiodической формы // *Электротехника та електроенергетика.* – 2005. – № 1. – С. 65-69. 6. *Петков А.А.* Выбор параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных устройств при различных способах задания контролируемых параметров испытательных импульсов // *Вісник НТУ «ХП».* Тематичний випуск «Техніка і електрофізика високих напруг». – Харків: НТУ «ХП». – №17. – 2006. – С. 105-111. 7. *Гинзбург С.Г.* Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях. – М. Высшая школа, 1967. – 387 с. 8. *Китаев Г.И.* Выбор параметров разрядной цепи генератора импульсов тока // *Электротехника.* – 1987. – № 4. – С. 15. 9. *Смирнов С.М., Терентьев П.В.* Генераторы импульсов напряжения. – М.: Энергия, 1964. – 239 с.

*Поступила в редколлегию 23.10.2006.*

УДК 621.314

**О.В.ХВОЩАН; Ю.И.КУРАШКО**, канд.техн.наук; **В.В.ЛИТВИНОВ;**  
**И.С.ШВЕЦ**, канд.физ.-мат.наук; ИИПТ НАН Украины, Николаев

## **ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНЫЙ КОМПЛЕКС С УМЕНЬШЕННЫМИ МАССОГАБАРИТНЫМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОДУКТИВНОСТИ НЕФТЯНЫХ СКВАЖИН**

Розроблено новий електророзрядний занурювальний комплекс для обробки нафтових свердловин із зменшеними на 50% масогабаритними показниками порівняно з діючим промисловим зразком (установкою «Скіф-100»).

A new electro-bit submersible complex for treatment of oil-wells with diminished by 50% sizes comparative with an operating industrial prototype («Skif-100») is developed.

**Введение.** Электроразрядный метод восстановления притока нефти в скважины достаточно длительное время используется в нефтедобывающей отрасли, показывая хорошие результаты. Так, применение высоковольтных установок типа «Скиф» (производства Института импульсных процессов и технологий НАН Украины) позволяет в 1,5...3 раза увеличить дебит скважин, остановленных на ремонт вследствие выпадения различного рода отложений в их призабойной зоне. Основным недостатком существующего в настоящее время оборудования являются высокие массогабаритные показатели погружной части комплекса (длина 6...7 м, вес 170-180 кг). Поэтому задача создания нового поколения установок, обладающих уменьшенными массогабаритами и улучшенными эксплуатационными характеристиками (мобильностью перемещения, подготовка оборудования на месте, работа в наклонных скважинах) является актуальной.

**Целью** настоящей работы является разработка научно обоснованных рекомендаций по созданию электроразрядных высоковольтных скважинных устройств с уменьшенными массогабаритными показателями и улучшенными эксплуатационными свойствами.

**Результаты исследований.** Для решения поставленной задачи был произведен анализ возможности уменьшения отдельных элементов погружной части комплекса. Следует отметить, что установки типа «Скиф» содержат наземную часть (источник питания), соединенную с погружной частью (зарядным блоком, блоком накопителей, разрядником, электродной системой) грузонесущим геофизическим кабелем типа КГ.

Проведенные в [1] исследования дали возможность обосновать выбор параметров ГИТ электроразрядного скважинного устройства, которые позволяют достичь минимально необходимой величины импульсного воздействия, производящего необратимые изменения в структуре пород-коллекторов нефти при разряде в водонефтяных эмульсиях с обводненностью ~ 20 %:

- напряжение заряда накопителя  $U_3 = 3 \cdot 10^4$  В;
- емкость накопительного конденсатора  $C = 2,4 \cdot 10^{-6}$  Ф;
- индуктивность разрядного контура  $L_k$  – до  $5 \cdot 10^{-6}$  Гн;
- длина разрядного промежутка  $l = 2,1 \cdot 10^{-2}$  м.

Анализ различных вариантов исполнения зарядной цепи ГИТ погружных скважинных устройств [2] позволил остановиться на ее решении, изображенном на рис. 1.

На рис. 1 ПЧ – преобразователь частоты, состоящий из трехфазного выпрямителя и инвертора напряжения; L – сглаживающий дроссель; TV1 – автотрансформатор источника питания; Л – кабельная линия, соединяющая погружную часть комплекса с наземной; TV2 – высоковольтный трансформатор; C1, D1, D2 – конденсатор и диоды выпрямителя, выполненного по несимметричной схеме удвоения Латура; C – накопительный конденсатор.



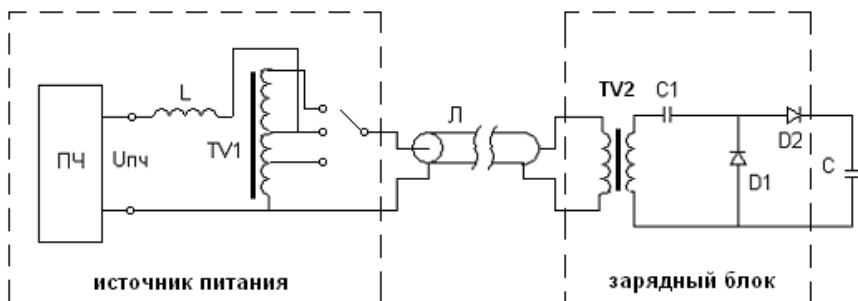


Рисунок 1 – Схема зарядной цепи погружного комплекса

Оптимизация выбора параметров зарядной цепи при работе с кабелем КГЗ-60-90 [3] строительной длины  $5 \cdot 10^3$  м была проведена с помощью программы PSpice [4]. Теоретически были рассчитаны режимы в зарядной цепи, содержащей линию с распределенными параметрами, оптимизированные по передаваемой мощности и промежуточной частоте преобразования энергии. Были найдены основные параметры элементов, определяющие оптимальный режим работы зарядного устройства высоковольтной погружной установки и позволяющие уменьшить массогабаритные показатели погружной части комплекса: промежуточная частота передаваемого по линии напряжения  $f = 3000$  Гц; индуктивность сглаживающего дросселя  $L = 5 \cdot 10^{-3}$  Гн; коэффициент трансформации трансформатора TV1  $K_1 = 1,4$ ; коэффициент трансформации высоковольтного трансформатора TV2  $K_2 = 36$ ; емкость схемы удвоения  $C_1 = (4 \dots 5) \cdot 10^{-10}$  Ф.

Исследования позволили перейти к разработке электроразрядного высоковольтного комплекса.

Наземная часть установки представляет собой источник питания, работающий от сети промышленного напряжения 380 В, 50 Гц. Электрическая принципиальная схема силовой части источника питания изображена на рис. 2, внешний вид представлен на рис. 3. Источник питания передает в кабельную линию напряжение (400...700) В частотой  $3 \cdot 10^3$  Гц. Выходное напряжение источника может изменяться в зависимости от длины, типа кабельной линии и величины входного напряжения, которое желательно поддерживать неизменным для стабилизации режима зарядки накопительной емкости (заряд емкости  $2,4 \cdot 10^{-6}$  Ф до напряжения  $3 \cdot 10^4$  В за время 5 с).

Погружная часть комплекса имеет блочную структуру, каждый блок располагается в цилиндрическом стальном корпусе диаметром 0,102 м.

Выемная часть зарядного блока (расположенного в погружной части фрагмента зарядного устройства) состоит из высоковольтного трансформатора и выпрямителя (рис. 4).

Сравнение полученного оптимизированного зарядного блока с исполь-

зующимся аналогом (ЗБ установки «Скиф-100») показало уменьшение его длины в 2 раза (до 0,65 м) при сохранении величины мощности зарядки накопительной емкости на прежнем уровне (200 ВА). Теоретический расчет теплового режима работы зарядного блока с помощью программы Femlab 3.1 и экспериментальное исследование работы блока при высокой температуре окружающей среды (до 373 К) свидетельствуют о стабильном функционировании оборудования при номинальном режиме работы, что дает возможность применения погружного комплекса в глубоких и аномальных скважинах с указанной температурой.

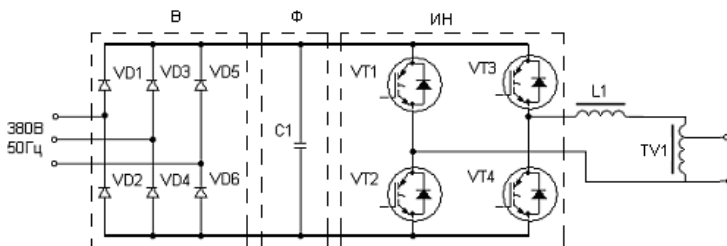


Рисунок 2 – Принципиальная схема источника питания



Рисунок 3 – Источник питания

Конденсатор (рис. 5) представляет собой цилиндрический блок, состоящий из металлического корпуса 1, вмещающего секции энергозапасующего элемента 2. На торцах корпуса 1 установлены заглушки 5 и 6, обеспечивающие сохранность внутренних частей при хранении и транспортировке, а также снятие остаточного заряда при хранении. Электрическое соединение конденсаторов между собой и с другими блоками устройства обеспечивают контакты 7 и 8.

В установке «Скиф-100» использовались три параллельно соединенных конденсатора с комбинированным бумажно-плёночным диэлектриком, про-

питанным касторовым маслом. Достаточно низкое значение величины удельной энергии диэлектрика обусловило значительный вклад длины конденсаторов в общие габаритные размеры погружной части комплекса. Проведенные в ИИПТ НАН Украины исследования [5] позволили перейти на новый технологический уровень изготовления конденсаторов с чисто пленочным диэлектриком, что дало возможность увеличить значения удельной энергии и напряженности электрического поля в диэлектрике накопителя.



Рисунок 4 – Выемная часть зарядного блока погружной установки

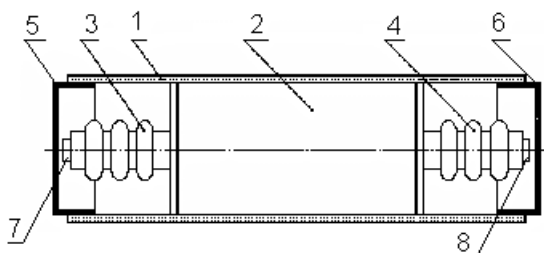
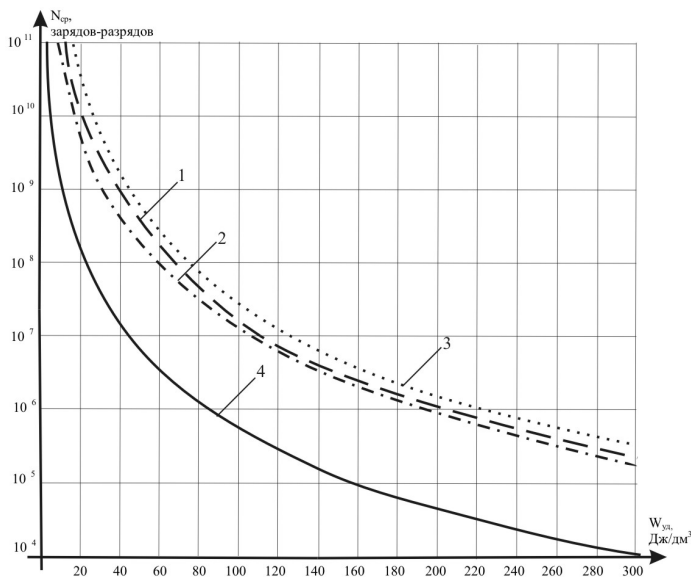


Рисунок 5 – Высоковольтный конденсатор

Как можно увидеть из результатов исследований (рис. 7), при ресурсе накопителя установки «Скиф-100»  $5 \cdot 10^5$  импульсов удельная энергия, запасаемая в бумажно-пленочном диэлектрике, равна  $110 \text{ Дж/м}^3$ . Перейдя к использованию комбинированного поликарбонатно-полиэтилентерефталатного диэлектрика, при незначительном (на 10%) уменьшении ресурса накопителя появляется возможность увеличения удельной запасаемой энергии практически в 3 раза, что позволяет использовать лишь один конденсатор емкостью

$2,4 \cdot 10^{-6}$  Ф и напряжением  $3 \cdot 10^4$  В вместо трех при неизменной величине его длины и, соответственно, уменьшить габаритные размеры накопительного блока комплекса в 3 раза.



- 1 - полиэтилентерфталатный диэлектрик
- 2 - комбинированный полипропиленово-полиэтилентерфталатный диэлектрик
- 3 - комбинированный поликарбонатно-полиэтилентерфталатный диэлектрик
- 4 - комбинированный бумажно-пленочный диэлектрик, пропитанный касторовым маслом

Рисунок 7 – Зависимость среднего ресурса конденсаторов от удельной запасаемой энергии

Разрядник погружной установки предназначен для передачи запасенной в конденсаторах энергии в нагрузку при достижении уровня зарядного напряжения  $3 \cdot 10^4$  В. Разрядник выполнен газонаполненным и неуправляемым. В качестве газовой среды использован азот газообразный ГОСТ 9293-74 при давлении  $1,01 \cdot 10^5$  Па.

На основании проведенных исследований [6] была разработана следующая конструкция разрядника (рис. 8). Корпус разрядника 1 представляет стальную трубу, внутри которой установлены с обеих сторон изоляторы 2 и 3 с медными электродами 4 и 5. Electroды имеют возможность осевого перемещения. Герметизация внутренней полости разрядника осуществляется с

помощью резиновых уплотнительных колец прокладок, а при транспортировке и хранении разрядник закрывается заглушками 6 и 7.

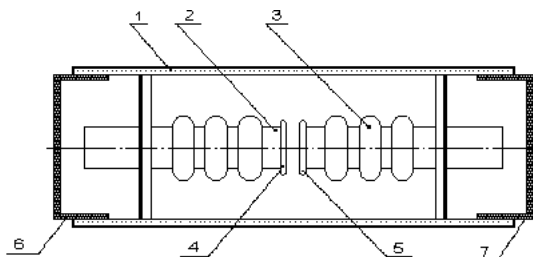


Рисунок 8 – Разрядник

Электродная система погружных установок предназначена для создания импульсных гидродинамических воздействий на объект обработки посредством высоковольтных электрических разрядов в жидкости. К настоящему времени в установке применяется как система «острие-плоскость», так и высокоэффективная электродная система закрытого типа с диэлектрической накладкой [7] (рис. 9).



Рисунок 9 – Внешний вид электродных систем: а) – открытая электродная система; б) – закрытая электродная система

Механическое и электрическое соединение грузонесущего кабеля и погружной части установки осуществляется посредством соединительной головки.

В таблице представлены габаритные размеры отдельных модулей и удельная энергия (отношение запасаемой энергии к объему погружной части) предлагаемой электроразрядной погружной установки «Скиф-100М» и устройства «Скиф-100».

Таким образом, в результате проведенных исследований был разработан новый электроразрядный погружной комплекс с уменьшенной в 2 раза длиной погружной части (3 м) сравнительно с аналогом предыдущего поколения и массой ~ 90 кг, что позволит значительно улучшить его эксплуатационные свойства.

Модуль	«Скиф-100»			«Скиф-100М»		
	Количество, шт.	Длина, м	Удельная энергия, Дж/м <sup>3</sup>	Количество, шт.	Длина, м	Удельная энергия, Дж/м <sup>3</sup>
Зарядный блок	1	1,25		1	0,65	
Конденсатор	3	1,15		1	1,15	
Разрядник	1	0,7		1	0,7	
Электродная система	1	0,35		1	0,35	
Муфта	4	0,06		2	0,06	
Всего		6,0	2·10 <sup>4</sup>		3,0	4·10 <sup>4</sup>

**Список литературы:** 1. *О.В.Хвоцан, О.Н.Сизоненко, Ю.И.Курашко, И.С.Швец* К выбору параметров генератора импульсных токов установок погружного типа // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – 2005. – №49. – С.111-118. 2. *Ю.И.Курашко, О.В.Хвоцан, И.С.Швец* Анализ схем зарядных цепей генераторов импульсных токов установок погружного типа // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – 2006. – № 17. – С.127-137. 3. ГОСТ 6020-82. Кабели грузонесущие геофизические. – М.: Изд-во стандартов, 1985. – 5 с. 4. *А.А.Щерба, О.В.Хвоцан, Ю.И.Курашко, И.С.Швец, Н.Н.Климанский* Оптимизация режимов в зарядных цепях высоковольтных электроразрядных погружных систем для электроимпульсной обработки нефтяных скважин // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2006. – Ч. 5. – С.98-101. 5. *И.Ю.Гребенников, В.И.Гулько, А.Я.Дмитришин, Л.И.Онищенко, И.С.Швец* О повышении удельных энергетических характеристик и ресурса высоковольтных импульсных конденсаторов // Электронная обработка материалов. – Кишинев: Штиинца. – 2004. – № 5. – С. 70-73. 6. *К.В.Дубовенко, Ю.И.Курашко, И.С.Швец* Анализ вероятностных характеристик пробоя компактного высоковольтного разрядника с газовой изоляцией // Труды 3-й Международной конференции «Электрическая изоляция – 2002». – С.-Петербург, 2002. – С. 370-372. 7. *В.Г.Жекул, С.Г.Поклонов, И.С.Швец* Электроразрядные погружные установки со стабилизированными рабочими параметрами // Нефтяное хозяйство. – 2006. – №2. – С.89-91.

*Поступила в редколлегию 29.10.2006.*

*О.В.ХВОЩАН; В.В.ЛИТВИНОВ; Ю.И.КУРАШКО*, канд.техн.наук;  
ИИПТ НАН Украины, Николаев

## **ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАРЯДНЫХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНЫХ ПОГРУЖНЫХ КОМПЛЕКСОВ УВЕЛИЧЕННОЙ МОЩНОСТИ**

Розглянуто можливості підвищення ефективності й переданої в навантаження (ємнісний накопичувач) потужності для поліпшення експлуатаційних параметрів електророзрядних занурювальних комплексів, особливістю яких є багатоступеневе перетворення електричних характеристик зарядного кола.

The possibility of increase of efficiency and power transferred in loading (capacity store) for the improvement of operating parameters of electro-bit submersible complexes, the feature of which is multi-stage transformation of electric characteristics of charge circuit is considered.

**Введение.** Одним из методов восстановления и повышения производительности артезианских и нефтяных скважин является электроразрядный метод, который за счет комплекса явлений, возникающих при выделении энергии в канале разряда с большой мощностью за короткий промежуток времени, позволяет осуществлять очистку призабойной зоны скважин. Имеющееся в настоящее время электроразрядное оборудование для очистки призабойных зон скважин [1] представляет собой достаточно сложное устройство, состоящее из наземной части (источника питания), погружной части (зарядного блока, импульсных конденсаторов и элементов разрядного контура) и соединяющего их кабеля, позволяющее осуществлять серию разрядных импульсов непосредственно в зоне обработки. Анализ работ показал, что существенное ограничение на мощность зарядного блока (ЗБ) использующихся в настоящее время установок накладывает геофизический кабель (допустимые  $U_{\text{вх}} = 1000 \text{ В}$ ,  $I_{\text{вх}} = 5 \text{ А}$ ), по которому передается питание (частота от  $10^3$  до  $3 \cdot 10^3$  Гц) от наземной части к погружной. Режим заряда накопительной емкости  $2,4 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$  до напряжения  $3 \cdot 10^4 \text{ В}$  за время 5 с определяет частоту следования разрядных импульсов 0,2 Гц. В наиболее тяжелых случаях (при использовании геофизического кабеля длиной  $5 \cdot 10^3 \text{ м}$  с удельными емкостью 0,1 мкФ/км и сопротивлением жил 25 Ом/км) КПД зарядной цепи, использующей передачу по линии переменного напряжения, не превышает 20 % [2]. При этом электрические характеристики кабеля практически полностью определяют энергетические характеристики погружной части оборудования, что не позволяет повысить передаваемую в нагрузку мощность.

Таким образом, введение в зарядную цепь линии с распределенными параметрами поднимает проблему эффективной передачи энергии от наземного источника к емкостному накопителю и повышения полезной мощности, на-

прямо связанной с увеличением частоты циклов заряд-разряд накопителя и уменьшением времени обработки скважин.

**Целью** настоящей работы является разработка научно обоснованных рекомендаций по повышению эффективности и улучшению технико-эксплуатационных характеристик оборудования ГИТ, работающего с повышенным КПД.

**Результаты исследований.** Известно, что наилучшим способом снижения величины потерь в кабеле является питание ЗБ постоянным током. При этом мощность, передаваемая по кабелю, зависит только от величины активного сопротивления жил. Такое решение приводит к необходимости размещения преобразователя частоты (ПЧ) в погружной части зарядного устройства. Структурная схема ГИТ разрабатываемого погружного комплекса с многоступенчатым преобразованием напряжения, отображающая такой вариант, показана на рис. 1. Наземная часть представляет собой стабилизированный регулируемый источник постоянного напряжения и состоит из выпрямителя В1, инвертора напряжения ИН1, трансформатора Тр1 и выпрямителя В2. Выпрямленное напряжение поступает на соединительный кабель и передается далее в погружную часть установки, которая включает часть зарядного контура установки – зарядный блок (инвертор напряжения ИН2, высоковольтный трансформатор Тр2, высоковольтный выпрямитель В3), емкостный накопитель ЕН, разрядник Р и электродную систему ЭС. Электрическая схема зарядной цепи приведена на рис. 2.

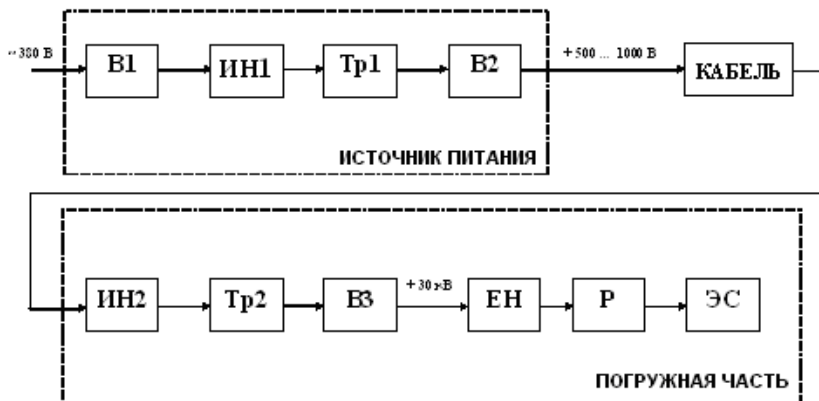


Рисунок 1 – Структурная схема погружного электроразрядного комплекса повышенной мощности

Частота преобразования ИН1 выбрана порядка  $1,5 \cdot 10^4$  Гц, что обеспечивает малые массогабаритные показатели наземного оборудования. Особен-



ностью зарядной цепи является использование в качестве токоограничивающего элемента индуктивно-емкостного преобразователя (ИЕП), индуктивность  $L_1$  которого представляет собой сумму индуктивностей рассеяния обмоток высоковольтного трансформатора TV2 и дополнительного дросселя, а емкость  $C_2$  – паразитную емкость трансформатора. Учитывая опыт создания высоковольтных погружных установок типа «Скиф», работающих в условиях высоких температур, необходимость резкого увеличения полезной мощности установки и повышенную концентрацию тепловыделяющих элементов в ЗБ, предварительно была выбрана промежуточная частота преобразования ПЧ ИН2  $f = 5 \cdot 10^3$  Гц.

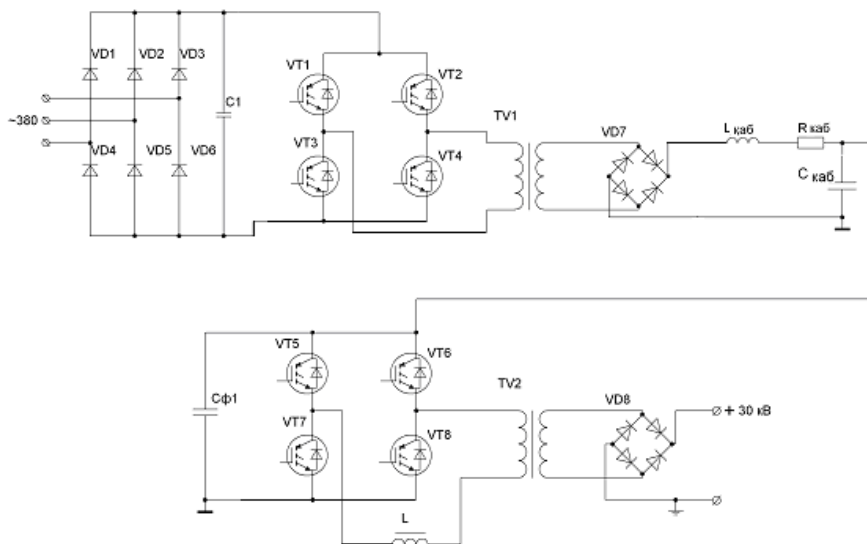


Рисунок 2 – Электрическая схема зарядной цепи погружного электроразрядного комплекса повышенной мощности

Исследование модели зарядной цепи, изображенной на рис. 2, проводилось при помощи пакета программ моделирования электрических цепей Orcad 9.2.

Анализ используемых в геофизических исследованиях грузонесущих кабелей с высокой рабочей температурой (свыше 373 К) показывает достаточно широкий диапазон изменения величины удельного сопротивления их жил (от 12 до 25 Ом/км) [3]. Для определения наибольшей мощности в наиболее тяжелом случае – при использовании кабеля строительной длины  $l_{каб} = 5 \cdot 10^3$  м с удельным сопротивлением жилы  $R_{жс} = 25$  Ом/км – была снята зависимость мощности зарядки накопительной емкости от величины волнового сопротив-

ления ИЕП  $\rho_{ИЕП} = \sqrt{L1/C2}$  при соблюдении условия  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 \cdot C2}}$  и предельной величине напряжения  $U_{ex} = 10^3$  В (рис. 3).

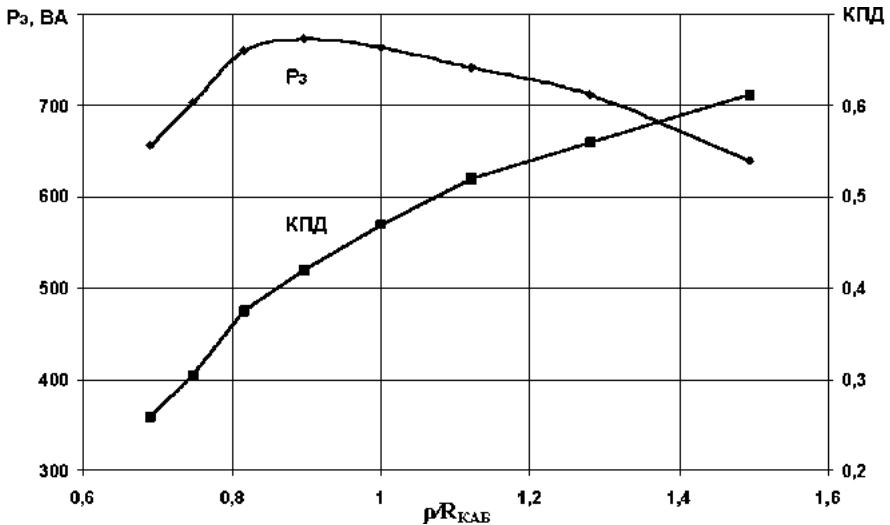


Рисунок 3 – Зависимость максимальной мощности и КПД ЗБ от волнового сопротивления ИЕП при  $R_{каб} = 250$  Ом ( $l_{каб} = 5 \cdot 10^3$  м,  $R_{жс} = 25$  Ом/км)

При условии  $\rho_{ИЕП} \approx R_{каб}$  и  $U_{ex} = 10^3$  В в накопительную емкость передается наибольшая мощность (780 ВА), КПД зарядной цепи при этом 0,47, мощность наземного преобразователя частоты порядка  $1,6 \cdot 10^3$  ВА.

Учитывая сложность настройки величины волнового сопротивления ИЕП при изменении характеристик соединительного кабеля, принимаем  $\rho_{ИЕП} = 250$  Ом ( $L1 = 7,9 \cdot 10^{-3}$  Гн,  $C2 = 1,28 \cdot 10^{-7}$  Ф). Зависимость изменения максимальной мощности ЗБ от активного электрического сопротивления геофизического кабеля приведена на рис. 4. Как видно из рисунка, при величине активного сопротивления кабеля  $\sim 150$  Ом достигается значение зарядной мощности накопителя порядка  $10^3$  ВА (зарядка накопительной емкости  $2,4 \cdot 10^{-6}$  Ф до напряжения  $3 \cdot 10^4$  В за время 1 с) при значении КПД зарядного процесса более 60 %, что позволяет сделать вывод о приемлемости полученного результата технологическому регламенту обработки скважин (уменьшение времени обработки в 5 раз сравнительно с предыдущим поколением оборудования). Полученные характеристики в этом случае позволяют говорить о необходимости снижения активного сопротивления кабеля, например, путем применения кабеля с более низким значением удельного сопротивления токопроводящих жил.

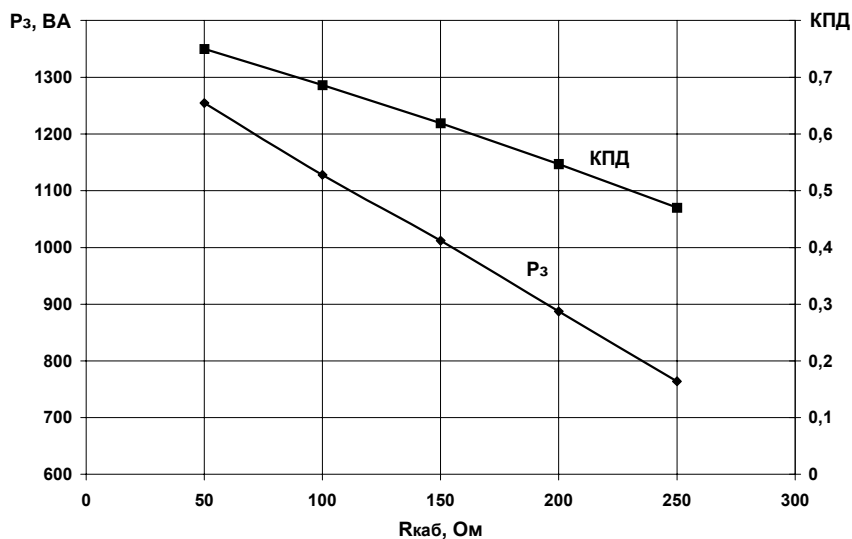


Рисунок 4 – Зависимости максимальной мощности и КПД ЗБ от активного электрического сопротивления геофизического кабеля при  $\rho_{\text{ИСП}} = 250 \text{ Ом}$

Регулирование выходной мощности ЗБ на уровне  $10^3 \text{ ВА}$  при сопротивлении кабельной линии, меньшем  $150 \text{ Ом}$ , достигается уменьшением напряжения  $U_{\text{вх}}$ , подаваемого на кабель. Диапазон регулирования (соответствующая регулировочная характеристика) представлен на рис. 5.

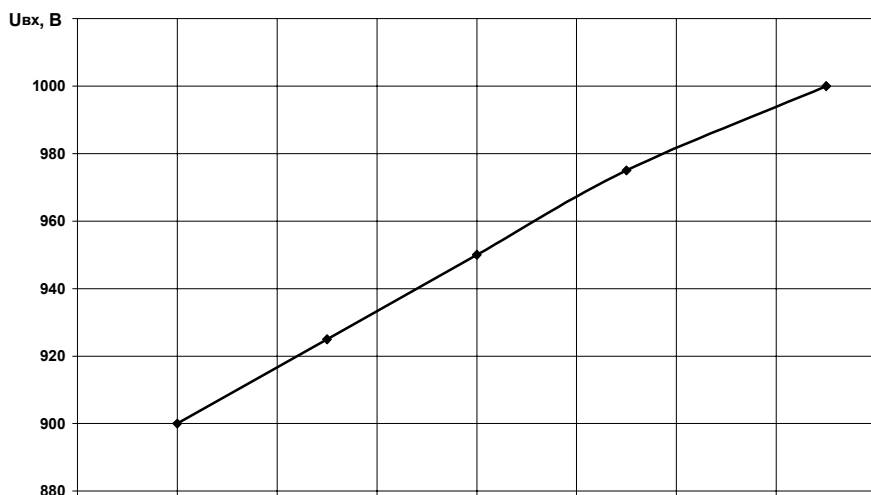


Рисунок 5 – Регулировочная характеристика ( $P_3 = 10^3 \text{ ВА}$ )

В ряде случаев (при значительной глубине залегания продуктивного пласта или обработке скважин с аномально высокими температурами) работа зарядного блока с высокой ( $\sim 10^3$  ВА) выходной мощностью может привести к перегреву и выходу из строя элементной базы. Для уменьшения температур перегрева элементов следует снижать выходную мощность путем регулирования напряжений, подаваемого на кабель. На рис. 6 приведены зависимости изменения выходной мощности зарядного блока от напряжения при использовании соединительного кабеля длиной  $5 \cdot 10^3$  м для двух вариантов: удельного сопротивления жил 12 и 25 Ом/км (геофизические кабели КГЗ-110-180 и КГЗ-60-90 соответственно).

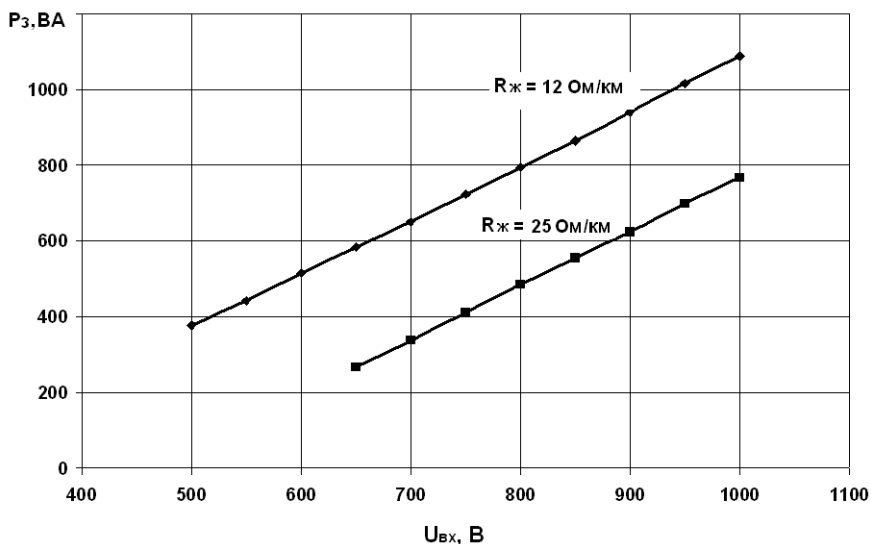


Рисунок 6 – Зависимость мощности зарядки накопительной емкости от напряжения на входе кабеля ( $l_{каб} = 5 \cdot 10^3$  м)

На основании проведенных исследований можно сделать следующие **выводы**:

1. Произведен анализ структурных схем зарядной цепи электроразрядных погружных комплексов, на основании которого разработана принципиальная электрическая схема зарядного контура ГИТ с многоступенчатым преобразованием энергии [DC/AC/DC-кабель-AC/DC], позволяющая осуществить передачу энергии по соединительному кабелю на постоянном напряжении, за счет чего повысить до 2,5 раз КПД и до 5 раз величину зарядной мощности в сравнении с использующимися в настоящее время аналогами.

2. Установлено, что номинальный режим работы погружного комплекса с полезной мощностью  $10^3$  ВА (зарядка емкостного накопителя  $2,4 \cdot 10^{-6}$  Ф до

напряжения  $3 \cdot 10^4$  В за время 1 с) возможно получить при значении сопротивления жил соединительного кабеля до 150 Ом (например, используя геофизический кабель КГЗ-110-180 длиной  $5 \cdot 10^3$  м с сопротивлением жилы 12 Ом/км).

Полученные результаты имеют большое значение при построении систем электропитания не только погружных комплексов интенсификации добычи воды и нефти, но и устройств, используемых в геологической и геофизической практике.

**Список литературы:** 1. *I.S.Shvets, Yu.I.Kurashko, N.N.Klimanskiy, O.V.Khvoshchan, L.I. Onishchenko* Electrohydroimpulse Equipment for Increase of the Output of Oil and Intake Wells // 13<sup>th</sup> International Symposium on High Current Electronics: Proceedings. Tomsk: Publishing house of the IAO SB RAS, 2004. – PP. 409-411. 2. *Ю.И.Курашко, О.В.Хвоцан, И.С.Швец* Повышение эффективности преобразования энергии в зарядной цепи электроразрядных установок, предназначенных для увеличения притока нефти в скважины // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск: «Електроенергетика і перетворююча техніка». – Харків: НТУ «ХП». – 2004. – № 35, т.1. – С. 123-130. 3. Геофизические методы исследования скважин. Справочник / Под ред. В.М.Запорожца. – М.: Недра, 1983. – 591 с.

*Поступила в редколлегию 21.11.2006*

УДК 681.51: 537.528

**С.С.КОЗЫРЕВ**, Институт импульсных процессов и технологий  
НАН Украины; Национальный университет кораблестроения, Николаев

### **АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОИМПУЛЬСНОЙ УСТАНОВКОЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА**

Проведено дослідження електроімпульсної установки як об'єкта керування, розроблено адаптивну систему керування на основі використання апарату нечіткої логіки, що забезпечує необхідні режими роботи при змінних технологічних параметрах та зовнішніх впливах.

The research of electropulse installation as an object of control was done. The adaptive system of control was developed based on fuzzy logic. The proposed solution provides required operating mode under dynamic external conditions and technological parameters.

**Введение.** Электроимпульсные установки (ЭИУ) широко применяются в разрядноимпульсных технологиях для электроимпульсной очистки отливок, снятия остаточных напряжений, разрушения негабаритов, штамповки, интенсификации процессов кристаллизации и др. Источником воздействия в них является импульс давления, генерируемый каналом высоковольтного элек-

трического разряда в жидкости, который возникает между электродами или электродом и изделием. Процессы в канале разряда имеют стохастический характер, обусловленный значительной степенью неопределенности процессов, протекающих на стадии формирования канала сквозной проводимости, и требуют определения и учета статистических характеристик, зависящих от параметров разрядного контура и внешней среды. Электроимпульсный процесс преобразования энергии как объект управления можно считать стохастической системой с выходными координатами, являющимися случайными функциями нестационарными по математическому ожиданию.

Существующие системы управления [1] обеспечивают поддержание оптимальных режимов обработки при заданных неизменных параметрах разрядного контура и внешней среды, что снижает точность и сужает зону управляемости объекта. Отсутствие систем управления, обеспечивающих необходимые режимы обработки при изменяющихся технологических параметрах и внешних условиях, сдерживает дальнейшее расширение области применения энергоэффективных разрядноимпульсных технологий.

**Целью работы** является разработка на основе использования нечеткой логики адаптивной системы управления электроимпульсной установкой, обеспечивающей необходимые режимы обработки при различных характеристиках разрядного контура установки и обрабатываемых объектов, изменяющихся технологических параметрах и внешних условиях.

**Решение поставленной задачи** потребовало аналитического исследования существующих моделей электроимпульсного преобразования энергии; экспериментального исследования информационных координат вектора состояния объекта управления, статистические характеристики которых изменяются в процессе функционирования электроимпульсной установки.

В качестве координат вектора состояния объекта на стадии преобразования энергии посредством высоковольтного разряда в жидкости (ВРЖ) приняты следующие величины: емкость разрядного конденсатора  $C$ , индуктивность разрядного контура  $L$ , напряжение на разрядном промежутке в момент его замыкания  $U_{\text{пр}}[n]$ , длина разрядного промежутка  $l$ , удельное сопротивление воды  $\rho$ , максимальное значение тока в разрядном контуре  $i_m[n]$ . При постоянстве значений  $C$ ,  $L$ , определяемых конструкцией установки, однозначно процесс могут характеризовать переменные  $i_m[n]$ ,  $U_{\text{пр}}[n]$ , а также их линейные комбинации. Эти координаты являются наблюдаемыми, операционно определенными, но имеют статистический разброс, вызванный процессами формирования разряда. В качестве канала регулирующего воздействия может быть принята длина межэлектродного промежутка  $l$ . Существует способ ее оперативного изменения с помощью исполнительного механизма.

Для эффективного исследования информационных координат и их ста-

тистических характеристик на всей области определения проведен дробный факторный эксперимент, в котором проводилось одновременное варьирование независимых переменных на всех выбранных уровнях. Эксперименты проводились при одном значении факторов  $C, L$  и комбинировании факторов  $\rho, l$ , и их уровней. Матрица факторного эксперимента, построенная по методике [2], приведена в табл. 1.

Таблица 1 – Матрица факторного эксперимента

$l, \text{ м}$	$\rho, \text{ Ом м}$					
	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0	25,0
0,025	+	+	+	+	+	+
0,050	+	+	+	+	+	+
0,075	+	+	+	+	+	+
0,100	+	+	+	+	+	+

Так как процесс носит вероятностный характер, то величина выборок составляла порядка 100-110 реализаций процесса в каждой точке, что обеспечило получение достоверных оценок с надежностью 0,95. Для каждой выборки определялись аналоги числовых характеристик случайных величин: математическое ожидание  $M$ , дисперсия  $D$  и среднеквадратичное отклонения  $\sigma$ . Результаты обработки экспериментальных данных статистическими методами с использованием регрессионного анализа показаны на графиках зависимостей  $M_i = M(i_m[n]) = f(l)$  (рис. 1),  $M_{U/i} = M(U_{пр}[n]/i_m[n]) = f(l)$  (рис. 2), линии 1,2,3,4,5 соответствуют значениям  $\rho$  (Ом · м) 6,0; 7,5; 10,0; 15,0; 20,0. За базовые величины приняты амплитудное значение разрядного тока при коротком замыкании  $I_{кз}$ , начальное значение напряжения на разрядном промежутке  $U_c$ .

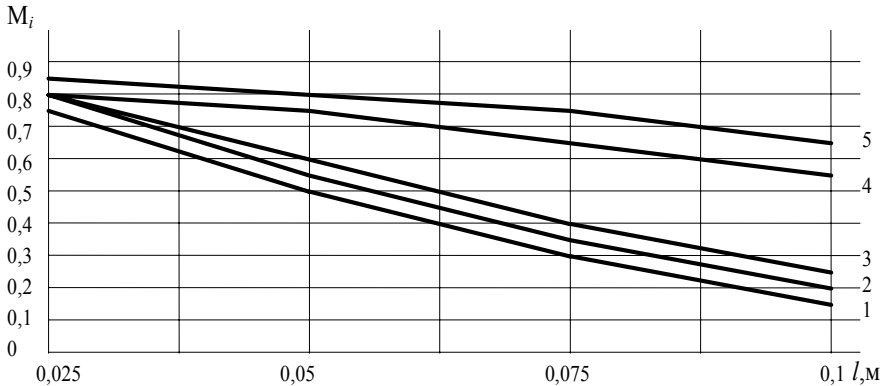


Рисунок 1 – Зависимость  $M_i$  от  $l$  при разных значениях  $\rho$

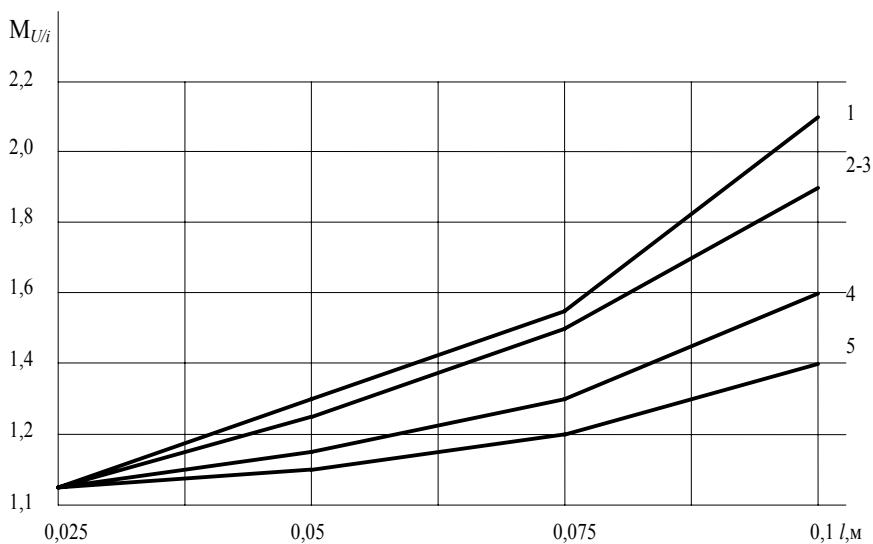


Рисунок 2 – Зависимость  $M_{U/i}$  от  $l$  при различных значениях  $\rho$

Была выдвинута гипотеза о том, что значения информационных координат  $i_m[n]$ ,  $U_{np}[n]$  вектора состояния объекта распределены по нормальному закону в каждой точке факторного пространства. Согласно критерию согласия  $\chi^2$  [3] эта гипотеза не противоречит истине с уровнем значимости  $\alpha = 0,01$  и может быть принята в качестве рабочей. Математическая обработка полученных результатов показала, что при фиксированных входных координатах процесс носит стационарный характер и к нему применима эргодическая гипотеза. Распределение реализаций по амплитудным значениям выходных информационных координат внутри каждой группы приближается к гауссовскому. Математическое ожидание амплитудного значения разрядного тока при неизменных входных координатах  $l$  и  $\rho$  остается постоянным и не зависит от  $n$ .

Из графиков (рис. 1) видно, что линии регрессии приближенно можно представить ломаными с прямолинейными участками:

$$M_i = a_0 + k_0(\rho, l)l. \quad (1)$$

Вычисленные для различных  $\rho$  коэффициенты  $a_0$  и  $k_0$  в рабочем диапазоне значений  $l$  приведены в табл. 2.

Таблица 2 – Значения коэффициентов линии регрессии

$\rho$ , Ом · м	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0
$a_0$ , о.е.	0,75	0,78	0,79	0,83	0,87
$k_0$ , о.е.	-8	-8	-7,6	-3,4	-3



Поскольку в качестве информационных координат используются случайные величины, распределенные по нормальному закону  $i_m[n]$ ,  $U_{np}[n]$ , то для уменьшения ошибки регулирования, вызванной их разбросом, может быть использовано суммирование коррелированных информационных сигналов с отрицательной корреляцией или в общем случае их комбинация. Был проведен корреляционный анализ [4], который показал, что, учитывая наличие корреляционной зависимости, с коэффициентом близким к «-1», между  $U[n]/i_m[n]$  и  $i_m[n]$ , целесообразно использовать в качестве информационной координаты выходного вектора их линейную комбинацию следующего вида:

$$\Sigma = U_{np}[n]/i_m[n] + k i_m[n]. \quad (2)$$

Это существенно повышает точность оценки состояния объекта регулирования за счет снижения дисперсии информационной координаты и обеспечивает удовлетворительную точность регулирования режима при электроимпульсной обработке горизонтальных поверхностей с незначительными перепадами высоты и постоянным удельным сопротивлением жидкости. Но при обработке изделий со значительными перепадами высоты и изменяющимся удельным сопротивлением жидкости статистические характеристики информационных координат зависят от значения координат вектора состояния  $\rho$ ,  $l$  (рис. 3, 4).

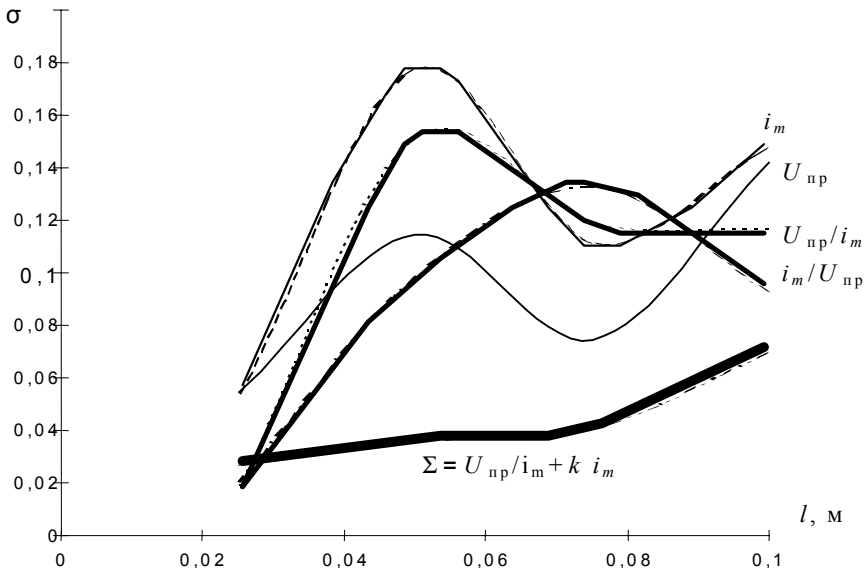


Рисунок 3 – Среднеквадратические отклонения при  $\rho = 7,5 \text{ Ом м}$

Результаты экспериментального исследования зависимости  $\sigma = F(\rho) \Big|_{l=l_i}$  стандартного отклонения  $\sigma$  информационной координаты  $\Sigma[n]$ , приведенного

к математическому ожиданию, от удельного сопротивления жидкости  $\rho$  при различных постоянных значениях длины разрядного промежутка  $l$  представлены в табл. 3.

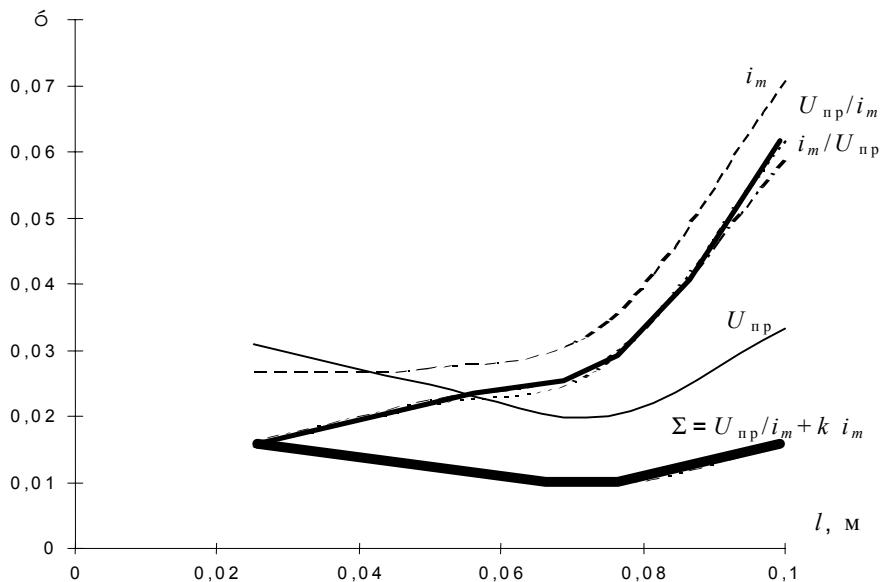


Рисунок 4 – Среднеквадратические отклонения при  $\rho = 15 \text{ Ом м}$

Таблица 3

$\rho, \text{ Ом}\cdot\text{м}$ $l, \text{ м}$	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0
0,025	0,02768	0,02409	0,02294	0,01536	0,00974
0,050	0,03691	0,03613	0,03561	0,01426	0,01217
0,075	0,04253	0,04033	0,03874	0,01472	0,01267
0,100	0,07413	0,06950	0,04354	0,01664	0,01568

Анализ полученных результатов показывает, что коэффициенты регрессионной модели объекта управления и статистические характеристики информационных координат зависят от положения объекта в пространстве состояний и требуют корректировки в процессе управления, то есть адаптации.

Результаты проведенных исследований подтверждают, что объект управления относится к классу дискретно-непрерывных нормальных стохастических систем, что позволяет на основании принципа разделения задачу синтеза оптимального управления свести к двум независимым задачам: оптимальной статистической обработке информационного сигнала и синтеза ре-

гулятора при полной и точной информации. Для обработки стохастического информационного сигнала необходим синтез оптимального устройства оценки. Критерием оптимальности является точность оценки выходной координаты с учетом положения объекта управления в пространстве состояний. Оптимальное значение коэффициентов зависит от скорости изменения математического ожидания и дисперсии информационного сигнала. Это приводит к необходимости адаптации устройства оценки к изменяющимся условиям функционирования объекта управления. Задача синтеза регулятора решается на основании исследования функции потерь, которая с учетом особенностей преобразования энергии в электроимпульсных установках посредством подводного взрыва, имеет вид:

$$\Pi_n = \begin{cases} 0, \Pi \geq P_{кр} \\ W, \Pi < P_{кр} \end{cases} \quad \Pi(P, P_{кр}) = \sum_{i=1}^{N_0} W_i, \quad (3)$$

где  $W$  – энергия в импульсе,  $P_{кр}$  – давление в волне сжатия, обеспечивающее технологический результат.

Исследование функции потерь позволило определить критерий оптимальности регулятора:

$$M(\Pi_0) = M(N_0/N) = \min, \quad (4)$$

где  $N_0$  – количество импульсов с  $P < P_{кр}$  ( $l \neq l_{опт}$ ),  $N$  – общее количество импульсов.

Обеспечение в процессе регулирования полученного критерия оптимальности требует применения релейного закона управления, и поскольку информационная координата имеет статистический разброс, то в качестве регулятора используется релейное звено с зоной нечувствительности, представляющее собой типовую нелинейность с передаточной характеристикой  $\Psi(\Sigma)$ :

$$\Psi(k_0 l) = \Psi(\Sigma) = \begin{cases} \pm 1, \text{ при } \Sigma > \Sigma_{опт} + \sigma_\Sigma \text{ или } \Sigma < \Sigma_{опт} - \sigma_\Sigma \\ 0, \text{ при } |\Sigma| \leq \Sigma_{опт} + \sigma_\Sigma, \end{cases} \quad (5)$$

где  $k_0 = \Sigma[n]/l[n]$  – передаточный коэффициент объекта регулирования;  $\Sigma_{опт}$  – оптимальное для режима обработки значение информационной координаты  $\Sigma[n]$ , соответствующее значению  $l_{опт}$ ,  $\sigma_\Sigma$  – среднеквадратичное отклонение  $\Sigma[n]$ .

Анализ задач управления электроимпульсной установкой и путей их решения показывает, что при изменении технологических режимов работы и внешних условий изменяются коэффициенты модели объекта управления и статистические характеристики информационных координат. Возникает необходимость корректировки закона управления или коэффициентов и настроек системы управления в процессе работы. Процедуру адаптации можно обеспечить с помощью нечеткой логики [5], используя в качестве базы знаний и базы правил, полученные экспериментальные данные. Применение аппарата нечеткой логики позволит для отдельных локальных областей пространства состояний объекта управления вводить различные корректирующие

воздействия, учитывая полную информацию и изменение условий. Блок-схема адаптивной системы управления электроимпульсной установкой с использованием нечеткого регулятора (НР) приведена на рис. 5.

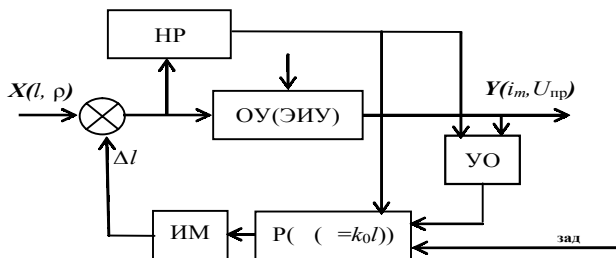


Рисунок 5 – Блок-схема САУ ЭИУ с НР

Входными переменными НР являются координаты вектора состояния объекта управления:  $l[n] = \Sigma[n]/k_0$ ,  $\rho$ . Выходной величиной является вектор сигналов на изменение коэффициентов устройства оценки информационного сигнала (ОУ) и регулятора режима работы (Р). Используя априорную информацию, полученную при экспериментальном исследовании объекта управления, определены интервалы изменения входных переменных НР и установлены 4 терма входной переменной  $\Sigma[n] = k_0 l[n]$  (см. рис. 6) и 3 терма  $\rho$ , что соответствует количеству участков аппроксимации экспериментальных зависимостей. Форма термов принята трапециидальной, что сокращает время обработки сигналов. Функция принадлежности НР для  $\Sigma[n]$  изображена на рис. 6.

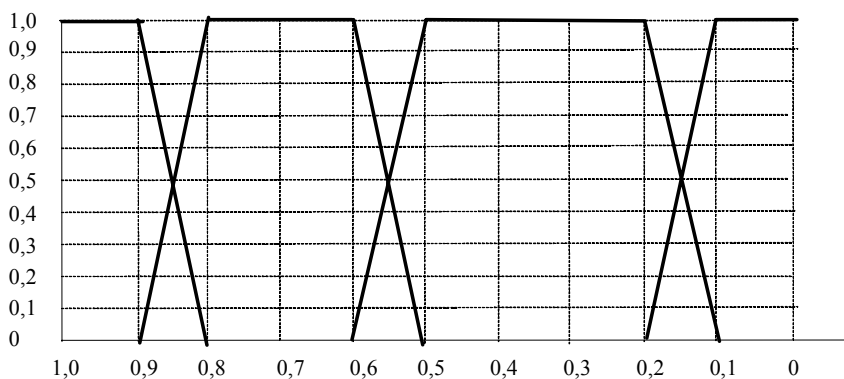


Рисунок 6 – Функция принадлежности НР для входной переменной  $\Sigma[n]$

При определении функций принадлежности и создании базы правил НР для корректировки коэффициентов алгоритма обработки информационного сигнала устройством оценки, а также величины зоны нечувствительности и

передаточного коэффициента регулятора в зависимости от положения объекта в пространстве состояний и изменения дисперсии информационного сигнала, используются экспериментально полученные зависимости  $k_0(\rho, l)$ ,  $\sigma(\rho, l)$  (см. табл. 2,3 и рис. 1,2,3,4).

**Выводы.** Результаты исследований ЭИУ показали, что коэффициенты модели управления и статистические характеристики информационных координат зависят от положения объекта в пространстве состояний и требуют корректировки в процессе управления, то есть адаптации. Предложенный метод корректировки коэффициентов системы управления с помощью нечеткой логики позволяет поддерживать оптимальные режимы ЭИУ при изменяющихся технологических параметрах и внешних условиях. База правил НР легко может быть расширена за счет экспериментальных данных, обеспечивая адаптивность управления при различных режимах обработки, что повышает точность и расширяет зону управляемости объекта.

**Список литературы:** 1. Управление электрогидроимпульсными процессами / И.Т.Вовк, В.Б.Друммирецкий, Е.В.Кривицкий, Л.Е.Овчинникова. – Киев: Наукова думка, 1984. – 186 с. 2. Володарский Е.Т., Малиновский Б.Н., Туз Ю.М. Планирование и организация измерительного эксперимента. – Киев: Вища школа, 1987. – 280 с. 3. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. – М.: Наука, 1981. – С. 78. 4. Вовченко А.И., Козырев С.С., Назарова Н.С. Корреляционный анализ процессов предпробойной стадии электроимпульсного преобразования энергии // Техн. Электродинамика. – 2005. – № 4. – С. 3-7. 5. Гостев В.И. Синтез нечетких регуляторов систем автоматического управления. – Киев: «Радиоаматор», 2003. – 512 с.

*Поступила в редколлегию 06.10.2006*

УДК 621.373.5

**М.И.БАРАНОВ**, докт.техн.наук, НТУ «ХПИ»

### **СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ДВУХ СХЕМ ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ПОДЖИГАЮЩИХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ МОЩНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ УСТАНОВОК**

На основі багаторічного досвіду експлуатації потужних електрофізичних установок виконано порівняльний аналіз роботи двох схем електричного запуску імпульсами високої напруги генераторів імпульсних напруг (струмів) та дано рекомендації що до їх практичного застосування.

Based on longstanding experience of exploitation of powerful electro physical set-ups, a comparison study of operation of two schemes of electrical triggering by high voltage pulses of voltage (current) pulsed generators is performed, and recommendations of their practical implementation are given.

**Введение.** В настоящее время в высоковольтной импульсной технике (ВИТ) широкое применение в электрических схемах генераторов импульсных напряжений (ГИН) и токов (ГИТ) нашли генераторы высоковольтных импульсов напряжения, предназначенные для электрического запуска ГИН (ГИТ) [1-4]. По существу в ВИТ этот отдельный класс управляющих генераторов стал необходимым и весьма ответственным высоковольтным элементом практически всех типов ГИН (ГИТ) и соответственно мощных высоковольтных электрофизических установок (ВЭФУ), используемых для научных и технологических целей. Обычно указанные генераторы управляющих импульсов высокого напряжения микросекундного диапазона выполняются в виде следующих схем построения: во-первых, схем (рис. 1), содержащих генератор пусковых импульсов (ГПИ) напряжения амплитудой до 10 кВ (первая ступень генерирования импульсов поджига) плюс генератор высоковольтных поджигающих импульсов (ГВПИ) напряжения амплитудой до 100 кВ (вторая ступень генерирования импульсов поджига), высоковольтный выход которого через разделительный конденсатор подключен к управляющему электроду каскадного (многозачорного) высоковольтного искрового коммутатора (ВИК) первого каскада ГИН (ГИТ) [1-3]; во-вторых, схем (рис. 2), имеющих только один генератор ГПИ, вырабатывающий аperiodический управляющий импульс высокого напряжения (амплитудой 10-50 кВ) со временем нарастания микросекундной длительности (от 1 до 5 мкс), который подается, например, на управляемый трехэлектродный разрядник тригatronного типа [4-6]. При этом данные по рекомендуемым областям применения указанных генераторов, обеспечивающих получение для электрического запуска ГИН (ГИТ) управляющих импульсов высокого напряжения, как правило, отсутствуют.

Целью статьи является выполнение на основе опытных данных сравнительного анализа работы двух наиболее часто встречающихся на практике электрических схем запуска импульсами высокого напряжения генераторов ГИН (ГИТ), входящих в состав мощных электрофизических установок, и разработка практических рекомендаций по их использованию в области ВИТ.

### **1. Постановка инженерно-технической задачи**

Рассмотрим зарядно-разрядные цепи ГИН (ГИТ) мощных ВЭФУ, содержащих емкостные накопители энергии (ЕНЭ). Пусть эти ЕНЭ по высоте ГИН (ГИТ) рассредоточены на изоляционных или металлических полках и вместе с ВИК атмосферного давления образуют высоковольтные каскады, которые при срабатывании ВИК образуют последовательную разрядную электрическую цепь. Примем, что ЕНЭ таких ГИН (ГИТ) этажерочного типа допускают двухполярную зарядку постоянным напряжением  $\pm U_3$  от соответствующих повысительно-выпрямительных устройств ВЭФУ. Требуется в зависимости от уровня выходного напряжения  $U_B$  (энергоемкости или тока разряда) ГИН (ГИТ) выработать рекомендации по применению в их составе тех или иных схем построения генераторов управляющих импульсов высокого напряжения.

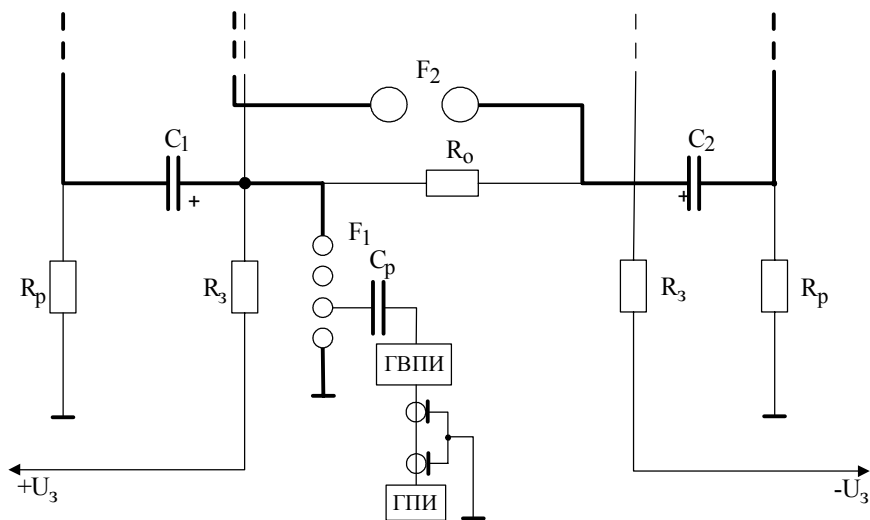


Рисунок 1 – Принципиальная электрическая схема построения запуска ГИН (ГИТ) на основе совместного применения генераторов ГПИ, ГВПИ и многозазорного ВИК  $F_1$

## 2. Анализ работы рассматриваемых схем запуска ГИН (ГИТ) на основе опыта их эксплуатации

На рис. 1 приведена принципиальная электрическая схема построения электрического запуска мощного ГИН-2 (энергоемкостью 1 МДж) с восемью каскадами на номинальное выходное напряжение  $U_B = 2$  МВ с использованием двухступенчатого генерирования высоковольтных импульсов поджига их первого каскада. На рис. 1 приняты следующие обозначения:  $C_1 = C_2 = 8$  мкФ – ЕНЭ каскадов ГИН;  $R_3 = 360$  Ом – зарядное сопротивление каждого каскада;  $R_p = 110$  кОм – разрядное сопротивление каждого каскада;  $R_0 = 180$  Ом – межкаскадное разделительное сопротивление;  $F_1$  и  $F_2$  – ВИК первого и второго каскадов ГИН;  $C_p = 180$  пФ – разделительная емкость на 120 кВ. Заметим, что на рис. 1 и 2 жирными линиями указана электрическая цепь разряда ЕНЭ рассматриваемого ГИН. При проведении на ВЭФУ с указанным выше мощным ГИН экспериментальных высоковольтных исследований и испытаний технических объектов на электромагнитную стойкость нами был установлен серьезный недостаток схемы запуска, содержащей генераторы ГПИ (на 10 кВ) и ГВПИ (на 100 кВ) – высокий уровень наведенного импульсного напряжения  $U_H$  на неэкранированной части жилы радиочастотного кабеля с полиэтиленовой изоляцией, отходящей от высоковольтного разделительного конденсатора  $C_p$  на длину до 3 м и подсоединенной к одному из металлических электродов многозазорного ВИК  $F_1$  на 250 кВ. При срабатывании данного ГИН с выходным рабочим напряжением  $U_B > 1$  МВ микросекундной длительности (при временах нарастания  $t_m$  до амплитуды порядка нескольких

микросекунд) на  $RL$ -нагрузку ( $L_H = 15$  мкГн;  $R_H = 0,01$  Ом; амплитуда тока в нагрузке порядка 100 кА при  $t_m$  порядка 8 мкс) амплитуда  $U_{Hm}$  импульсного напряжения электрической наводки на элементах ГВПИ могла составлять от нескольких десятков киловольт до 200 кВ и выше. Это неоднократно приводило к электрическому пробую разделительного конденсатора  $C_P$ , собранного из 12 шт. последовательно соединенных и залитых эпоксидным компаундом высоковольтных керамических конденсаторов типа КВИ-3-2200пФ – 10 кВ (рис. 3), высоковольтных керамических конденсаторов типа К15-4-2200пФ – 30 кВ (рис. 4) входной цепи ГВПИ и даже однократному пробую залитой эпоксидным компаундом вторичной обмотки высоковольтного импульсного трансформатора ГВПИ на номинальное напряжение 100 кВ. Поэтому рекомендуемой областью применения схемы запуска мощного ГИН (ГИТ) с ГВПИ на выходное импульсное напряжение амплитудой  $U_{ГВПИ} = 100$  кВ, приведенной на рис. 1, может служить та, которая определяется следующим приближенным эмпирическим соотношением, вытекающим из имеющегося в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» опыта эксплуатации подобной ВИТ:

$$U_B / U_{ГВПИ} \leq 10, \tag{1}$$

где  $U_B$  – амплитуда выходного рабочего импульсного напряжения ГИН (ГИТ).

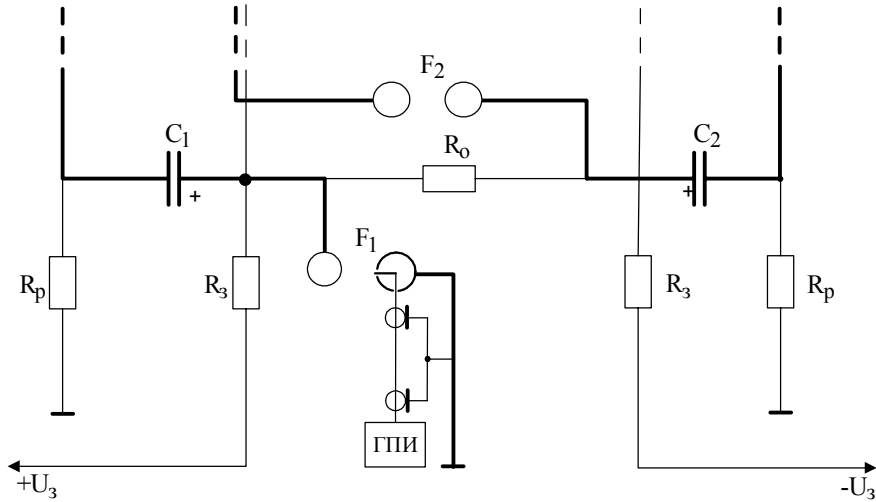


Рисунок 2 – Принципиальная электрическая схема построения запуска ГИН (ГИТ) на основе применения одного генератора ГПИ и разрядника–тригatronа  $F_1$

На рис. 2 представлена апробированная нами другая принципиальная электрическая схема построения управляемого запуска первого каскада приведенного выше мощного ГИН-2, использующая только один генератор ГПИ





Рисунок 3 – Общий вид генератора ГВПИ на 100 кВ с разрушенным мощной электрической наводкой разделительным конденсатором  $C_p$  при срабатывании генератора ГИН-2 с выходным рабочим напряжением 1,2 МВ

(на 10 кВ) и управляемый ВИК  $F_1$  тригatronного типа. Из опыта эксплуатации такой широко известной в области ВИТ схемы запуска мощного ГИН (ГИТ), содержащей полностью экранированную электрическую цепь подачи от ГПИ на управляющий электрод разрядника-тригatronа  $F_1$  высоковольтного импульса поджига микросекундной длительности, следует, что она (эта схема) практически не подвергается вредному (опасному) влиянию мощных электрических наводок в ней (индуцированных напряжений и токов) на работу генератора ГПИ. Основную защитную роль в этой схеме запуска выполняет медная оплетка радиочастотного кабеля, надежно соединяющая металлический корпус (шасси) ГПИ и полый хорошо заземленный электрод разрядника-тригatronа  $F_1$ . Из опытных данных явствует, что наведенный мощным импульсным магнитным (электрическим) полем разрядного контура ГИН (ГИТ) электрический потенциал в медной оплетке указанного кабеля может достигать десятков киловольт. Обследование проложенного по бетонному

полу основания действующего на экспериментальной базе НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» ГИН на 2 МВ, содержащего выходящие наружу горизонтально расположенные заземленные несущие металлические конструкции швеллеров и двутавров, радиочастотного кабеля длиной до 5м, идущего от ГПИ на 10 кВ к разряднику-тригatronу  $F_1$  на 125 кВ, свидетельствует о том, что защитная полиэтиленовая оболочка этого кабеля в зоне над указанными заземленными металлоконструкциями содержит многочисленные прожоги и разрушения, вызванные ее электрическими пробоями от индуцированных в его (кабеле) медной оплетке импульсных напряжений микросекундной длительности.



Рисунок 4 – Общий вид керамического конденсатора типа К15-4-2200пФ – 30 кВ входной цепи ГВПИ на 100 кВ, разрушенного мощной электрической наводкой при срабатывании генератора ГИН-2 с выходным рабочим напряжением 1,2 МВ

Результаты опытной эксплуатации схемы электрического запуска мощных ГИН (ГИТ), показанной на рис. 2, дают нам основание считать, что для нее с генератором ГПИ на выходной микросекундный импульс напряжения амплитудой  $U_{ГПИ} = 10$  кВ наиболее рациональной областью использования будет та, которая характеризуется следующим приближенным эмпирическим соотношением:

$$U_B / (n \cdot U_{ГПИ}) > 10, \quad (2)$$

где  $n$  – число последовательно включенных при разряде ЕНЭ каскадов в разрядном контуре ГИН (ГИТ).

Из анализа эмпирических соотношений (1) и (2) вытекает, что схему

электрического запуска импульсами высокого напряжения мощного ГИН (ГИТ) ВЭФУ с ЕНЭ и рассмотренными нами генераторами ГПИ (с выходным импульсным напряжением амплитудой до 10 кВ) и ГВПИ (с выходным импульсным напряжением амплитудой до 100 кВ) согласно рис. 1 целесообразно использовать при выходном рабочем импульсном напряжении мощного ГИН (ГИТ), равном  $U_B \leq 1$  МВ, а схему электрического запуска мощного ГИН (ГИТ) согласно рис. 2 – при  $U_B > 1$  МВ.

### **Заключение**

1. Генераторы управляющих импульсов высокого напряжения являются ответственными высоковольтными элементами в мощных ГИН (ГИТ) и зачастую высоковольтными устройствами, определяющими надежную работу всей системы электрического запуска и надежное функционирование ГИН (ГИТ) в целом. Поэтому к выбору и схемно-технической реализации данных, как правило, нестандартных высоковольтных устройств разработчиками ВИТ должны предъявляться высокие требования.

2. Многолетний опыт эксплуатации мощных ВЭФУ с ЕНЭ, содержащих ГИН (ГИТ) наружной и внутренней установки, полученный в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» при проведении высоковольтных испытаний различных технических объектов на электромагнитную стойкость и электрическую прочность твердой, газовой и жидкой изоляции, позволяет определить основные достоинства и недостатки рассмотренных в данной работе двух схем их электрического запуска импульсами высокого напряжения микросекундной длительности, а также рекомендовать наиболее рациональные по уровню выходного рабочего напряжения  $U_B$  ГИН (ГИТ) и соответственно разрядного тока ВЭФУ с ЕНЭ области их практического применения.

**Список литературы:** 1. Бочаров В.А., Пекарь И.Р. Генератор высоковольтных пусковых импульсов // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск: Электроэнергетика и автоматизация энергоустановок. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 1981. – Вып. 9. – № 176. – С.39-41. 2. Баранов М.И., Бочаров В.А., Зябло Ю.П., Мельников П.Н. Комплекс электрофизического оборудования для генерирования микро- и миллисекундных импульсов напряжения до 1,2 МВ и тока до 200 кА // Технічна електродинаміка. – 2003. – № 5. – С. 55-59. 3. Баранов М.И., Бочаров В.А., Зябло Ю.П. Комплекс высоковольтного электрофизического оборудования для испытания средств молниезащиты технических объектов грозowymi и коммутационными импульсами напряжения микро – и миллисекундной длительности амплитудой до 1 МВ // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 4. – С. 60-65. 4. Доценко В.И., Жинжигов В.М., Недзельский О.С., Понуждаева Е.Г. и др. Генератор поджигающих импульсов «Блок поджига БП-50»// Вісник НТУ «ХПИ». Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2006. – № 17. – С. 43-46. 5. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В.С. Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с. 6. Баранов М.И., Бочаров В.А., Иенатенко Н.Н., Колобовский А.К. Мощные генераторы импульсных напряжений и токов предельных параметров для тестирования силового электроэнергетического оборудования // Електротехніка і електромеханіка. – 2003. – № 2. – С. 75-80.

*Поступила в редколлегию 20.10.2006*

***В.В.КНЯЗЕВ***, канд.техн.наук; ***Ю.С.НЕМЧЕНКО***; ***И.П.ЛЕСНОЙ***;  
***С.Б.СОМХИЕВ***; ***Т.Н.ОСТРОВЕРХ***; НТУ «ХПИ»

## **УСТАНОВКА УИТ-АЭС ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ДЛЯ АТОМНЫХ СТАНЦИЙ НА УСТОЙЧИВОСТЬ К ТОКАМ МИКРОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В ЦЕПЯХ ЗАЩИТНОГО И СИГНАЛЬНОГО ЗАЗЕМЛЕНИЯ**

Описано конструкцію та результати атестації установки, призначеної для випробування технічних засобів для атомних станцій на несприйнятливості до струмів мікросекундних імпульсних завад у колах захисного та сигнального уземлення відповідно до діючих в Україні нормативних документів. Установка генерує послілки струму амплітудою від 30 до 280 А.

A structure of the unit intended for testing the immunity of hardware of the nuclear power stations subjected to the action of the microsecond spike currents that arise in the guard signal ground circuits have been described in compliance with the current normative documents of Ukraine and the results of certification have been given. This unit generates the currents of 30 to 280 A.

Все технические средства (ТС), имеющие в своем составе электротехнические, электронные и радиоэлектронные компоненты и эксплуатируемые на атомных электростанциях, обязательно проходят испытания в лабораторных условиях по государственным нормативным документам: ГОСТ Р 50746-2000 «Совместимость технических средств электромагнитная. Технические средства для атомных станций. Требования и методы испытаний» и НП.306.5.02/3.035-2000 «Требования по ядерной и радиационной безопасности к информационным и управляющим системам, важным для безопасности атомных станций».

Нижче описана розроблена та виготовлена в НІПКІ «Молнія» НТУ «ХПІ» установка УИТ-АЭС, призначена для лабораторних випробувань ТС на устійність к токам мікросекундних імпульсних помах в цепях захитного і сигнального заземлення по п. 5.2.14 ГОСТ Р 50746-2000 і по п. 5.9.4 НП.306.5.02/3.035-2000.

Выходные параметры испытательной установки УИТ-АЭС полностью соответствуют требованиям к ней по вышеупомянутым НД и приведены в таблице.

Общий вид установки УИТ-АЭС приведен на рис. 1, а ее структурная схема – на рис. 2.

Установка УИТ-АЭС конструктивно состоит из генератора микросекундных импульсных токов ГИТ-АЭС и набора соединительных проводов НСП.

Генератор ГИТ-АЭС собран в металлическом корпусе с габаритами 250x360x180 мм и включает в себя, зарядное устройство ЗУ, блок емкостного накопителя БЕН, программируемый таймер-коммутатор ПТК, нагрузку Н,

блок питания БП, цифровой вольтметр ЦВ, блок короткозамыкателя БКЗ и измеритель тока ИИТ. На рис. 3 показан генератор ГИТ-АЭС со снятой верхней крышкой, на рис. 4 – передняя панель генератора ГИТ-АЭС, а на рис. 5 – задняя панель генератора ГИТ-АЭС.

Наименование характеристики	Размерность	Величина
1. Напряжение сети питания	В Гц	220 50
2 Диапазон амплитуд импульсов выходных токов установки, $I_m$	А	от 30 до 280
3 Программируемое количество включений ПТК	–	от 1 до 10 с шагом 1
4 Время между моментами включениями ПКТ	с	60
5 Погрешность измерения амплитуды выходного тока установки	%	4
6 Погрешность измерения временных параметров выходного тока	%	4
7 Мощность, потребляемая от сети, не более	Вт	200
8 Масса, не более: УИТ-АЭС НСП	кг	8 0,5
9 Габариты: УИТ-АЭС НСП	мм	250x360x180 2x1000
10 Время непрерывной работы	час	8

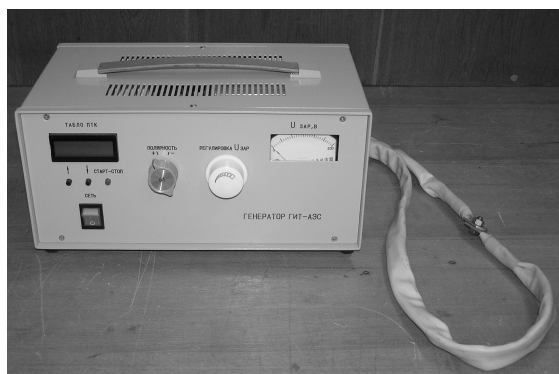


Рисунок 1 – Общий вид установки УИТ-АЭС  
1 – генератор микросекундных импульсных помех ГИТ-АЭС;  
2 – набор соединительных проводов НСП

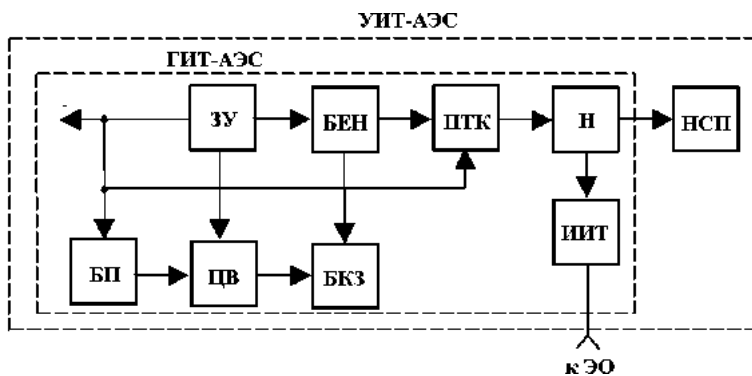


Рисунок 2 – Схема структурная установки УИТ-АЭС

- |   |  |
|---|--|
| УИТ-АЭС – установка УИТ-АЭС;                          | БП – блок питания;                       |
| ГИТ-АЭС – генератор микросекундных импульсных токов;  | ЦВ – цифровой вольтметр;                 |
| ЗУ – зарядное устройство;                             | БКЗ – блок короткозамыкателя;            |
| БЕН – блок емкостного накопителя;                     | Н – нагрузка;                            |
| ПТК – программируемый таймер-коммутатор однополярный; | НСП – набор соединительных проводов;     |
|   | ИИТ – штатный измеритель импульсов тока; |
|   | ЭО – электронный осциллограф             |



Рисунок 3 – ГИТ-АЭС со снятой верхней крышкой

На передней панели генератора ГИТ-АЭС расположены следующие органы управления и контроля установки:

- клавиша с подсветкой СЕТЬ служит для включения и выключения сетевого питания;
- РЕГУЛИРОВКА  $U_{зар}$  служит для плавного изменения зарядного напряжения;
- ТАБЛО ПТК индицирует установленное количество испытательных

- импульсов и текущую их обработку;
- кнопки под ТАБЛО ПТК ( $\uparrow$ ), ( $\downarrow$ ), (СТАРТ/СТОП) служат для задания желаемого количества испытательных импульсов, пуска и остановки выполнения программы;
  - переключатель ПОЛЯРНОСТЬ служит для выбора полярности - положительной «+» и отрицательной «-»;
  - вольтметр  $U_{зар}$ , В показывает величину зарядного напряжения.



Рисунок 4 – Передняя панель ГИТ-АЭС



Рисунок 5 – Задняя панель генератора ГИТ-АЭС

На задней панели генератора ГИТ-АЭС находятся:

- клеммы Выход;
- сетевой разъем  $\sim 220$  В;
- два предохранителя по 3 А;
- клемма заземления корпуса «Lд»;
- разъем ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА (для подсоединения штатного измерителя импульсов тока к осциллографу);
- переключатель индуктивности  $L_{д}$ .

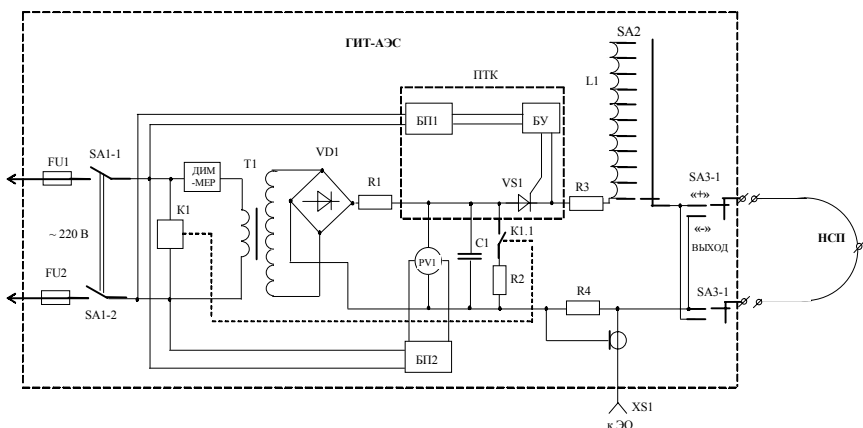


Рисунок 6 – Схема электрическая принципиальная УИТ-АЭС

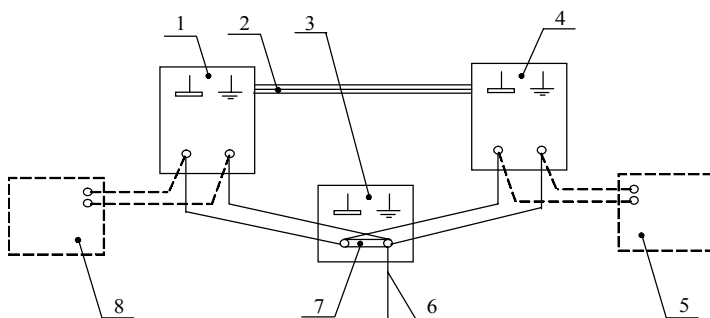


Рисунок 7 – Схема подачи микросекундных импульсов тока на цепи защитного и сигнального заземления испытуемого ТС АС:

- |  |   |
|--|---|
| 1 – первая стойка испытуемого ТС АС;                             | 6 – цепь связи с физической землей;                             |
| 2 – линия связи между стойками;                                  | 7 – перемычки между сигнальной и защитной системами заземления; |
| 3 – опорный узел заземления ТС АС;                               | 8 – подключение ГИТ-АЭС к первой стойке испытуемого ТС АС;      |
| 4 – <i>n</i> -я стойка испытуемого ТС АС;                        |   |
| 5 – подключение ГИТ-АЭС к <i>n</i> -ой стойке испытуемого ТС АС; |   |

ЗУ предназначено для выработки постоянного напряжения, необходимого для заряда конденсатора БЕН. БЕН предназначен для формирования требуемого импульса тока. ПТК предназначен для управляемой коммутации предварительно заряженного БЕН от ЗУ на Н. ЦВ предназначен для измерения постоянного зарядного напряжения. БКЗ предназначен для снятия остаточного напряжения с БЕН после выключения генератора ГИТ-АЭС. ИИТ предназначен для текущего контроля разрядного тока генератора ГИТ-АЭС. Генератор ГИТ-АЭС должен быть подсоединен к внешнему источнику элек-



тропитания частотой 50 Гц и напряжением 220 В.

Схема электрическая принципиальная установки УИТ-АЭС показана на рис. 6.

Схема подачи кратковременных посылок тока на цепи защитного и сигнального заземления испытуемого ТС для атомных станций (далее – АС) показана на рис. 7.

На рис. 8 показаны результаты измерения импульса тока амплитудой 50 А положительной полярности на выходе установки УИТ-АЭС.

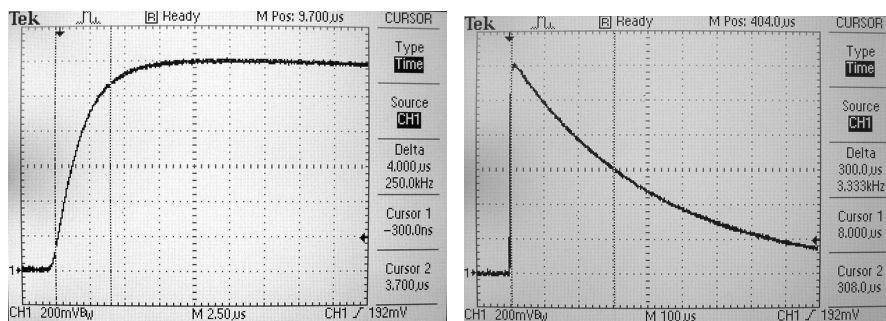


Рисунок 8

**Выводы.** Установка УИТ-АЭС прошла государственную аттестацию и успешно применяется в Центре сертификационных испытаний НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» для проведения испытаний технических средств для атомных электростанций Украины и России на электромагнитную совместимость.

**Список литературы:** 1. ГОСТ Р 50746-2000 Совместимость технических средств электромагнитная. Технические средства для атомных станций. Требования и методы испытаний. 2. НП.306.5.02/3.035-2000 Требования по ядерной и радиационной безопасности к информационным и управляющим системам, важным для безопасности атомных станций.

*Поступила в редколлегию 13.10.2006*

**В.В.РУДАКОВ**, докт.техн. наук;  
**Ю.В.КРАВЧЕНКО; Д.А.ДОЦЕНКО**; НТУ «ХПИ»

## **РЕСУРС ПЛЕНОЧНОЙ ПОЛИПРОПИЛЕНОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ, ПРОПИТАННОЙ КАСТОРОВЫМ МАСЛОМ, В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ**

Наведено результати випробувань секцій високовольтних імпульсних конденсаторів з поліпропіленової плівки, які просочені касторовим маслом, на короткострокову електричну міцність та ресурс

The results of testing the short-term strength and resource of the high voltage pulse capacitor gangs made of polypropylene film impregnated with castor oil have been given.

**Постановка задачі.** В високовольтній імпульсній техніці широке застосування отримала паперово-плівочна і комбінована ізоляція. Однак, в наші часи, в зв'язі з прогресом, досягнутим в створенні нових якісних конденсаторних полімерних плівок (в частині, поліпропіленової) з'явилася можливість створення чисто плівочних імпульсних конденсаторів. Поліпропіленова плівка вже завойовувала надійні позиції при створенні силових конденсаторів перемінного напруги [1,2]. В той же час застосування плівки для імпульсних конденсаторів практично не досліджено.

**Цілью** даної роботи є дослідження чисто плівочного діелектрика, пропитанного касторовим маслом в імпульсному режимі.

**Конструкція образців.** Для проведення експерименту були виготовлені секції з поліпропіленової плівки товщиною 12 мкм (рис. 1) з різним числом шарів: 2,3,4 і 5 шарів (24,36,48 і 60 мкм відповідно) по 80 образців кожної конструкції.

Використовувана плівка типу TERFILM RER мала односторонню шорсткатування для покращення умов пропитки за рахунок зменшення кута смачування. Кожна секція складалася з трьох паралельно включених емкостних проміжків (рис.1, б) для забезпечення умов створення конфігурації електричного поля, близької до реальної. Активна площа обкладки секції складала 60 x 90 мм. Друга від друга секції відокремлювалися за допомогою 4-10 шарів паперової плівки товщиною 120 мкм для уникнення пробоя між сусідніми секціями. Після збирання зразки сушилися в вакуумній камері при температурі 80 °С і вакуумі 6,5 Па впродовж 6 днів. Далі виготовлялися заливка в бак з зразками попередньо откакумованого рідкого діелектрика, в якості якого використовувалося касторове масло. Пропитка відбувалася впродовж 3 днів при температурі 70 °С і вакуумі 6,5 Па.

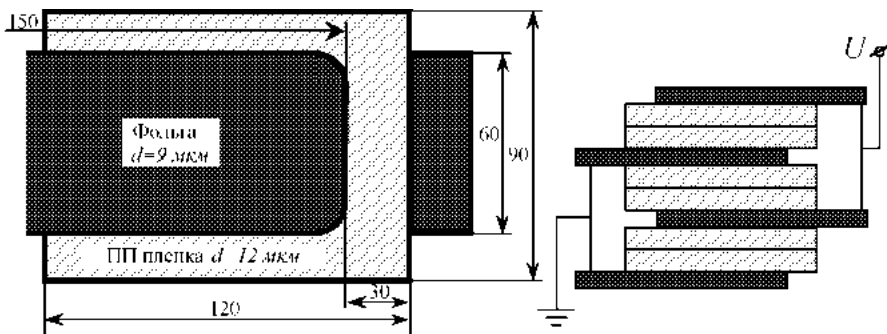


Рисунок 1 – Конструкция секций из полипропиленовой (ПП) пленки, изготовленных для проведения эксперимента

**Методика проведения эксперимента.** До и после пропитки проводилось измерение емкости образцов мостом Е7-8. Результаты измерений приведены в табл. 1. Значения тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta$  образцов находились в пределах  $(3-8) \cdot 10^{-4}$ .

В ходе проведения эксперимента секции испытывались на кратковременную электрическую прочность и на ресурс в стандартном режиме (частота разрядного тока контура 100 кГц и декремент колебаний 1,38).

Испытание образцов на кратковременную электрическую прочность производилось путем скачкообразной подачи на испытуемый образец напряжения, соответствующего уровню напряженности для данного количества слоев пленки  $E = 250$  кВ/мм. Далее подъем напряжения осуществлялся с шагом по времени  $\Delta t = 30$  с и по напряженности  $\Delta E = 25$  кВ/мм.

Ресурсные испытания образцов проводились с использованием генератора поджигающих импульсов, который генерировал импульсы с частотой  $f = 2$  Гц. Подаваемое на образец напряжение контролировалось при помощи электростатического киловольтметра С196.

Таблица 1 – Результаты измерения емкости образцов до и после пропитки

Толщина изоляции, мкм	Количество измеренных образцов, ед.	Средняя емкость образцов до пропитки, нФ	Средняя емкость образцов после пропитки, нФ	Относительное увеличение емкости после пропитки
24	38	12,19	13,95	1,145
36	40	8,16	9,39	1,152
48	40	6,21	7,06	1,138
60	40	4,83	5,63	1,166

**Результаты испытаний.** Результаты испытания секций на кратковременную электрическую прочность приведены в табл. 2.

Таблица 2 – Кратковременная электрическая прочность образцов

Толщина изоляции, мкм	Количество испытанных образцов, ед.	Среднее напряжение пробоя, кВ	Средняя напряженность пробоя, кВ/мм
24	15	11,19	466
36	17	14,48	402
48	11	19	396

Следует отметить, что в результатах, занесенных в таблицу, не учтены образцы, напряженность пробоя которых составила менее 300 кВ/мм (5 образцов с изоляцией 24 мкм, 3 – 36 мкм, 0 – 48 мкм). Коэффициент вариации результатов пробоя 2-х слойных образцов составил  $K = 0,37$ ; 3-х слойных –  $K = 0,23$ ; 4-х слойных –  $K = 0,06$ .

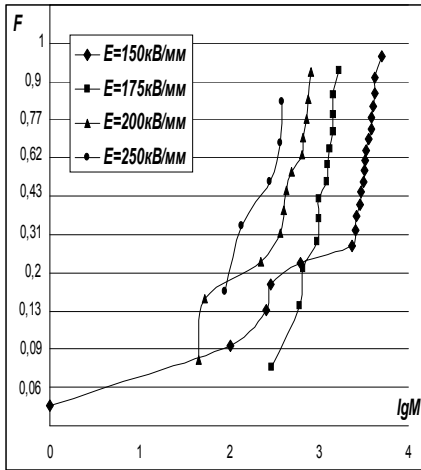
Ресурсные испытания, проводимые на нескольких уровнях (4-5 уровнях) напряженности для образцов с различной толщиной пленочного диэлектрика, дали следующие результаты (табл. 3):

Таблица 3 – Средние значения наработки образцов с различными толщинами пленочного диэлектрика и различных значениях напряженности эл. поля

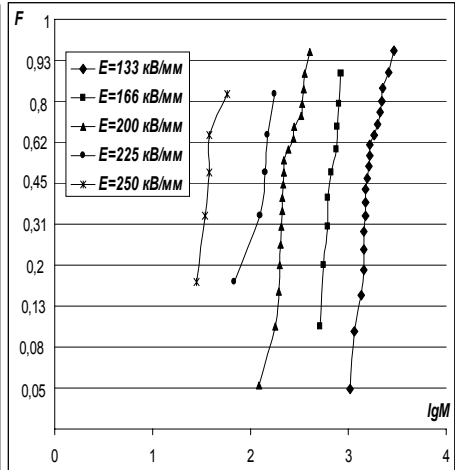
Толщина изоляции, мкм	Средний ресурс при различных уровнях напряженности, импульсов							
	$E$ , кВ/мм							
	125	133	150	167	175	200	225	250
24	–	–	2837	–	1108	475	–	256
36	–	1737	–	681	–	250	132	39
48	761	–	411	–	202	134	76	–
60	630	–	288	–	159	82	–	–

Распределение образцов по ресурсу приведено на рис. 2 в координатной сетке, соответствующей закону распределения Вейбулла.

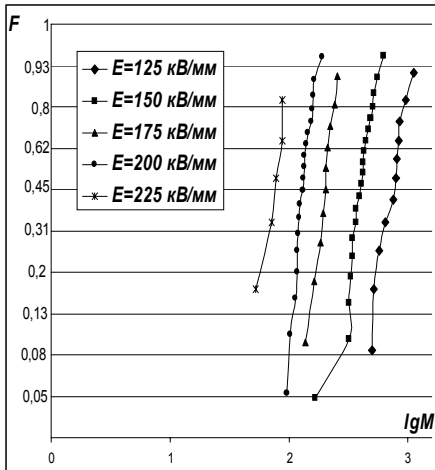
После окончания испытаний образцы были разобраны для определения расположения точек пробоя секций. Подавляющее большинство точек пробоя (90%) находится в верхней полуплоскости секций, что объясняется способом подключения источника высокого напряжения к секции (на секцию от источника подается выпрямленное напряжение положительной полярности). Для 3-х, 4-х и 5-ти слойных образцов точки пробоя лежат в 95 % случаев на краю обкладок, тогда как для секций с 2-мя слоями пленки 35 % точек пробоя находятся вне области закраины обкладок (причем большинство пробоев в области однородного поля произошло на образцах, которые испытывались на кратковременную электрическую прочность).



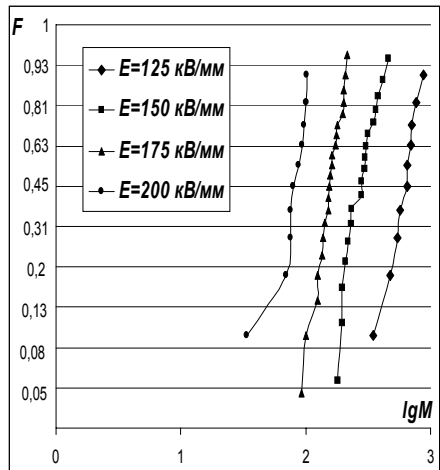
а)



б)



в)



г)

Рисунок 2 – Распределение образцов по ресурсу: а) 2-х слойных (24 мкм); б) 3-х слойных (36 мкм); в) 4-х слойных (48 мкм); г) 5-ти слойных (60 мкм).

**Анализ результатов.** Определение показателя степени в формуле «жизни» – зависимости ресурса от напряженности поля по данным, приведенным в табл. 3, по формуле:

$$n = \frac{\ln \frac{M_i}{M_j}}{\ln \frac{E_j}{E_i}}, \quad (1)$$

где  $M_i$  ( $M_j$ ) – ресурс  $i$ -той ( $j$ -той) секции на напряженности  $E_i$  ( $E_j$ ), показало, что значения показателя степени  $n$  находится в пределах 3 – 6,5. Причем при больших значениях напряженности электрического поля показатель степени принимает большие значения. Наибольшие значения показателя степени соответствуют варианту с двухслойным диэлектриком, так как разрушение диэлектрика обусловлено двумя механизмами пробоя одновременно (как в области равномерного электрического поля, так и на краях обкладок). На рис. 3 приведены зависимости удельной энергии испытанных образцов от ресурса. Также приведена зависимость удельной энергии бумажно-касторовых секций по данным работы [3]. Последняя в 2-3 раза превышает энергию испытанных образцов. Видимо применение стандартной технологии пропитки, принятой для бумажно-касторовых диэлектриков, является некорректным для чисто пленочных конденсаторов, несмотря на то, что электрическая прочность пленки выше до 1,5 раз. Следует отметить, что и ресурс бумажно-касторовой изоляции на напряженностях 125-200 кВ/мм в несколько раз превышает (по данным [4]) ресурс испытанных секций из полипропиленовой пленки.

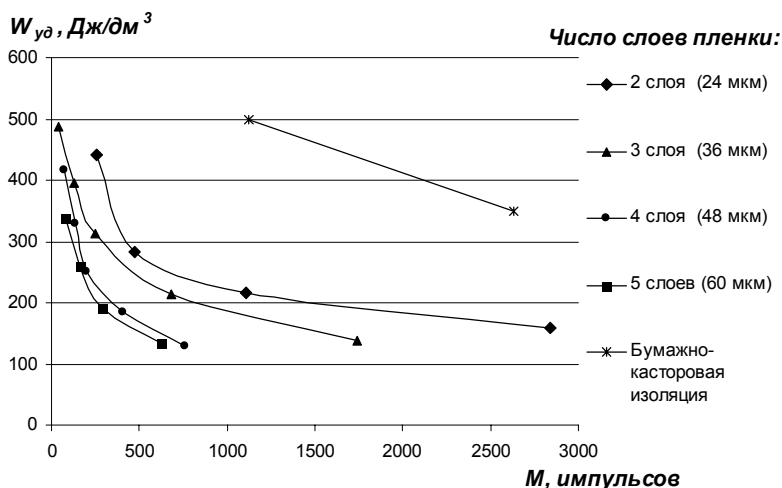


Рисунок 3 – Удельная энергия образцов с пропитанной полипропиленовой изоляцией и с бумажно-касторовой изоляцией

К преимуществам применения пленочной изоляции можно отнести низкий тангенс угла диэлектрических потерь, что дает возможность применять пленочные конденсаторы в частотных режимах (от 10 до 100 Гц), где применение бумажно-касторовых конденсаторов невозможно. Также преимуществом является возможность сокращения времени сушки.

Коэффициент вариации значений ресурсов испытанных образцов уменьшается с увеличением числа слоев пленки, что показано на рис. 4.

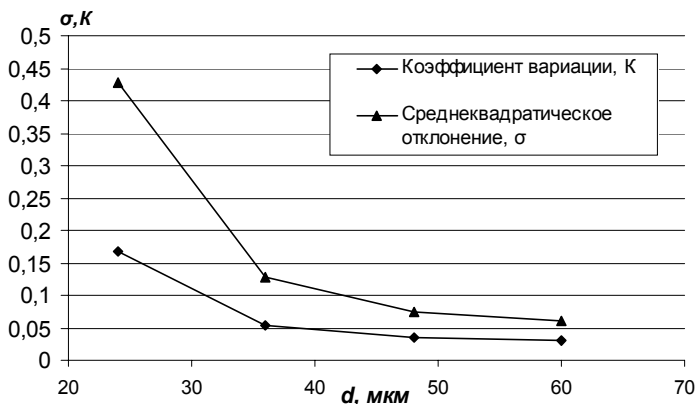


Рисунок 4 – Зависимость среднеквадратического отклонения и коэффициента вариации ресурса испытанных образцов (при  $E=200$  кВ/мм) от толщины диэлектрика

### Выводы:

1. С увеличением числа слоев полипропиленовой пленки ресурс образцов при одинаковом уровне напряженности электрического поля снижается, в тоже время происходит и значительное уменьшение коэффициента вариации.

2. Ресурс и удельная энергия пропитанной полипропиленовой пленочной изоляции, изготовленной по технологии сушки и пропитки бумажно-касторовой изоляции, в импульсном режиме при напряженности электрического поля 125-200 кВ/мм в несколько раз меньше, чем у бумажно-касторовых секций. Необходимо провести дальнейшие исследования по изменению технологии изготовления.

3. Несмотря на худшие показатели, пропитанные полипропиленовые конденсаторы, можно использовать в частотных режимах, так как они имеют тангенс угла диэлектрических потерь на порядок ниже.

4. Необходимо продолжить исследования по применению для пропитки пленочных конденсаторов диэлектрических жидкостей с меньшей вязкостью и более низким углом смачивания.

**Список литературы:** 1. Г.С.Кучинский, Н.И.Назаров, Г.Т.Назарова, И.Ф.Переселенцев. Силовые электрические конденсаторы. – М.: Энергия, 1975. – 248 с. 2. Бржезицкий В.О., Исакова А.В., Рудаков В.В. та ін. Техніка і електрофізика високих напруг: Навч. посібник / За ред. В.О.Бржезицького та В.М.Михайлова. – Харків: НТУ «ХП» – Торнадо, 2005. – 930 с. 3. В.В.Рудаков, О.Ю.Дубийчук, В.П.Кравченко Предельные удельные характеристики высоковольтных импульсных конденсаторов // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – Харків, НТУ «ХП». – 2004. – № 7. – С. 142-147. 4. Дубийчук О.Ю., Рудаков В.В. Экспериментальное определение показателей надежности секций конденсаторов с бумажно-касторовой изоляцией // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – № 1. – С. 71-75.

Поступила в редколлегию 12.10.2006.

***В.В.РУДАКОВ***, докт.техн.наук; ***О.Ю.ДУБИЙЧУК***; ***Ю.В.КРАВЧЕНКО***;  
***Е.П.ЕРЕМЕЕВА***; ***В.П.КРАВЧЕНКО***; ***Е.Г.КРАМЧАНИН***;  
***В.О.ЛЫСЕНКО***; НТУ «ХПИ»

## **ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ КОНДЕНСАТОРОВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ СЕКЦИЙ**

Показано, що при розробці високовольтних імпульсних конденсаторів з послідовним з'єднанням плоскокоматних секцій необхідно враховувати різний ступінь пресування секцій по товщині пакету секцій та товщину обкладок секцій. Наведено конструкції конденсаторів зі збільшеною товщиною діелектрика між обкладками.

It has been shown that different degree of pressing the capacitor gangs across the gangs' package thickness as well as the capacitor plate thickness should be taken into account at developing the high voltage pulse capacitors and capacitors with increased thickness of a dielectric between the plates.

При конструюванні високовольтних імпульсних конденсаторів с бумажно-касторовим (или комбинированным) диэлектриком возникает задача оптимального выбора толщины диэлектрика между обкладками и соответственно числа последовательно включенных групп секций [1-2]. В работе [1] показано, что с учетом технологического допуска отклонения по емкости с уменьшением числа последовательных секций (или, что тоже, увеличением толщины диэлектрика между обкладками) коэффициент перенапряжения на последовательно включенных секциях с отрицательным допуском по емкости уменьшается, что способствует увеличению ресурса. С другой стороны, ресурс при увеличении толщины диэлектрика уменьшается. Следовательно, возможен оптимум по выбору толщины диэлектрика и числа последовательно включенных групп секций. В работе [2] определены значения показателей степени в формуле степенной зависимости ресурса от толщины диэлектрика по результатам ресурсных испытаний секций с бумажно-касторовой изоляцией в импульсном режиме.

В результате анализа факторов, влияющих на выбор конструкции, были выявлены основные: коэффициент перенапряжения  $\eta$ , обусловленный технологическим отклонением значений последовательно соединенных групп секций от номинального значения; толщины диэлектрика между обкладками; толщины одного листа (слоя) диэлектрика; отношение толщины обкладки к толщине диэлектрика; показатели надежности: средний ресурс и среднеквадратическое отклонение. Учет этих факторов позволил построить формулы для сравнения ресурсов сравниваемых конструкций.

Для толщины диэлектрика  $d_{из} < 80$  мкм:



$$\frac{M_1}{M_2} = \left( \frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^{6,5} \left( \frac{d_{2uz}}{d_{1uz}} \right)^{2,14} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \left( \frac{1+\gamma_2}{1+\gamma_1} \right)^{3,25}, \quad (1)$$

где  $M_1, M_2$  – значения средних ресурсов секций конденсаторов с одинаковой площадью обкладок, но разными значениями толщины диэлектрика между обкладками;  $d_{1uz}, d_{2uz}, \gamma_1, \gamma_2$  – толщина диэлектрика между обкладками, отношение толщины обкладки к толщине диэлектрика соответственно в конструкциях 1 и 2 исполнения секций;  $N$  – число слоев диэлектрика между обкладками.

Соответственно для  $80 \text{ мкм} < d_{uz} < 240 \text{ мкм}$  (увеличение  $d_{uz}$  более 240 мкм приводит к резкому сокращению ресурса):

$$\frac{M_1}{M_2} = \left( \frac{\eta_2}{\eta_1} \right)^{6,5} \left( \frac{d_{2uz}}{d_{1uz}} \right)^{1,74} \left( \frac{N_1}{N_2} \right) \left( \frac{1+\gamma_2}{1+\gamma_1} \right)^{3,25}. \quad (2)$$

Формулы (1) и (2) отличаются показателем степени при  $d_{uz}$ .

Что касается такого показателя как среднеквадратическое отклонение, то его значение при  $d \leq 60 \text{ мкм}$  принято в [2] предположение справедливости применения логнормального закона распределения отказов

$$\sigma_{lgM} = 0,1 \left( \frac{60}{d} \right)^{1,5}, \quad (3)$$

а при  $d \geq 80 \text{ мкм}$  в соответствии с рис. 1.

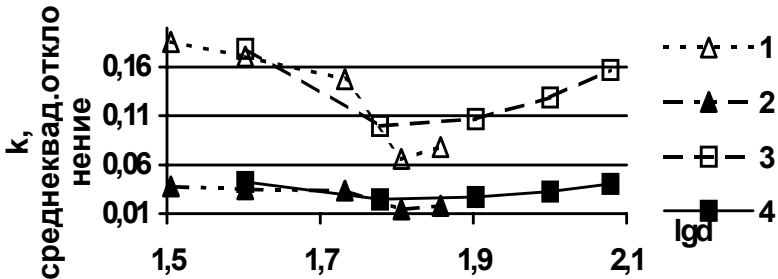


Рисунок 1 – Зависимости среднеквадратического отклонения  $\sigma_{lgM}$  для герметичных (1) и негерметичных (3) секций и коэффициента вариации  $k$  от толщины диэлектрика.

При этом значении  $\sigma_{lgM}$  зависит как от толщины диэлектрика, так и от рабочей напряженности электрического поля.

При сравнении конструкций с различной толщиной диэлектрика возможны следующие варианты подходов:

- жесткий вариант, когда из  $n$  последовательных секций одна имеет отрицательный допуск по емкости, а остальные положительный. При этом коэффициент перенапряжения составляет:

$$\eta = \frac{n(1 + 0,01k_1)}{(n - 1)(1 - 0,01k_2) + 1 + 0,01k_1}, \quad (4)$$

где  $k_1$  – положительный допуск по емкости в %;  $k_2$  – отрицательный допуск по емкости (абсолютное значение в %).

Коэффициент  $\eta$  увеличивается при увеличении  $n$ .

При этом надежность конденсатора фактически определяется надежностью одной последовательно включенной группы секций;

- мягкий вариант, когда из  $n$  последовательных секций одна имеет положительный допуск по емкости, а остальные – отрицательный. В этом случае коэффициент перенапряжения равен:

$$\eta = \frac{n(1 + 0,01k_1)}{1 - 0,01k_2 + (n - 1)(1 + 0,01k_1)}. \quad (5)$$

При этом при увеличении числа последовательных групп секций значение  $\eta$  уменьшается. Однако надежность конденсатора  $P$  также уменьшается как  $P \sim P_c^{n-1}$ , где  $P_c$  – надежность одной последовательно включенной группы секций;

- средний вариант, характеризующийся наличием  $m$  секций с отрицательным допуском по емкости  $k_2$  (%) и  $(n-m)$  секций с положительным допуском по емкости  $k_1$  (%). Коэффициент перенапряжения составит:

$$\eta = \frac{n(1 + 0,01k_1)}{(n - m)(1 - 0,01k_2) + m(1 + 0,01k_1)}. \quad (6)$$

Сравнительный анализ различных конструкций конденсаторов показал, что при выборе одной из двух конструкций: с одной группой секций или с двумя последовательными группами секций, с толщиной диэлектрика вдвое меньшей, предпочтение следует отдавать конструкциям конденсаторов с одной группой секций и повышенной толщиной диэлектрика.

При сравнительном анализе конструкций высоковольтных импульсных конденсаторов с двумя или более последовательно включенными группами секций такой подход предполагает применение толщин диэлектрика в диапазоне  $80 \div 120$  мкм, но не более.

Однако для высоковольтных импульсных конденсаторов необходимо учитывать следующие особенности.

1. Основным требованием, предъявляемым к импульсным конденсаторам, является малое значение собственной индуктивности. В конструктивном плане это означает, что длина пути основного тока разряда в конденсаторе должна быть минимальна, и развязки токовых путей внутри конденсатора должны быть взаимно скомпенсированы (бифилярные пути протекания тока). При больших значениях номинального напряжения и емкости конденсатора это требование приводит к необходимости выполнения конденсатора, как

правило, прямоугольной формы с большим поперечным сечением перпендикулярно направлению протекания тока и малой толщиной в направлении протекания тока. Естественно, что внутри конденсатора обкладки следует располагать параллельно поперечному сечению конденсатора (рис. 2).

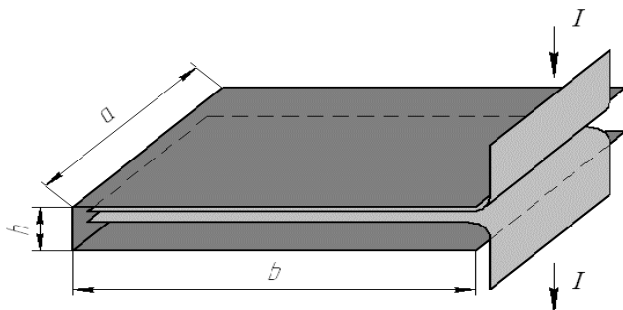


Рисунок 2 – Соотношение размеров конструкции малоиндуктивного конденсатора

При  $a > 3h$  и  $b > (3 \div 5)h$  обеспечить равномерную запрессовку секций конденсатора по всей площади  $S = a \times b$  представляется проблематичным.

Это возможно путем применения специальных сжимающих устройств в направлении  $h$ , что ведет к существенному увеличению габаритов конденсаторов и увеличению индуктивности. При типовой технологии запрессовки секций в картонных или бумажных хомутах крайние секции будут менее сжаты, чем средние. И поэтому их емкость меньше чем у средних, как показывает опыт, до 20 %. Ясно, что у конденсатора с большим числом последовательно соединенных групп секций отклонение емкости крайних секций от номинального значения будет больше, чем у конденсатора с меньшим числом последовательно соединенных секций из-за разной толщины одной последовательной группы секций и, следовательно, разной степени запрессовки. Поэтому сравнение ресурсов конденсаторов с разным числом последовательно соединенных секций для этого случая следует проводить с учетом неодинакового значения отклонения по емкости.

2. Немаловажным обстоятельством является стоимость конденсатора, отнесенная к одному циклу заряд-разряд. Чем меньше это значение, тем выгоднее создание и использование такого конденсатора. При прочих равных условиях стоимости конденсаторов с разными количествами последовательно соединенных групп секций будут отличаться за счет разной стоимости бумаги и алюминиевой фольги. Стоимость бумаги в  $2,5 \div 3$  раза меньше стоимости фольги и поэтому уменьшение массы фольги при больших толщинах изоляции может существенно уменьшить стоимость конденсатора.

Приведем пример сравнительного анализа по выбору конструкции кон-

денсатора КИМ-120 на номинальное напряжение 53 кВ, емкостью 1,35 мкФ, с площадью поперечного сечения пакета секции  $S = 490 \times 600$  мм и толщиной пакета  $h = 90$  мм (условие  $a > 5h$  и  $b > 5h$  выполняется).

№ конструкции	1	2	3	4	5	6
Толщина диэлектрика, мм	60	80	100	120	140	160
n (на практике округляется до целого)	13,1	9,82	7,86	6,55	5,61	4,91
$\Delta C = 0$ , отношение ресурсов $M_i/M_2$	1,018	1,0	1,022	1,02	1,001	0,977
$\Delta C = 0$ , отношение ресурсов $M_i/M_2$ при $p = 0,5$ , $d_\phi = 30$ мкм	0,928	1,0	1,127	1,179	1,198	1,238
Отношение стоимости пакетов секций на 1 цикл заряд-разряд $\beta_i/\beta_2^*$ при $p = 0,5$	1,31	1	0,768	0,656	0,593	0,533
$\Delta C = 0$ , Отношение ресурсов $M_i/M_2$ , $d_\phi = 10$ мкм	1,23	1,0	0,916	0,844	0,784	0,731
$\Delta C = 0$ , Отношение ресурсов $M_i/M_2$ при $p = 0,5$ , $d_\phi = 10$ мкм	1,16	1,0	0,957	0,911	0,846	0,811
Отношение стоимости пакетов секций на 1 цикл заряд-разряд $\beta_i/\beta_2^*$ при $p = 0,5$	0,977	1,0	0,986	0,978	0,962	0,951
$\Delta C = 10$ %, Отношение ресурсов $M_i/M_2$	1,197	1,0	0,946	0,906	0,87	0,839
$\Delta C = 10$ %, Отношение ресурсов $M_i/M_2$ при $p = 0,5$ , $d_\phi = 10$ мкм	1,127	1,0	0,988	0,978	0,965	0,951
$\beta_i/\beta_2^*$ при $p = 0,5$	1,006	1,0	0,931	0,886	0,858	0,841
Жесткий вариант с учетом особенности $k_1 = k_2$	10	9	8	7	6	5
Отношение ресурсов $M_i/M_2$ , $d_\phi = 10$ мкм	1,067	1,0	1,056	1,114	1,176	1,225
Отношение ресурсов $M_i/M_2$ при $p = 0,5$ , $d_\phi = 10$ мкм	1,005	1,0	1,108	1,202	1,304	1,389
$\beta_i/\beta_2^*$ при $p = 0,5$	1,128	1,0	0,834	0,721	0,635	0,576

\*  $\beta_2$  – стоимость пакета конструкции 2;  $\beta_i$  – стоимость пакета конструкции  $i$  (стоимость 1кг бумаги – 13грн; 1кг касторового масла – 10грн; 1кг фольги – 33грн)

В таблице приведены основные данные сравнительного анализа 6 вариантов исполнения конденсатора КИМ-120 с различной толщиной диэлектрика.

Анализ результатов, приведенных в таблице, показывает, во-первых,

что в случае применения толстой фольги (30 мкм) ресурс для всех вариантов практически одинаков, если не учитывать надежность. Перерасчет к одинаковой надежности в этом случае, например, для среднего ресурса ( $P = 0,5$ ), приводит к увеличению ресурса с увеличением толщины диэлектрика даже при нулевом технологическом допуске по емкости. Причем, стоимость пакета секций также уменьшается с увеличением толщины диэлектрика. При применении тонкой фольги 10 мкм ресурс конденсатора уменьшается с увеличением толщины диэлектрика, как при нулевом так и при 10 % технологическом допуске при одной и той же надежности. Однако, стоимость пакета как и в случае толстой фольги уменьшается. С учетом особенности 1 (когда отклонение по емкости зависит от числа последовательно соединенных групп секций) применение секций конденсаторов с увеличенной толщиной диэлектрика предпочтительнее, когда отклонение по емкости у крайних секций в 1,75 и более раз больше, чем у секций, расположенных в середине пакета секций, при числе последовательно соединенных секций более 2. В таблице приведен пример расчета, когда отклонение по емкости у крайних секций составляет 10 %, а в средней части 5 %.

Сравнительный анализ выбора схемы соединения секций конденсатора КИМ-120 ( $E = 70$  кВ/мм) показал, что при применении толстой фольги (30 мкм), когда необходимо формировать большие импульсные токи, предпочтительнее применять варианты с большей толщиной диэлектрика даже при нулевом технологическом допуске. Физически это связано с тем, что уменьшается объем, занимаемый фольгой. Этот объем можно использовать для дополнительного размещения активного диэлектрика, то есть возможно снижение рабочей напряженности поля и увеличение ресурса. Следует заметить, что в случае применения меньших толщин диэлектрика с лучшими показателями по ресурсу, стоимость одного разряда конденсатора может оказаться большей, чем у конструкции с большей толщиной диэлектрика. В этом случае может оказаться выгоднее изготавливать конденсаторы с большей толщиной изоляции, но с меньшим значением ресурса.

В конденсаторе КИМ-120 применена алюминиевая фольга толщиной 30 мкм, поскольку конденсатор формирует импульсы тока большой амплитуды  $160 \div 180$  кА.

Внешний вид конденсаторов с большой толщиной диэлектрика представлен на рис. 3-8.

К такому классу импульсных конденсаторов (с большой площадью запрессовки) относятся КИМ-125 на 100 кВ, емкостью 1 мкФ у которого  $a = 490$  мм,  $b = 600$  мм,  $h = 90$  мм (рис. 5), КИМ-134 на 100 кВ емкостью 37 нФ, КИМ-131 на 100 кВ емкостью 5 нФ. КИМ-125 содержит восемь последовательно включенных групп секций с толщиной изоляции 0,144 мм и толщиной листа бумаги 12 мкм, толщина фольги 30 мкм.

Конденсатор КИМ-134 содержит 14 последовательно включенных групп секций с толщиной изоляции 120 мкм из бумаги КОН-2 8 мкм (рис. 7). Конденсатор КИМ-131 содержит 10 последовательно включенных групп секций с толщиной изоляции 120 мкм из бумаги КОН-2 10 мкм.

Конденсаторы КИМ-122 и КИМ-136 относятся к типу конденсаторов с нормальной площадью запрессовки. Соответственно содержат 90 и 66 последовательно включенных секций с толщиной диэлектрика 120 и 144 мкм.

Конденсаторы успешно выдержали приемо-сдаточные испытания, а конденсаторы КИМ-120 и КИМ-122 отработали заданный по ТЗ ресурс, без отказов и продолжают эксплуатироваться на установках предприятий-заказчиков.

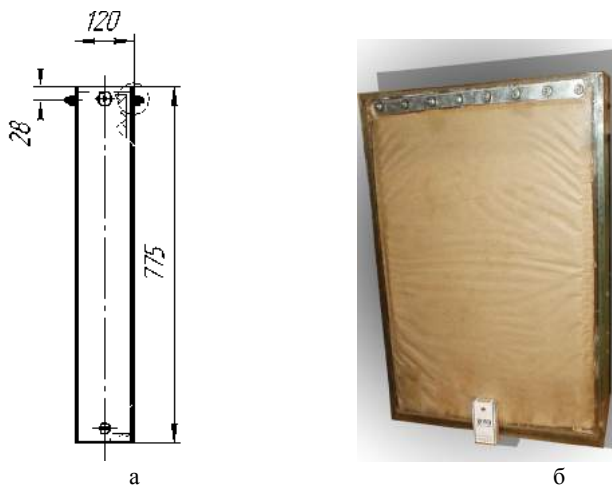


Рисунок 3 – Конденсатор КИМ-120: а – габаритные размеры, б – внешний вид

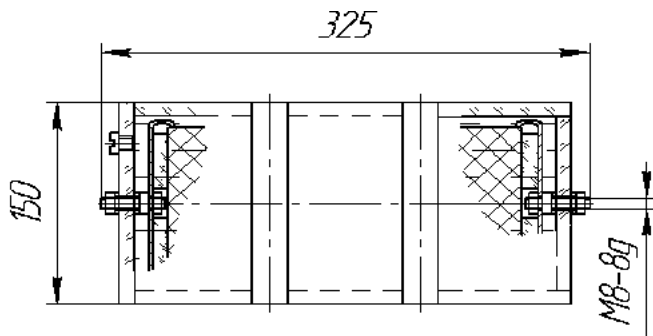


Рисунок 4 – Конденсатор КИМ-122, габаритные размеры

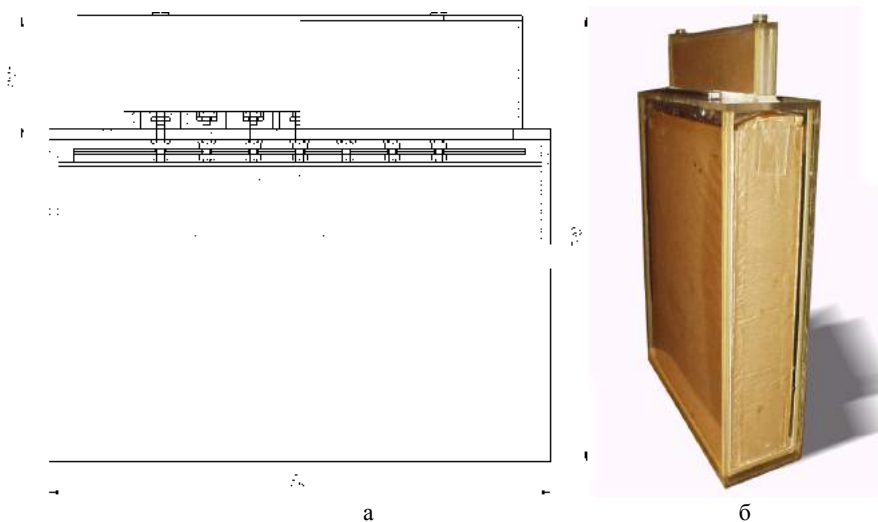


Рисунок 5 – Конденсатор КИМ-125: а – габаритные размеры, б – внешний вид

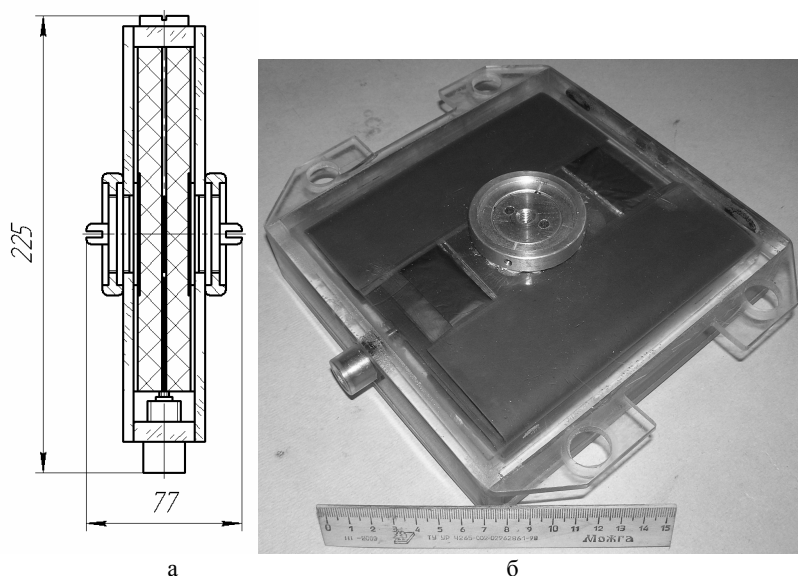


Рисунок 6 – Конденсатор КИМ-131: а – габаритные размеры, б – внешний вид

### Выводы.

1. При разработке и конструировании высоковольтных импульсных конденсаторов пластинчатого типа с большой площадью запрессовки после-

довательно соединенных секций толщину рабочей изоляции секций необходимо выбирать в диапазоне 100-160мкм и с меньшим числом последовательно соединенных секций.

2. Разработаны конструкции импульсных конденсаторов с увеличенной толщиной рабочей изоляции.

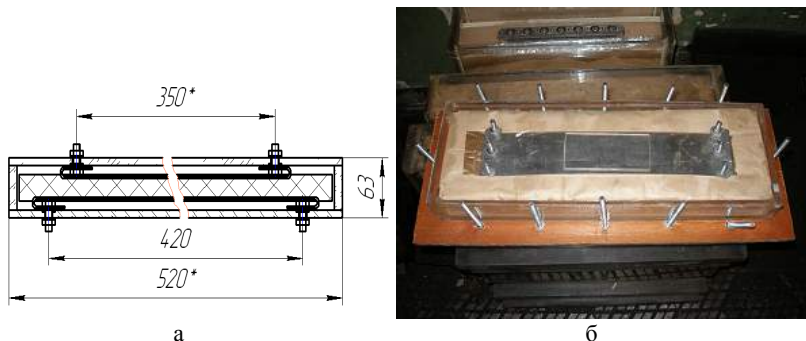


Рисунок 7 – Конденсатор КИМ-134: а – габаритные размеры, б – внешний вид в состоянии изготовления на прессующем приспособлении

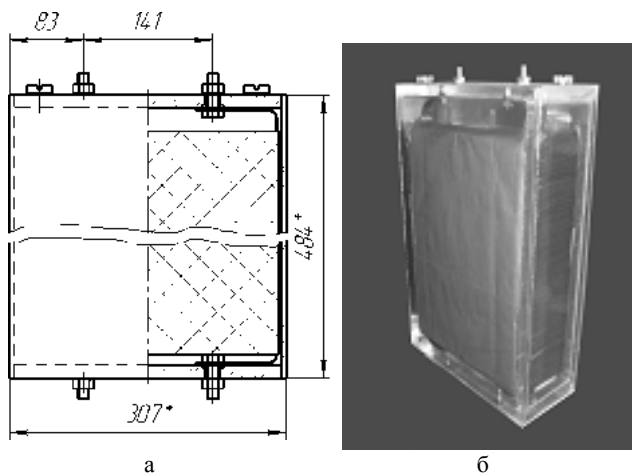


Рисунок 8 – Конденсатор КИМ-136: а – габаритные размеры, б – внешний вид

**Список литературы:** 1. Рудаков В.В., Дубийчук О.Ю., Рудаков С.В. Влияние технологического допуска по емкости на схему соединения секций высоковольтных импульсных конденсаторов // Вісник НТУ «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – Харків: НТУ «ХП». – №35. – 2004. – С.136-143. 2. Рудаков В.В., Дубийчук О.Ю. Экспериментальное определение показателей надежности секций конденсаторов с бумажно-касторовой изоляцией // Електротехніка і електромеханіка. – 2006. – №1. – С. 71-75.

Поступила в редколлегию 05.10.2006.



**А.М.ЕГОРОВ**, докт. физ.-мат. наук; **В.Б.ЮФЕРОВ**, докт. техн. наук;  
**О.С.ДРУЙ**; **В.А.СЕРОШТАНОВ**; **С.В.ШАРЫЙ**;  
**В.В.ЕГОРЕНКОВ**; **Е.В.РЫБАС**; **Р.С.ПРОСКУРНЯ**; Национальный  
научный центр «Харьковский физико-технический институт»

## **ИМПУЛЬСНЫЙ УСКОРИТЕЛЬ С ПЛАЗМОЭРОЗИОННЫМ РАЗМЫКАТЕЛЕМ ТОКА ДИН-2КМ**

Проведено попередні дослідження імпульсного електронного прискорювача з плазмовим перебивачем струму. Отримано осцилограми струму розряду ГІС та електронного пучка. Проведено розрахунок напруги розмикання струму ГІС.

Preliminary experiments have been carried out on the impulse accelerator with plasma circuit breaker of current. The oscillograms of discharge current of GCI and electron beams are released. The calculation of voltage breaking by GCI current are made.

**Постановка проблемы.** В работе [1] проведены исследования сильноточного плазменного коммутатора. На его основе созданы СВЧ-генераторы [2] и ускорители мощных наносекундных импульсов. Для различных научно-технических задач требуются малогабаритные ускорители. В свете этого проведена модернизация наносекундного сильноточного электронного ускорителя ДИН-2КМ. Модернизация проводится с целью снижения его массогабаритных параметров, повышения стабильности и улучшения рабочих характеристик [3, 4], в частности, повышения величины токового импульса, а также с целью перехода с электронной на ионную компоненту.

**Целью данной работы** является проведение предварительных экспериментов для определения рабочих характеристик ускорителя после его модернизации.

**Описание установки.** Импульсный ускоритель ДИН-2КМ представляет собой коаксиальный ускоритель с плазменным размыкателем тока (рис. 1). Цилиндрическая вакуумная камера выполнена из нержавеющей стали, внутри которой расположен полый катод 1. На расстоянии 8 мм от катода находится сетка-анод 3 (сетка из нержавеющей стали с прозрачностью 80 %). По внешнему радиусу вакуумной камеры, в средней ее части, расположен блок плазменных пушек 2. Он включает шесть 4-х электродных плазменных пушек планарного типа, размещенных по цилиндрической образующей с диаметром около 20 см и длиной 15 см, создающих плазму с помощью одновременного разряда и инъекции по радиусу в середину цилиндра. Разряд проходил по поверхности диэлектрика – оргстекла.

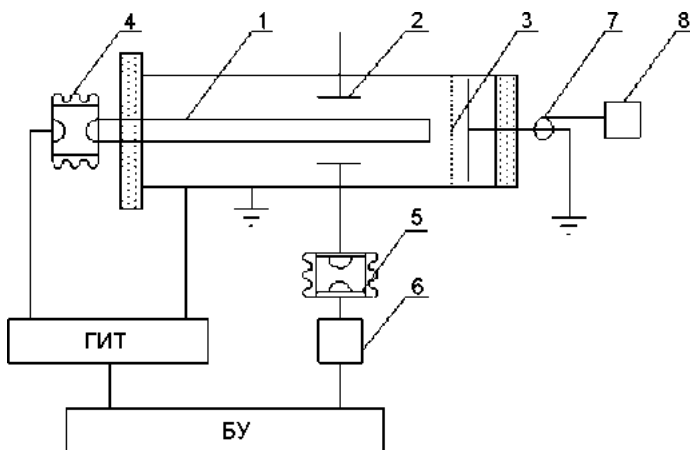


Рисунок 1 – Структурная схема ДИН:

1 – катод; 2 – плазменные пушки; 3 – анод-сетка; 4 – разрядник ГИТ;  
5 – разрядник плазменных пушек; 6 – конденсаторная батарея плазменных  
пушек; 7 – пояс Роговского; 8 – осциллограф

При подаче запускающего импульса на разрядник, конденсаторы, предварительно заряженные до одинакового напряжения разряжаются каждый через свою пушку. Суммарный ток – около 150 кА, длительность импульса – 7 мкс. Схема включения пушек и осциллограмма разряд представлены на рис. 2. Плотность плазмы в зазоре коаксиала при этих условиях, во время инъекции, была на уровне  $(3-4) \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ .

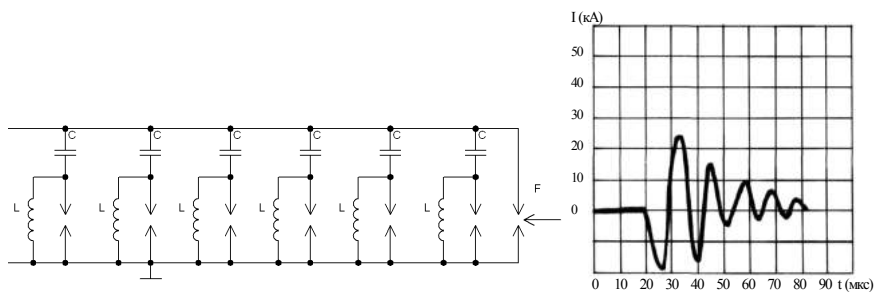
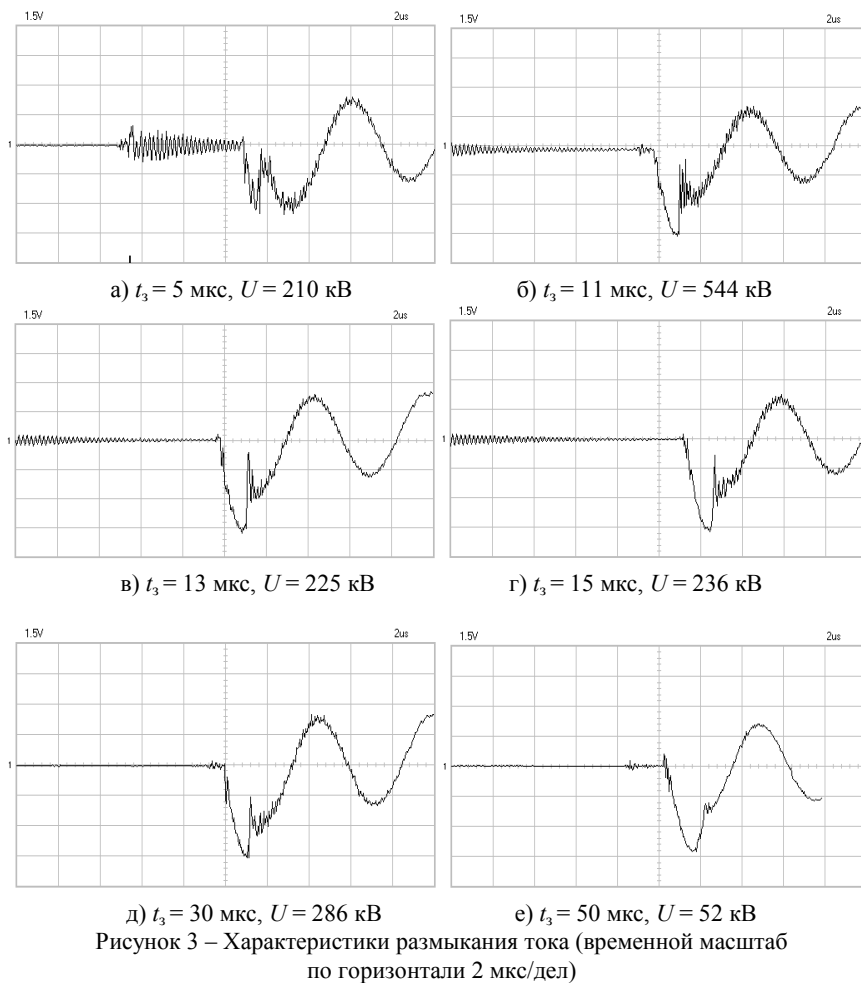


Рисунок 2 – Электрическая схема включения пушек в разрядный контур  
и осциллограмма тока одной пушки

В процессе модернизации установки была устранена система ведущего магнитного поля на коаксиале и увеличено число плазменных пушек.

**Принцип работы.** Плазма инжектируется в коаксиал через который с задержкой в несколько микросекунд пропускается ток ГИТа. При достиже-

нии максимальной величины тока ГИТа и, соответственно, накоплении энергии в индуктивном накопителе, срабатывает плазменный размыкатель тока и энергия, запасенная в индуктивности, переключается на вакуумный диод. Из-за высокой скорости разрыва тока появляется перенапряжение, превышающее первоначально приложенное в 3÷15 раз, при этом генерируется электронный пучок с током около 100 кА, диаметром около 3 см, напряжением около 300 кВ и длительностью тока пучка – 30÷70 нс.



Экспериментальные данные. На рис. 3 показаны типичные осциллограммы размыкания тока через плазменный ключ с различными задержками.

Для каждого графика указано так же максимальное напряжение  $U$  размыкания плазменного ключа.

На всех осциллограммах вблизи максимума тока наблюдается вертикальный сброс, характеризующий процесс размыкания плазменного ключа.

На рис. 4 представлена растянутая по времени осциллограмма, позволяющая определить величину  $dI/dt$  и рассчитать величину появляющегося на индуктивности напряжения  $U$ .

Методика расчета приведена для сигнала с задержкой 13 мкс, рис. 3.в. Напряжение на плазменных пушках – 13 кВ. Конденсаторная батарея ГИТ заряжалась до 25 кВ. Период разряда – 6 мкс. Максимальный ток ГИТ и индуктивность катода определяются:

$$I_{\max} = \frac{2\pi U_0 C}{T}; \quad L = \frac{T^2}{4\pi^2 C},$$

где  $U_0$  и  $C$  – зарядное напряжение и емкость батареи;  $T$  – период разряда.

Для данного сигнала  $I_{\max} = 78,5$  кА,  $L = 300$  нГн. Отношение максимального тока к току разрыва дает  $dI = 0,66 \cdot I_{\max}$ .

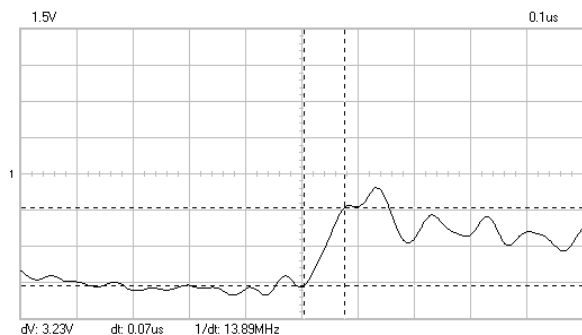


Рисунок 4 – Размыкание тока с задержкой 13 мкс (временной масштаб по горизонтали 0,1 мкс/дел)

Таким образом, напряжение на катоде  $U = L \frac{dI}{dt} = 225,6$  кВ. Коэффициент умножения – 9.

На рис. 5 представлены осциллограммы тока разряда и дифференциальный сигнал на коллектор (см. рис. 1 поз. 7) с пояса Роговского. Как видно ток пучка появляется в момент размыкания плазменного ключа при появлении скачка напряжения на индуктивности.

**Выводы.** Проведенная модернизация ускорителя ДИН-2КМ позволила

уменьшить массогабаритные параметры без ухудшения его рабочих характеристик а также повысить плотность плазмы и ток пучка. Ускоритель подготовлен для проведения работ с многозарядными ионами.

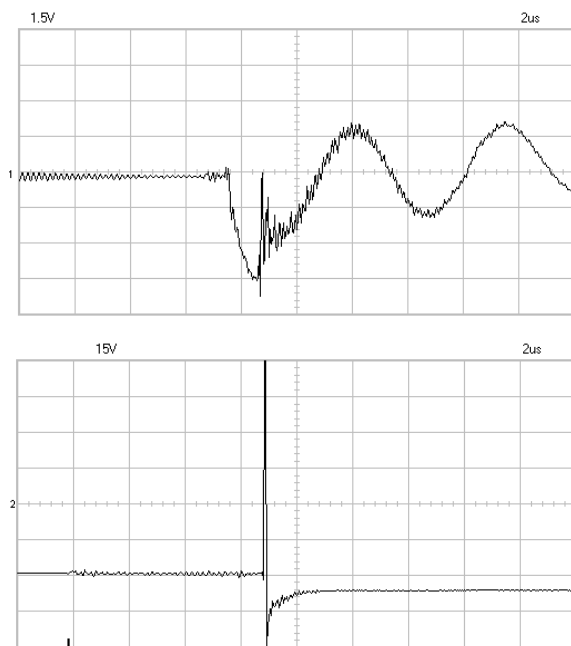


Рисунок 5 – Сигналы разряда ГИТ и тока пучка

**Список литературы:** 1. В.Г.Артюх, Е.И.Скибенко, Ю.В.Ткач, В.Б.Юферов Исследования сильноточного плазменного коммутатора // Препринт ХФТИ 89 - 28. – Москва ЦНИИ Атоминформ, 1989. 2. Б.М.Ковальчук, Г.А.Месяц Генератор мощных наносекундных импульсов с вакуумной линией и плазменным прерывателем тока // Препринт № 23. – Томск. Томский филиал СО АН СССР, 1995. 3. В.Г.Артюх, Е.И.Скибенко, Ю.В.Ткач, В.Б.Юферов Плазменно-вакуумные характеристики быстродействующего коммутатора тока // Препринт ХФТИ 94 - 12. – Харьков, 1994. 4. В.Г.Артюх, Е.И.Скибенко, Ю.В.Ткач, В.Б.Юферов Исследование возможности стабилизации характеристик быстродействующего плазменного коммутатора тока // УФЖ. – 1995. – Т. 40, № 8. – С. 805.

*Поступила в редколлегию 25.10.2006.*

**В.Б.ЮФЕРОВ**, докт.техн.наук.; **О.М.ШВЕЦ**; **О.С.ДРУЙ**;  
**Д.В.ВИННИКОВ**; **В.А.СЕРОШТАНОВ**; **С.В.ШАРЫЙ**; Национальный  
технический институт «Харьковский физико-технический институт»

## **ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ИСТОЧНИК СЕПАРАТОРА ЭЛЕМЕНТОВ ДИС**

Запропоновано технологію з очищення відпрацьованого ядерного палива. Описано сценарій здійснення експерименту. Визначено основні параметри плазмового ВЧ-джерела. Представлено діючі плазмові антени та система діагностики. Відображено результати попередніх експериментів. Окреслено коло питань.

The technology of refinement of nuclear waste is proposed. The scenario of carrying out of experiment has been described. The main parameters of HF plasma source are determined. The active plasma antennas and the system of diagnostics are presented. The results of prior experiments are represented. A number of problems have been described.

**Постановка проблемы.** За год на Украине образуется 350 т отработанного ядерного топлива (ОЯТ), со средним молекулярным весом 90 г/моль. В процессе выгорания топлива в ТВЭЛах образуется практически вся таблица Менделеева. При этом максимумы распределения по элементам располагаются в диапазоне масс 233-240, 120-130, 85-90, 16, то есть исключая кислород, элементы, в своем большинстве, имеют отношения масс 3/2/1 (см рис. 1, [1]). При коэффициенте выгорания около 10 %, которое достигнуто в современных реакторах, в топливном элементе, содержащем  $UO_2$ , появляется около 20 % других элементов.

В настоящее время ни одна страна мира не имеет полностью замкнутого топливного ядерного цикла. Все топливные циклы не замкнуты в том смысле, что ОЯТ отправляется на вечное хранение. В то время как из него необходимо удалить около 20 % продуктов деления урана и т.о. восстановить ядерное топливо. Но проводить очистку ОЯТ в тех же системах, на которых проходило обогащение урана невозможно из-за его высокой активности: слишком велики будут площади с высокой активностью. Это возможно делать на системах с высоким коэффициентом обогащения однопроходного типа – электромагнитных сепараторах, где весь процесс, идущий с, приблизительно, 100 % разделением происходит за один цикл [2,3]. Но современные электромагнитные сепараторы малопроизводительны и слишком энергоемки. Для очистки ОЯТ их производительность должна быть увеличена в 100-1000 раз, а энергозатраты сокращены в 10-50 раз. И то и другое должно быть возможно для сепараторов нового поколения: Поверхность отбора частиц должна быть увеличена в  $10^3$ - $10^4$  раз, а ускоряющее напряжение уменьшено с  $3 \cdot 10^4$  В до, приблизительно, 1 кВ и ниже.

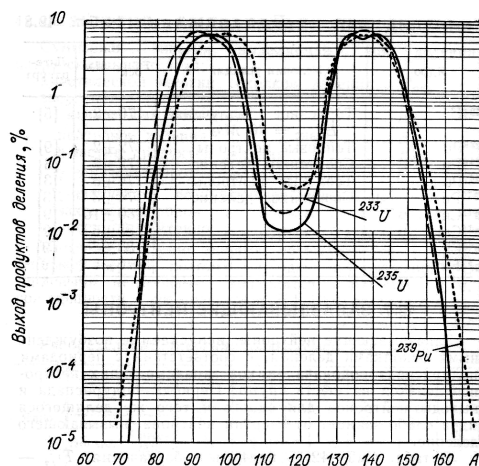


Рисунок 1 – Зависимость выхода продуктов деления  $^{233}\text{U}$ ,  $^{235}\text{U}$ ,  $^{239}\text{Pu}$  под действием тепловых нейтронов от массового числа А. (для  $^{233}\text{U}$ ,  $^{239}\text{Pu}$  приведены независимые выходы, для  $^{235}\text{U}$ , дан полный выход)

**Цель экспериментов.** Задача экспериментов на демонстрационно-имитационном плазменном сепараторе (ДИС) заключается в разработке физических основ методов обработки ОЯТ с целью отделения топлива от осколков деления, определения возможных энергетических величин, которые в настоящее время допустимы для 1 моля – 30-100 кВт/ч, или  $1-3 \cdot 10^3$  эВ/атом. На первом этапе выбрана смесь  $\text{Xe-Kr-Ar-N}_2$  с отношением масс 3/2/1 для тяжелых элементов и процентным содержанием, соответственно, 40, 5, 5 и 50%, являющаяся моделью ОЯТ. Возможен выбор и других масс, например, металлов  $\text{Pb-Bi}$ ,  $\text{Pb-Sn}$ ,  $\text{Bi-Sn-Fe}$  или др.

Выбор моделирующих материалов ОЯТ определяется не только магнитно-вакуумной системой и системой диагностики, но еще и наличием плазменного источника (ПИ) с параметрами, удовлетворяющими требованиям эксперимента. Поэтому при создании сепараторов одной из основных задач является выбор ПИ и его рабочих параметров. Они будут определять параметры плазмы в сепараторе, а, следовательно, и выбор параметров магнитной и вакуумной систем. В [2] была выбрана магнитная система и ее конфигурация, первой моделью ПИ выбран ВЧ-источник, эксперименты с которым приводятся здесь.

**Сценарий плазменного эксперимента.** Как указывалось в [4], трехкомпонентная плазма из плазменного источника двигается вдоль силовых линий убывающего магнитного поля. При включении радиального электрического поля  $E_r$ , плазма начинает вращаться в скрещенных радиальном электрическом поле  $E$  и

аксиальном магнитном поле  $H$  с частотой  $\omega_E \approx E/H$ . При достижении условия  $\omega_E \approx \omega_{CI}/2$ , где  $\omega_{CI}$  – циклотронная частота иона массой  $\mu_i$ , в магнитном поле  $H$  происходит ускорение резонансных ионов [5,6], благодаря чему может достигаться пространственное выделение ионов  $Xe$  из трехкомпонентной плазмы (следует заметить, что в процессе нарастания электрического поля ускорение может последовательно происходить и на кратных частотах:  $\omega_{CI}/8$ ,  $\omega_{CI}/4$ ,  $\omega_{CI}/2$ ). Резонансно ускоренные ионы  $Xe$  должны выйти из плазмы на стенки вакуумной камеры в кольцевой области 13, см рис. 2.

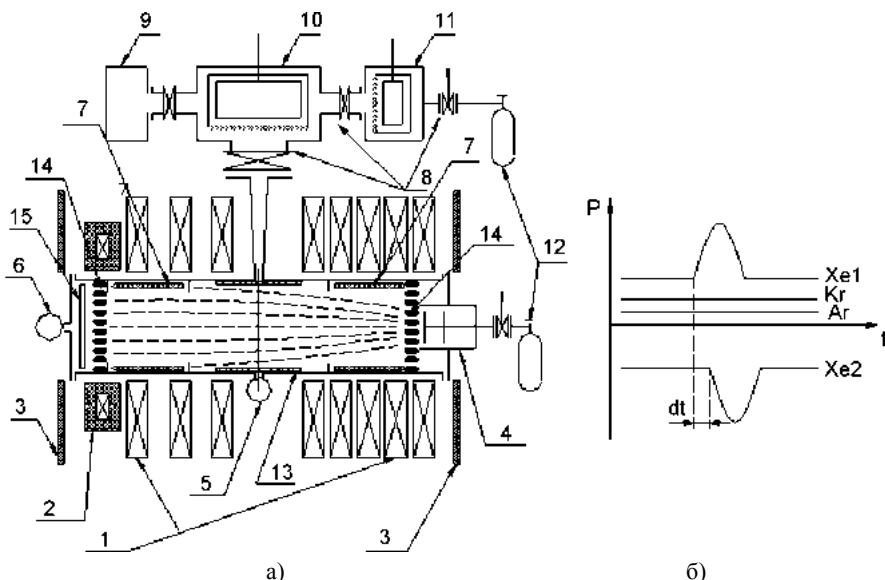


Рисунок 2 – Схематический вид установки ДИС (а) и ожидаемые зависимости выхода ионов  $Xe$  на многосеточных зондах, располагаемых в центральной области-13 и на торце системы, 15, при импульсном включении  $E_r$  (б):

1,2,3 – соленоиды для создания определенной конфигурации магнитного поля и магнитные экраны; 4 – плазменный источник; 5,6 – магнитные анализаторы нейтральной и ионной компонент плазмы; 7 – крионасосы для откачки смеси  $Xe-Kr-Ar$ ; 8 – вакуумные клапана; 9 – высоковакуумный диффузионный насос с азотной ловушкой; 10 – насос-накопитель для откачки смеси; 11 – крионасос-компрессор, для закачки смеси в баллоны 12; 13 – кольцевая область на внутренней поверхности вакуумной камеры, куда должны выходить ионы  $Xe$ ; 14 – система формирования радиального электрического поля, 15. – трехсеточный зонд

Ожидаемое место прихода ионов  $Xe$  на стенку камеры находится приблизительно на ее середине, то есть в 700-900 мм от плазменного источника. При ожидаемых параметрах плазмы:  $n_i \approx 10^{11} \text{ см}^{-3}$ ,  $T_i \approx 100 \text{ эВ}$ ,  $T_e \approx 10 \text{ эВ}$ ,  $H \approx 2 \text{ кЭ}$ , согласно выражениям:  $r_{ci} = v_{Ti} / \omega_{CI}$  и  $r_{ce} = v_{Te} / \omega_{Ce}$ , величины лармо-



ровских радиусов ионов ксенона и электронов будут:  $r_{ci} \approx 5-6$  см,  $r_e \approx 10^{-3}$  см. Учитывая соотношение радиуса плазмы  $R$  и ларморовского радиуса ионов ксенона  $R/r_{ci} \approx 3$  и разность фаз ионов, на магнитной силовой трубке, приблизительно  $\pi$ , продольный размер области выхода ионов ксенона может составлять около  $3 \cdot r_{ci}$ , то есть 15-20 см для цилиндрической плазмы. В случае тубчатой плазмы она может составлять 5-10 см.

**Система ВЧ-питания.** Как указывалось, первой моделью ПИ в предварительных имитационных экспериментах являлся ВЧ плазменный источник, работающий в квазистационарном режиме. Основные требования к ПИ сепаратора ДИС: получение плазмы с плотностью  $10^{10}-10^{13}$  см<sup>-3</sup>, либо в стационарном, либо в квазистационарном режиме, с температурой ионов 10-100 эВ и электронов до 10 эВ.

Плазменный ВЧ-источник представляется оптимальным для конечной цели развития программы работ, поскольку позволяет создавать плазму из любых элементов в любом состоянии, что характерно для ОЯТ, поскольку ТВЭЛ представляет собой металлическую трубку (цирконий), внутри которой расположена керамика – таблетки  $UO_2$ . Разряд начинается на металле с помощью инертного газа, который вначале начинает его распылять. В процессе ионной бомбардировки керамика нагревается и становится электропроводящей и далее возможен процесс самораспыления.

Электрическая схема питания ВЧ-источника представлена на рис. 3

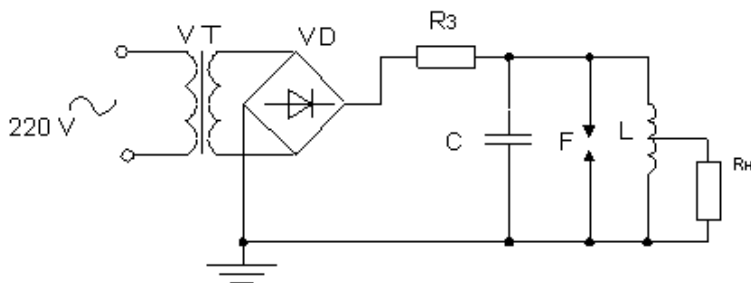


Рисунок 3 – Электросхема питания ВЧ-источника

Эта схема позволяет получать большую ВЧ-мощность, что необходимо из-за значительного объема плазменной системы. Вид токовых импульсов представлен на рис. 4.

Частоту следования высокочастотных импульсов можно определить по формуле:

$$F = \frac{1}{2 \cdot R_3 \cdot C}$$

Собственная частота разрядного контура:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Для представленного ВЧ источника частоты составляли:  $F = 280$  Гц и  $f = 340$  кГц. Запасаемая энергия в конденсаторной батарее  $W = 0,24$  Дж. Таким образом, средняя мощность ПИ:  $P = F \cdot W = 67,2$  Вт.

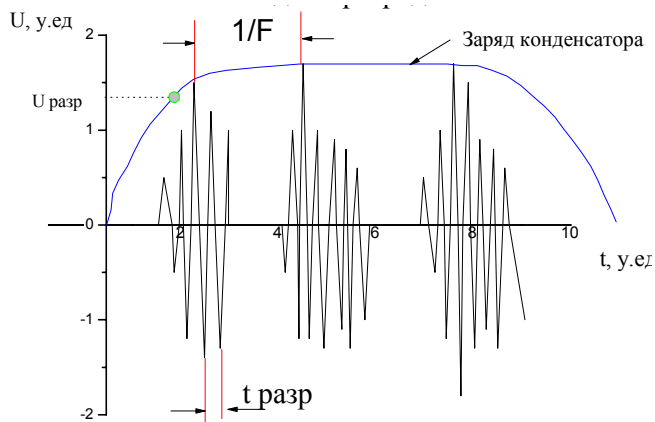


Рисунок 4 – Токовые характеристики ВЧ разряда

**Действующие системы электродов.** В ходе проведенных экспериментов были использованы несколько систем электродов, однако наилучшие результаты дала емкостная система, представленная на рис. 5. Очевидно, ее согласование с нагрузкой было более эффективно.

**Система диагностики.** На первом этапе включает два многосеточных электростатических зонда, располагаемых в центральной части камеры, области 13, и в ее торце – 15. Первый зонд должен определить осевое распределение уходящих ионов ксенона, создаваемый плазменным ВЧ источником, в момент возникновения резонансных условий. Он состоит из экранирующего корпуса, регистрирующих коллекторов и двух сеток. Длина корпуса, сеток и коллектора 350 мм, ширина 50 мм, высота бортов 35 мм, корпус выполнен из немагнитной стали. Сетки выполнены из латуни с шагом 0,05 мм.

На верхнюю сетку подается отрицательный потенциал для отсеки электронов, вторая сетка служит для определения распределения ионов по энергии. Напряжение на сетках может изменяться от 0 до  $\pm 600$  В. Каждая пластина коллектора соединена через переключатель и измерительное сопротивление с землей.

Данный коллектор позволяет определять только поперечную компоненту энергии ионов плазмы. Для определения продольной компоненты, равно как и поперечной, был изготовлен трехсеточный зонд, который располагается на торцовом фланце установки, в месте прихода плазменного потока на стенку.

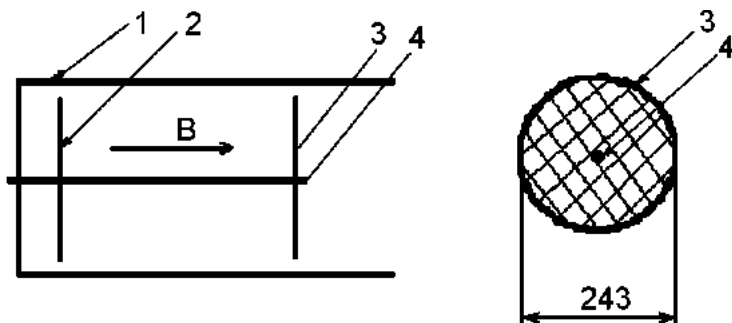


Рисунок 5 – Система электродов ВЧ источника: 1 – корпус камеры; 2 – дисковый электрод; 3 – электрод-сетка; 4 – стержневой электрод

Предварительные эксперименты по созданию плазмы с помощью ВЧ источника показали, что не все антенны позволяют создать плазму при заданных вакуумных условиях, эквивалентных давлению нейтрального газа на уровне  $1 \cdot 10^{-4}$ - $1 \cdot 10^{-5}$  Торр, которое, по нашему мнению, необходимо для сохранения постоянного и заданного элементного состава сепарируемой смеси. Изменение состава смеси может происходить за счет процессов перезарядки ионов плазмы на газовой мишени. Эта газовая мишень сопутствует плазме и возникает из-за частичной ионизации смеси в плазменном источнике. В то же время фотосъемка плазменного разряда вдоль оси системы, при вакуумных условиях в области давлений на порядок более низких, то есть  $1 \cdot 10^{-3}$ - $1 \cdot 10^{-4}$  Торр (см. рис. 6), показала ожидавшиеся картины плазменного эксперимента по разделению элементов. Как уже указывалось выше, выход резонансных ионов на стенки плазменной камеры вдоль оси магнитной системы должен происходить в кольцевых областях, располагающихся вдоль оси магнитной системы в областях, где величины электрического и магнитного поля соответствуют резонансным условиям. В настоящее время мы не считаем возможным однозначно трактовать полученный результат. Необходимы дополнительные эксперименты.

**Обсуждение результатов эксперимента и выводы.** (Следует заметить, что черно-белое изображение на рисунке значительно уступает в качестве цветному изображению). Темный круг в центре – ВЧ-антенна. Яркое свечение вокруг него – плазма, выходящая из ВЧ источника. Далее на всех шести фото видны темная и светлые окружности, располагающиеся в камере в разных

сочетаниях. Следует отметить некоторые пространственные ориентиры. Темная окружность это кольцевое отверстие для вакуумной откачки, расположенное в центре вакуумной системы, на расстояниях около 850 мм от обоих торцов системы и имеющее ширину около 20 мм. Светлые окружности – это предполагаемые места прихода ионов на стенки вакуумной камеры, ширина этих областей-колец 5-10 см. Для однозначного ответа необходимо идентифицировать сорт ионов, связанный со свечением этого кольца. Как видно, кольца смещаются вдоль оси при изменении величины магнитного поля. Плазменные кольца появляются в точках зоны однородности, где величины магнитного поля одинаковы. В то же время во всех этих случаях плазма не достигала противоположного торца системы.

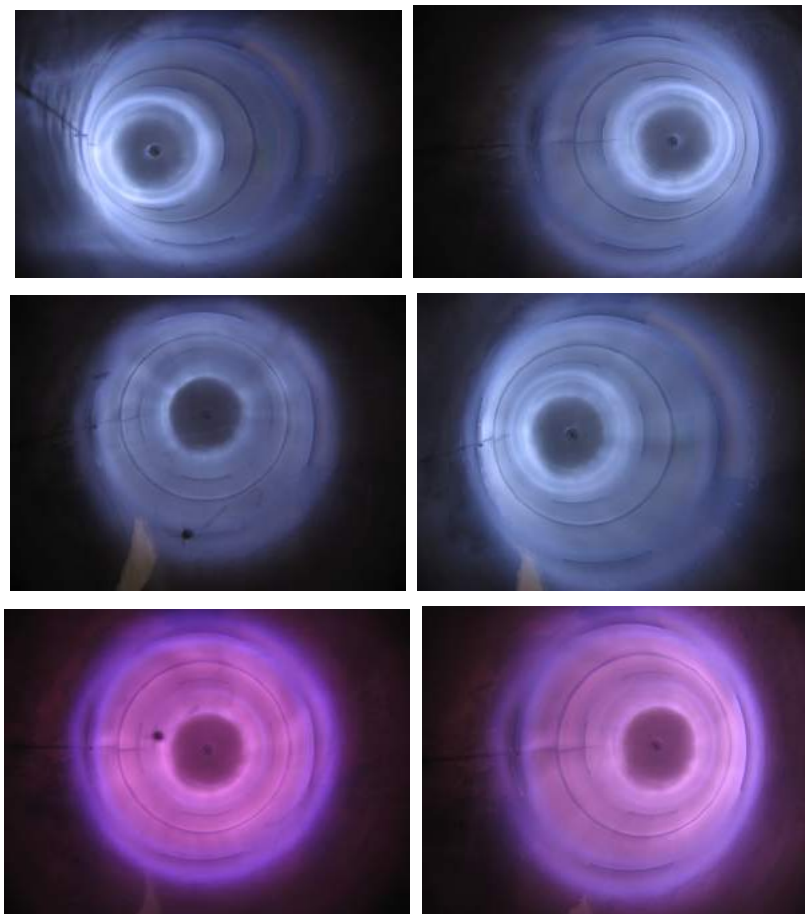


Рисунок 6 – Фото плазменных ВЧ-разрядов вдоль оси системы

Эксперименты показали, что создавая плазму с приемлемыми параметрами в нужных вакуумных условиях ВЧ источник создает мощные ВЧ помехи, препятствующие диагностированию процесса сепарации с помощью электростатических зондов всех модификаций. Поэтому в условиях этого предварительного эксперимента регистрация велась только оптическим методом, не чувствительным к помехам. Очевидно, что для подавления ВЧ помех необходимы дополнительные работы. Идентификация сорта ионов в области светящихся колец возможна с помощью методов элементного анализа поверхностей.

**Список литературы:** 1. *И.К.Киконин* Таблицы физических величин. Справочник. – М.: Атомиздат, 1976. 2. *A.Litvak, S.Agnev, F.Anderegg and others* Archimeds Plasma Mass Filter // 30<sup>th</sup> EPS Conference on Contr. Fusion and Plasma Phys., St. Petersburg, 7-11 July 2003 ECA. – Vol. 27A, O-1.6A. 3. *S.Putvinsk, A F.Agnev, B.P.Cluggish, T.Ohkawa and other* Archimedes Mass Filter Vaporizer. American Physical Society, 43rd Annual Meeting of the APS Division of Plasma Physics October, 29 – November, 2, 2001 Long Beach, California, abstract #KP1.053. 4. *А.Н.Довбня, А.М.Егоров, В.Б.Юферов и др.* Сравнительный анализ проектов плазменных сепараторов изотопов с колебаниями на циклотронных частотах // Вопросы атомной науки и техники. – 2004. – № 4. – Серия: Плазменная электроника и новые методы ускорения (3). – С. 323-325. 5. *А.М.Рожков, К.Н.Степанов и др.* Исследование возбуждения ионно-циклотронных колебаний в плазме, находящейся в скрещенных электрическом и магнитном полях // Физика плазмы и проблемы управляемого термоядерного синтеза. – «В.1. Наукова Думка». – Киев. – 1971. – С. 14-18. 6. *А.М.Рожков, К.Н.Степанов, и др.* Резонансная циклотронная неустойчивость во вращающейся плазме // Физика плазмы и проблемы управляемого термоядерного синтеза. – «В.3. Наукова Думка». – Киев. – 1972. – С. 193-202.

*Поступила в редколлегию 15.11.2006.*

УДК 537.528:537.529

**В.С.ГЛАДКОВ**, канд.техн.наук; **Л.В.ВАВРИВ**, канд.фіз.-мат.наук;  
**О.А.ГУЧЕНКО**; **О.В. ШЕСТЕРІКОВ**; НТУ «ХПІ»

## **МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РУЙНУВАННЯ БЕТОНУ ПРИ ДІЇ ІМПУЛЬСІВ НАПРУГИ НАНОСЕКУНДНОГО ДІАПАЗОНУ**

Запропоновано математичну модель руйнування бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону. Модель базується на механізмі електричного пробоя бетону за рахунок розвитку розряду в повітряних порах бетону внаслідок розвитку перегрівної несталості в плазмі стримерного каналу. Модель, що пропонується, дозволяє визначати склад продукту руйнування, який утворюється в результаті електричного пробоя бетону, як функцію параметрів генератора імпульсів напруги, характеристик матеріалу та тривалості фронту імпульсу напруги.

A mathematics model for breaking the concrete by action of the nanosecond voltage pulses has been offered. This model is based on a mechanism of electric breakdown of a concrete caused by the development of a discharge in the air concrete pores due to the superheat unsteadiness in plasma of a

streamer channel. The offered model allows for the determination of a composition of a crushed product that results from the electric concrete breakdown as a function of parameters of the voltage pulses generator, material characteristics and voltage pulse front duration.

Метою роботи є розробка математичної моделі руйнування бетону при дії наносекундних імпульсів напруги.

Побудування математичних моделей руйнування, як відомо, проводиться двома шляхами:

- створенням феноменологічних моделей, які не враховують фізичних явищ, але дають зв'язок вхідних та вихідних параметрів;
- створенням кінетичних моделей, котрі враховують основні фізичні явища і дозволяють в будь-який момент часу описати стан системи.

Перші типи моделей прив'язані, як правило, до конкретної конструкції апарату та виду сировини. Хоч такі моделі дозволяють якимось вирішувати питання оптимізації конкретного процесу руйнування в заданих діапазонах зміни факторів, що варіюються, але не дозволяють вирішувати загальні завдання. Треба відмітити, що особливістю електроімпульсного руйнування є його дискретний характер, який зв'язаний з імпульсною передачею енергії середовищу, тому для опису характеристик руйнування найбільш прийнятним є кінетичний підхід, коли кожна одинична дія викликає дискретну зміну стану середовища. В [1] вперше була висловлена думка, що електроімпульсне руйнування слід розглядати, як сукупність стрибкоподібних випадкових процесів.

У [2] розроблено математичну модель дезінтеграції (дрібнення) матеріалів, в якій можна виділити такий ланцюжок явищ:

- формування в робочому об'ємі ланцюжка шматків, які мають найбільшу імовірність електричного пробоя (функція відбору);
- руйнування кожного елемента ланцюжка на окремі осколки, що приводить до зміни гранулометричного змісту середовища (функція розлому);
- виведення з процесу руйнування частини осколків, у яких максимальні розміри визначаються вимогами технології (функція відсіву).

На базі розгляду конкретних явищ цих функцій був розроблений алгоритм розрахунку кінцевих показників електроімпульсного дрібнення (дезінтеграції) матеріалів [2].

Використати в нашому випадку розробки моделі електроімпульсної дезінтеграції, що наведені у [2], неможливо, бо вони цілком базуються на дрібненні осколків матеріалів (гірських порід) з потрібним гранулометричним складом. У нашому випадку треба розглядати електроімпульсне руйнування великого шмату бетону, а не ланцюжка осколків, і не треба розглядати явища, які зв'язані з функціями відбору та відсіву, бо нам не висуваються якісь вимоги щодо гранулометричного складу осколків бетону. На наш погляд, математичну модель руйнування бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону треба розробляти з урахуванням тільки функції розлому.

Узявши до уваги особливість вихідного продукту для електроімпульсного руйнування (монолітність, сталість властивостей та обмежений розмір), для розробки моделі руйнування може бути використана гідродинамічна модель процесу [2]. При цьому треба враховувати особливості створювання каналу розряду та виділення в ньому енергії при електричному імпульсному пробі матеріалу імпульсами напруги наносекундного діапазону. Увесь процес ділиться на дві фази – виділення енергії в каналі розряду та передача її середовищу, яке руйнується. При цьому можна вважати, що передача енергії середовищу відбувається за час, який близький до  $\Delta t = 0$  відносно процесу руйнування.

При розробці моделі були зроблені такі припущення:

- за час виділення та передавання енергії середовищу ніяких реальних деформацій та відповідно руйнувань у ньому не встигає відбуватися, але кожна точка середовища здобуває відносну початкову швидкість, що характерно для рухливого нестислого середовища, тому середовище, що руйнується у першій фазі процесу моделюється рухливим нестислим середовищем при постійній його густині  $\rho = \text{const}$ ;
- енергія, що передається середовищу, відповідає енергії, що виділяється у каналі розряду за час дії фронту імпульсу розрядного струму ( $T/4$ ) в колі «джерело імпульсів-навантага» (у цьому діапазоні часу досягають максимальної швидкості наростання потужності в каналі розряду та його максимальний діаметр за рахунок руху стінки каналу розряду, при цьому енергія, що виділяється у наступний проміжок часу у каналі розряду, не створює суттєвих навантажень в об'ємі матеріалу, бо вона витрачається на плавлення стінок каналу розряду та видування з нього плазми кризь гирло);
- відповідальним за руйнування (друга фаза) є ударний зсув, який виникає за рахунок різниці початкових масових швидкостей в об'ємі матеріалу [3].

Як критерій руйнування використовується енергетичний критерій, виражений через критичну швидкість [4,5,6]

$$v_{кр} = \frac{\delta_s}{\sqrt{E\rho}}, \quad (1)$$

де  $\delta_s$  – межа міцності на стиск (для першої фази) та межа міцності на розтягування (зона розтріскування) з урахуванням динамічного характеру прикладання навантажень [7],  $E$  – модуль пружності,  $\rho$  – густина середовища.

Основне призначення математичної моделі – визначення процесу руйнування, який створився в результаті електричного пробі матеріалу, як функції параметрів генератора імпульсних напруг (розрядної ємності  $C$ , індуктивності контуру розряду  $L$ , амплітуди імпульсу напруги  $U_{\text{макс}}$ , властивостей матеріалу та геометрії об'єкта, що руйнується).

Електроімпульсне руйнування зв'язане з електричним пробоем матеріалу, при цьому товщина матеріалу  $\ell$  значно більше радіусу каналу розряду  $R_0$  ( $R_0 \ll \ell/2$ ), тому треба розглядати тільки циліндричну симетрію джерела навантаження. Зв'язок параметрів джерела імпульсів з розподілом миттєвих масових швидкостей у матеріалі при електричному пробі в [2] знайдено із умов на межі стінки каналу розряду при її максимальній швидкості руху ( $r = R_0$ ). Використовуючи вираз для швидкості руху стінки вибухової камери у гідродинамічній моделі [8] та швидкості руху стінки каналу розряду [9], у [2] був одержаний вираз для середньоімовірного розміру осколку при електричному пробі матеріалу

$$\tilde{a} = \sqrt{3\pi}^{3/2} z \frac{r^2 v_{кр}}{\rho \ell U_{\max}} \frac{A}{\omega} \frac{\xi^{1/2}}{\omega^{1/2}}, \quad (2)$$

де  $r$  – поточний радіус,  $v_{кр}$  – критична швидкість,  $A$  – параметр енергетичної дії,  $A = \frac{1}{2} v_{кр} R_0 \ell$ ,  $\xi = \frac{(4r^2 + \ell^2)^3}{48r^4 + 12r^2 \ell^2 + \ell^4}$ ,  $z$  – хвильовий опір кола розряду,  $z = \sqrt{L/c}$ ,  $\rho$  – густина середовища,  $\ell$  – товщина матеріалу,  $U_{\max}$  – амплітуда імпульсу напруги,  $\omega$  – кутова частота,  $\omega = 2\pi / 4t_{фр}$  (у нашому випадку відповідає тривалості фронту  $t_{фр}$  наносекундного імпульсу напруги),  $R_0$  – радіус стінки каналу розряду.

Розглядаючи (2), можна зробити висновок, що розміри середньоімовірного осколку (за усіх інших умов) залежать від  $U$  та  $\omega$ , тобто від амплітуди та форми імпульсу напруги наносекундного діапазону.

У [10,11] показано, що електричний пробій бетону обумовлений електричним пробоем повітряних пор на межі «бетон-щебінь», «пісок-розчин цементу», «розчин цементу-металева арматура» та і у самому розчині. Тому в [12] було запропоновано механізм електричного пробію бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону за рахунок електричного пробію у повітряних проміжках внаслідок перегрівної несталості в плазмі стримерного каналу. Цілком зрозуміло, що розрахунок  $\tilde{a}$  в цьому випадку може бути зв'язаний тільки з розрахунками напруги електричного пробію повітряних прошарків у бетоні при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону [12] при урахуванні усіх інших складових процесу руйнування.

Запропонована математична модель руйнування бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону урахує параметри генератора імпульсів напруги, механічні характеристики бетону, амплітудно-часові параметри імпульсу напруги, а також розвиток електричного пробію в повітряних порах бетону внаслідок перегрівної несталості у плазмі стримерного каналу. Математична модель руйнування бетону, що пропонується, може стати основою для створення інженерної методики розрахунку ефективності руйнування бетону.



**Список літератури:** 1. Волков Ю.В. О кинетическом и феноменологическом подходе к теории разрушения // Техника высоких напряжений. – Томск, Изд. ТГУ, 1978. – С. 124-127. 2. Курец В.И., Усов А.Ф., Цукерман В.А. Электроимпульсная дезинтеграция материалов. – Апатиты, Изд. РАН. – 2002. – 325 с. 3. Николаевский В.Н. Обзор: земная кора, дилатансия и их математические модели // Механика очага землетрясения. – М., «Мир», 1982. – С. 133-215. 4. Власов О.Е. Основы теории взрыва. – М., Изд. ВИА, 1957. – 408 с. 5. Лаврентьев Н.А., Шабат Б.В. Проблемы гидродинамики и их математические модели. – М., «Наука», 1977. – С. 407. 6. Олевский В.А. Характеристики крупности продуктов измельчения и классификации // Обогащение руд. – М., 1958. – №3. – С. 14-23. 7. Алексеева Т.И., Алексеев А.А. К вопросу о нормальности распределения некоторых параметров дробления электрическими импульсными разрядами // Высоковольтная импульсная техника. – Чебоксары, Изд. гос. ун-та, 1976. – Вып. 3. – С. 89-94. 8. Лаврентьев Н.А. Кумулятивный заряд и принципы его работы // Успехи математических наук. – М., 1957. – Т. 12, вып. 4. – С. 41-57. 9. Семкин Б.В., Усов А.Ф., Курец В.И. Основы электроимпульсного разрушения материалов. – Апатиты, Изд. КНЦ РАН, 1995. – 276 с. 10. Куперитох А.П., Stamatelatos С.Р., Agoris D.P. Моделирование частичных разрядов в твердых диэлектриках на переменном напряжении // Сб-к XII Межд. шк. «Физика импульсных разрядов в конденсированных средах». – Николаев, 2005. – С. 59. 11. Танбаев Ж.Г. Импульсная электрическая прочность бетона в дециметровых промежутках // Сб-к «Изоляция высоковольтных электрофизических установок», Томск, 1988. – С. 55. 12. Гладков В.С., Яковенко И.В., Про можливі механізми електричного розряду в товщі бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону // «Вестник НТУ «ХПИ». – Харьков. – 2006. – №17. – С. 152-161.

*Надійшла до редколегії 25.09.2006*

УДК 537.528:537.529

**В.С.ГЛАДКОВ**, канд. техн. наук; **О.А.ГУЧЕНКО**;  
**О.В.ШЕСТЕРІКОВ**; НТУ «ХПІ»

## **ВПЛИВ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОДІВ НА РУЙНУВАННЯ БЕТОНІВ ЕЛЕКТРОІМПУЛЬСНИМ СПОСОБОМ**

Приведено основні види руйнування бетонів при застосуванні різних систем електродів. Розглянуто випадки накладання систем електродів на одну поверхню для ініціювання розряду у товщі бетону, а також для дроблення бетонів.

The main types of concrete breaking at using different electrode systems have been described. The cases of applying the electrodes systems onto one surface to initiate the concrete in-depth discharge and to perform concrete crushing have been considered.

Метою роботи є вивчення впливу систем електродів на руйнування бетону, зануреного у воду.

При руйнуванні бетону (гірських порід) електроімпульсним (ЕІ) способом найбільш прийнятними з енергетичної та технологічної точок зору є системи електродів «стержень-стержень» або «стержень-площина» [1]. Перший варіант електродів використовується для руйнування зануреного у воду бето-

ну шляхом їх накладання на одну поверхню (рис. 1, а), а другий – для руйнування бетону шляхом ініціювання розряду в товщі бетону (рис. 1, б).

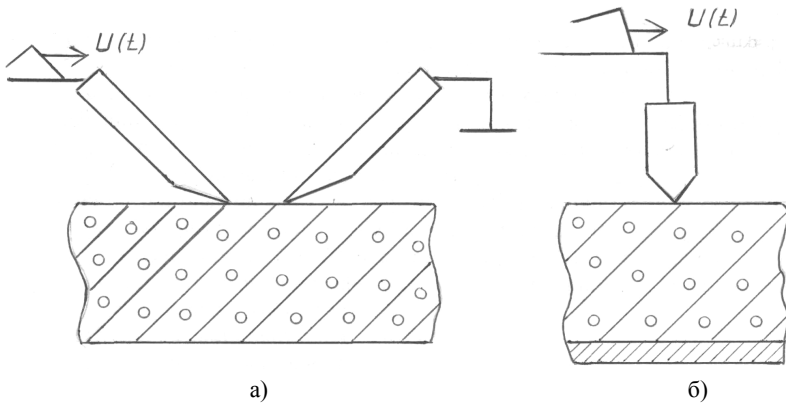


Рисунок 1 – Схеми розміщення електродів при руйнуванні бетону:  
а – накладання електродів на одну поверхню («стержень-стержень»),  
б – ініціювання розряду у товщі бетону («стержень-площина»)

Треба відмітити, що для значних об'ємів бетону застосування указаних систем з двох електродів малопродуктивне, бо основний час у технологічному процесі займає не саме руйнування, а переміщення останніх на чергову ділянку бетону. З метою підвищення продуктивності електрофізичних установок для руйнування бетону (гірських матеріалів) використовуються різні варіанти багатоелектродних систем.

Принагідно слід зауважити, що використання імпульсів напруги з короткими (наносекундними) тривалостями фронтів за наявності багатоелектродних систем сприяє утворенню при пробіть кількох паралельних каналів розряду[2,3], що збільшує робочу зону процесу руйнування, тобто його продуктивність.

Одним із варіантів багатоелектродної системи є система, яку наведено на рис. 2. При накладанні цієї системи на одну поверхню (див. рис. 2) здійснюється руйнування всієї ділянки поверхні бетону, на яку проєцирується указана система (ця ділянка поверхні в подальшому називається «вибоєм»). У цьому випадку багатоелектродна система являє собою конструкцію, що об'єднує високовольні і заземлені електроди, розподілені рівномірно по вибою з приблизно однаковою величиною проміжків між різнополярними електродами, як показано на рис. 2.

Принципово важливою особливістю такого способу руйнування бетону є механізм природного автоматичного розподілення розрядів по електричним проміжкам, притаманний електроімпульсній технології. При пробіть в одному з проміжків (1 на рис. 2) воронка, що утворилася у зруйнованому розрядом бетоні, заповнюється водою, що приводить до збіль-

шення електричної міцності проміжка. Наступні розряди (2,3 і т.д. на рис. 2) відбуваються по черзі у сусідніх проміжках, допоки не відбудеться повного руйнування бетону по усій площині вибою. Після видалення подрібненого бетону система електродів переміщується в нове положення, у якому всі електроди знову опиняться в однакових умовах щодо електричної міцності бетону під ними, і описаний вище цикл руйнування бетону під електродами повторюється [4]. Причому переміщенням системи електродів може бути як подальше заглиблення її (див. рис. 3, а), так і перенесення на іншу (сусідню) ділянку поверхні бетону.

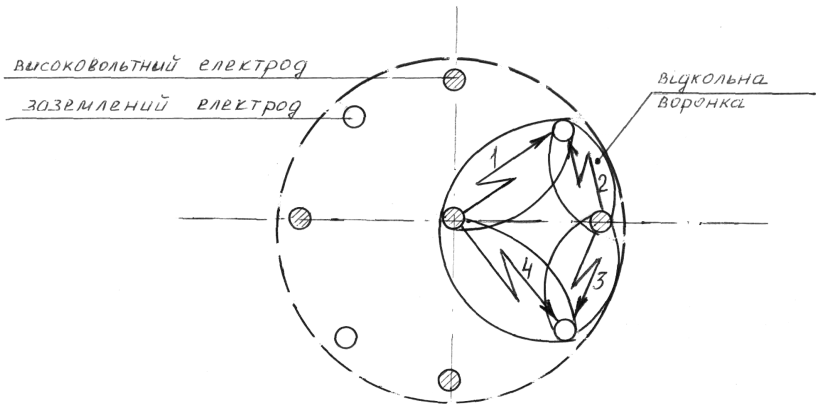


Рисунок 2 – Розподілення електродів по вибою й послідовність його руйнування багатоелектродною системою

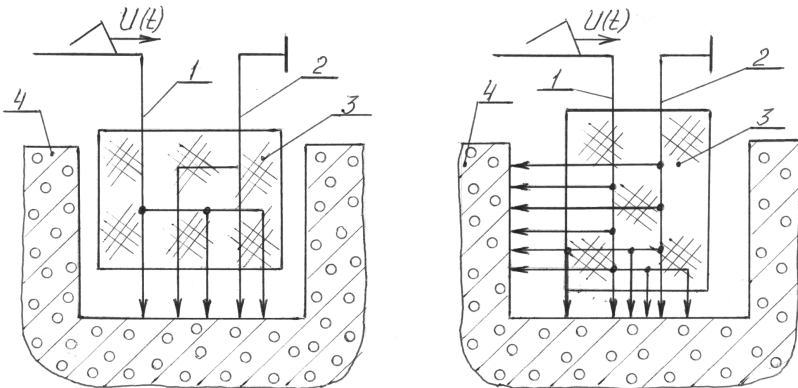


Рисунок 3 – Схеми електроімпульсного руйнування бетону системою електродів:  
 1 – високовольтні електроди, 2 – заземлені електроди, 3 – ізоляційний корпус системи електродів, 4 – бетон (гірський або будівельний матеріал)

Системою електродів може здійснюватися не тільки руйнування горизонтальної поверхні у вертикальному напрямку, а й вертикальної поверхні в горизонтальному (див. рис. 3, б) чи під будь-яким кутом. Це дає змогу виконувати різання щілин, ніш, отворів і т.ін. складних профілів у бетоні та гірських і будівельних матеріалах [4].

Розташуванням електродів можна надавати вибою будь-яку форму (круглу, квадратну, прямокутну і т.ін.). Комбінуванням кількості електродів і величини міжелектродного проміжка площа вибою може змінюватися в широких межах (до  $10 \text{ м}^2$  і більше). Необов'язково, щоб торці електродів розташовувались в одній площині, тобто поверхні бетону під системою електродів можна надавати будь-який профіль.

Розташовуючи електроди не по всій площі вибою, а тільки по периметру, можна здійснювати проходження свердловин з відбором керна з будь-яким перетином [5].

При руйнуванні некондиційного бетону та залізобетону багатоелектродною системою найбільш ефективною є «гребінка» електродів на повну ширину виробу, що руйнується. Вона дозволяє здійснювати обробку виробу рядами без горизонтальних переміщень електродів. Для багатоелектродних систем типу «гребінки» основним переміщенням для кожного електрода є вертикальне, повздовжнє переміщення «гребінки» здійснюється періодично після руйнування виробу в межах ряду, поперечне переміщення потрібно, якщо ширина виробу більше довжини «гребінки» [4].

При руйнуванні бетону у будь-який спосіб утворюються куски різних геометричних розмірів і форм. Але для практичного використання (наприклад, для виготовлення залізобетонних виробів, підсипки шляхового полотна і т.ін.) їх необхідно подрібнити до певних розмірів.

Існує ряд пристроїв електроімпульсної дезінтеграції, за допомогою яких здійснюється дроблення бетону, гірських та будівельних матеріалів. Конструкції систем електродів у цих пристроях визначаються цілим рядом чинників, серед яких найбільш наочним є крупність вихідного матеріалу. Пристрої дезінтеграції, які призначені для руйнування крупних блоків природних та штучних матеріалів розміром  $d \geq 400 \text{ мм}$ , показано на рис. 4, а.

Пробій здійснюється у розрядних проміжках, утворених системою вістряних електродів («стержень-стержень»). Об'єм блоку послідовно зменшується за рахунок відділення від нього окремих фрагментів, класифікація котрих відбувається через розімкнені ґрати, утворені як самими електродами так і сполучними елементами. Міжелектродні відстані становлять 50-100 мм, а рівень робочої напруги  $U_p = 400-600 \text{ кВ}$ .

У пристроях електроімпульсного дроблення (рис. 4, б) здійснюється руйнування кусків матеріалів розміром  $d = 150-400 \text{ мм}$ . Електродна система утворює щілинний зазор розміром  $l = 30-50 \text{ мм}$ , котрий сполучає функції розрядного проміжка і класифікуючої щілини. Електродні системи цього ти-

пу виконуються у двох варіантах – з розімкненим (лінійним) і замкненим (кільцевим) щілинним зазором. Обидва різнополярні електроди своїми робочими ділянками контактують з куском матеріалу, який після руйнування розрядом під дією власної ваги видаляється з робочої зони. Загальна довжина щілинного зазора, виходячи з практики, має становити  $3-4d$ , щоб виключити припинення процесу дроблення при несприятливому положенні якогось куска матеріалу у робочій зоні.

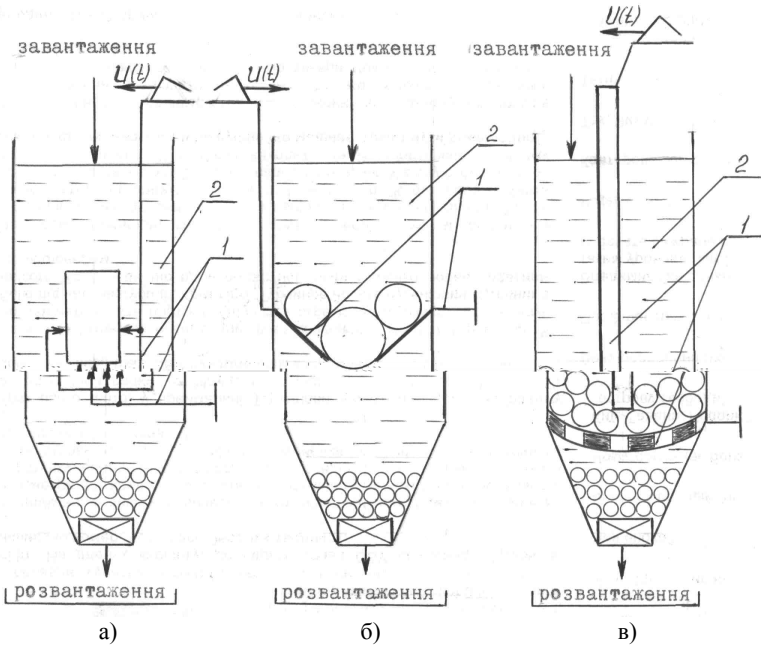


Рисунок 4 – Принципові конструкції пристроїв дезінтеграції бетону й гірських матеріалів з різними системами електродів: 1 – електродна система, 2 – вода

Оптимальною електродною системою для електроімпульсного здрібнення є «стержень-площина» (рис. 4, в). Пристрій цього типу складається зі стержневого потенціального електрода і заземленої напівсфери з класифікуючими отворами. Практичний діапазон вихідних розмірів кусків матеріалу  $d = 50-60$  мм, а кінцева крупність може регулюватися у досить широких межах, але з фізичних причин впровадження розряду у частки розміром менше 2 мм стає неможливим, тобто подальше здрібнення не відбувається [5].

Руйнування зануреного у воду бетону (гірських і будівельних матеріалів) найбільш доцільно, з точки зору енергоємності та продуктивності, здійснювати пристроями з багатоелектродними системами. Використовуючи електродні системи, можна обробляти поверхню бетону, різати щілини, ніші,

отвори, робити свердловини і т. ін. Багатоелектродні системи типу «стержень-стержень» і «стержень-площина», а також щілинні дають змогу не тільки руйнувати, а й подрібнювати бетон до потрібних розмірів, але не менше 2 мм. Багатоелектродні системи при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону сприяють утворенню при пробі кількох паралельних каналів, що збільшує робочу зону руйнування.

**Список літератури:** 1. *Усов А.Ф., Семкин Б.В., Зиновьев Н.Т.* Переходные процессы в установках электроимпульсной технологии. – Ленинград, «Наука», 1987. – 188 с. 2. *Shipman John D.* Design and performance of the new multichannel oil output switch on the Gamble // Proc. III Intern. Pulsed Power Conf., Albuquerque, 1981. 3. *Johnson D.I., Vandervender I.P., Martin I.H.* High Power Density Water Dielectric Switching // IEEE Trans. And Plasma Science. – Vol. PS-8, № 3. – September, 1980. 4. *Семкин Б.В., Усов А.Ф., Курец В.И.* Основы электроимпульсного разрушения материалов // Апатиты, Изд. КНЦ РАН. – 1995. – 278 с. 5. *Курец В.И., Усов А.Ф., Цукерман В.А.* Электроимпульсная дезинтеграция материалов // Апатиты, Изд. КНЦ РАН. – 2002. – 326 с.

*Надійшла до редакції 25.09.2006*

УДК 621.315

**А.А.НАУМЕНКО**, канд.техн.наук, НТУ «ХПИ»;  
**В.М.ЗОЛОТАРЕВ**, канд.техн.наук, ЗАО «Завод «Южкабель»

## **МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИАГОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ МАТРИЦ, СООТВЕТСТВУЮЩИХ ЯДРАМ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ФРЕДГОЛЬМА ДЛЯ РАСЧЕТА ПЛОСКОПАРАЛЛЕЛЬНЫХ БЕЗВИХРЕВЫХ ПОЛЕЙ РАЗЛИЧНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ ПРИРОДЫ**

Розроблено метод визначення діагональних елементів матриць, які відповідають ядрам інтегральних рівнянь Фредгольма для плоскопаралельних полів, коли межа між областями де шукають рішення має ділянки з малими радіусами кривизни. Розглянуто застосування методу до рішення таких рівнянь в задачах розрахунку полів різної фізичної природи.

A method for evaluation of diagonal matrix elements which are corresponding to the kernel of Fredholm's integral equations for flat-parallel fields, when the boundary between the areas where solutions are looked for has regions with small curvature radius, has been developed. An application of the method to the solution of such equations in the problems of evaluation of fields of different nature has been considered.

Применение на практике метода интегральных уравнений дает существенные преимущества в использовании вычислительной техники для решения технических задач. за счет значительного сокращения размерности матриц, получаемых в результате дискретизации поверхностей раздела сред вме-

сто дискретизации самих этих, зачастую обширных и не всегда ограниченных областей, где ищется решение. Однако трудности, возникающие при этом, часто сводят на нет преимущества вследствие потери точности решения некорректно-поставленных задач такого типа [1].

**Постановка задачи.** Во многих случаях расчета различных физических полей широкое распространение получили интегральные уравнения Фредгольма 1-го и 2-го рода, которые, соответственно, имеют вид:

$$\int_L \sigma(M)K(Q, M)dM = f(Q), \quad (1)$$

$$\sigma(Q) + \lambda \int_L \sigma(M)K(Q, M)dM = f(Q). \quad (2)$$

где  $\sigma(M)$ ,  $\sigma(Q)$  – искомая функция;

$K(Q, M)$ ,  $f(Q)$  – ядро и правая часть уравнения соответственно;

$M$ ,  $Q$  – точки интегрирования и наблюдения;

$\lambda$  – числовой параметр, который в общем случае может иметь комплексное значение.

В электротехнических приложениях, (1) и (2) очень часто применяются для расчета двумерных плоскопараллельных полей, описываемых уравнением Лапласа для скалярного потенциала  $\varphi$  при тех или иных граничных условиях на замкнутых или разомкнутых кривых  $L$

$$\Delta\varphi = 0, \quad (3)$$

где  $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}$  – двумерный оператор Лапласа

Для иллюстрации приведем некоторые характерные задачи, решения которых сводятся к отысканию гармонической функции  $\varphi$ , удовлетворяющей уравнению (3). К ним можно отнести как внутренние так и внешние задачи расчета безвихревых электрических полей во всевозможных протяженных системах электродов (рис. 1). Существенно здесь то, что реальные электроды такой двумерной геометрии обычно содержат радиусы скругления  $r_0$ , которые сами по себе хотя и являются малыми по сравнению с характерным размером  $a$  рассматриваемой системы, но всегда остаются конечными величинами. Это обусловлено различными другими требованиями, например, в случаях а), б), в) – необходимостью уменьшения электрической напряженности  $\vec{E}$  до уровней, приемлемых для работы изоляции или сугубо технологическими требованиями изготовления ребер секторных проводов (случай г), условиями их работы в силовых кабелях (случай в) и т.п.

Во всех этих задачах ядро интегрального уравнения имеет вид

$$K(Q, M) = \ln \frac{1}{r_{QM}}, \quad (4)$$

где  $r_{QM}$  – величина радиус – вектора из точки наблюдения  $Q$  в точку интегрирования  $M$ .

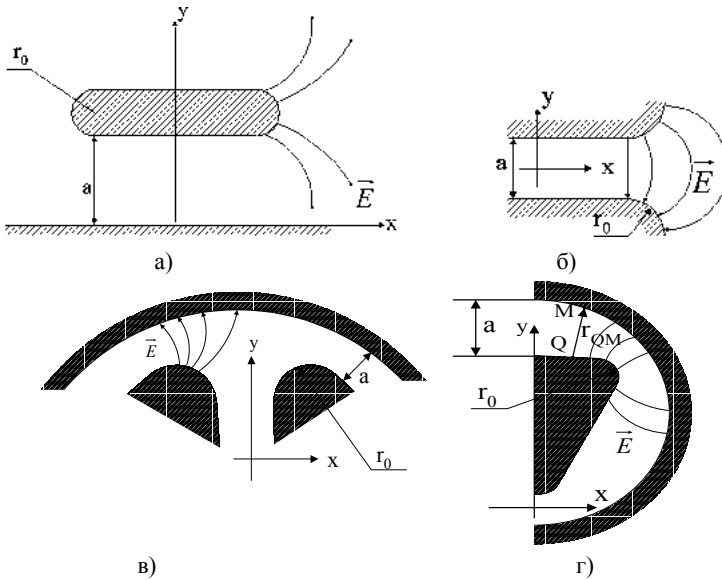


Рисунок 1 – Характерные двумерные конфигурации поперечного сечения систем протяженных электродов в различных задачах расчета безвихревых полей: а) – полосковой линии; б) – плоского конденсатора с конечными радиусами скругления краев электродов; в) – многожильного силового кабеля с фасонными жилами в металлической оболочке; г) – определения контрольных профилей при волочении секторного провода с круглой заготовки. Во всех случаях имеет место концентрация силовых линий поля на участках малого радиуса  $r_0$  скругления электродов

Для применяемых на практике систем электродов аналитические решения задач в виде уравнений Фредгольма (1), (2) отыскать обычно не удастся и такие решения находят вычислительными методами линейной алгебры на ЭВМ, когда одно или несколько упомянутых уравнений путем дискретизации на границах областей сводятся к системе линейных алгебраических уравнений вида

$$\|A_{ij}\| \cdot \|G_j\| = \|\varphi_i\|,$$

где  $\|A_{ij}\|$  – матрица, соответствующая ядру интегрального уравнения;

$\|G_j\|$  – вектор столбец неизвестных;

$\|\varphi_i\|$  – вектор столбец правой части уравнения.



Элементы матрицы, согласно (4) имеют вид

$$A_{ij} = \ln \frac{1}{r_{ij}}, \quad (5)$$

и при малых радиусах кривизны  $r_0$ , становятся значительно больше других ее элементов, если точка наблюдения  $Q$  попадает в участок на поверхности электрода с радиусом  $r_0$ . Если теперь точка интегрирования  $M$  совмещается с точкой наблюдения  $Q$ , что неизбежно при вычислении диагональных элементов матрицы при  $i=j$ , то правая часть (5) вообще обращается в бесконечность.

**Целью настоящей работы** является определение диагональных элементов матрицы систем линейных алгебраических уравнений, соответствующих ядрам уравнений Фредгольма, на границах областей, ограниченных конечным радиусом  $r_0$ , малым по сравнению с характерным размером  $a$  между проводящими электродами и диэлектриком в двумерной геометрии. Аналогичная проблема возникает в задачах такого типа на границе раздела двух диэлектрических сред.

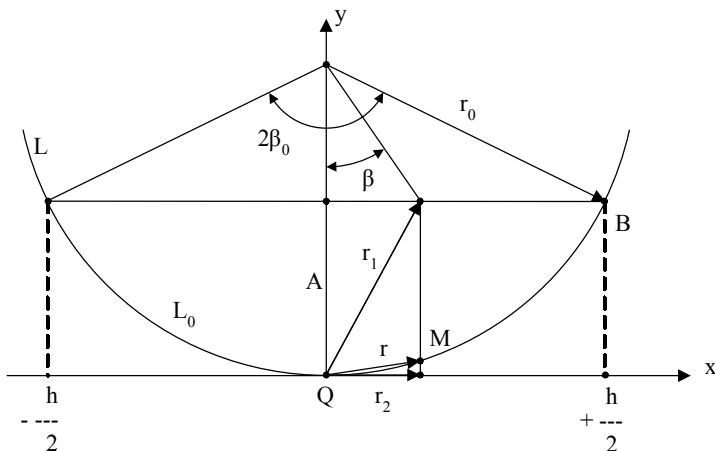


Рисунок 2 – Схема интегрирования ядра  $K(Q, M)$  интегрального уравнения, имеющего особенность при  $Q = M$  на элементарном шаге разбиения границы  $L$ , с участком малого радиуса кривизны  $r_0$ .

**Решение задачи для случая плоскопараллельных потенциальных полей.** Пусть область с малым радиусом  $r_0$  ограничена участком окружности  $L$ . Выделим на  $L$  точку интегрирования  $Q$  посередине шага  $h$  разбиения  $L$  при дискретизации ядра интегрального уравнения  $K(Q, M)$  и выберем систему декартовых координат так, как показано на рис. 2.

Тогда диагональный элемент матрицы  $A_{ii}$  можно найти так

$$A_{ii} = \int_L \ln \frac{1}{r_{QM}} dl_M = \int_L \ln \frac{1}{r} dl_M . \quad (6)$$

Однако аналитически вычислить определенный интеграл (6) не удастся, поэтому вычислим его приближенное значение, которое лежит в пределах (см. рис. 2)

$$A_{ii \min} < \int_L \ln \frac{1}{r} dl_M < A_{ii \max} , \quad (7)$$

где упомянутые пределы можно определить как

$$A_{ii \max} = \int_{\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{r_2} dx = \int_{\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{|x|} dx , \quad (8)$$

$$A_{ii \min} = \int_{\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{r_1} dx = \int_{\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{\sqrt{X^2 + A^2}} dx , \quad (9)$$

в силу того, что

$$A = r_0(1 - \cos \beta_0) ; \quad r_{1x} = x ; \quad r_1 = \sqrt{X^2 + A^2} ; \quad r_2 = x ; \quad h = 2r_0 \sin \beta_0 . \quad (10)$$

Интеграл в правой части (9) также не поддается аналитическому определению. Вычислим его приблизительно, для чего разложим подынтегральную функцию  $f(x)$  равную

$$f(x) = \ln \frac{1}{\sqrt{X^2 + A^2}} \quad (11)$$

в ряд Маклорена окрестности точки  $x = 0$

$$f(x) = f(0) + \frac{f^{(1)}(0)}{1!} x + \frac{f^{(2)}(0)}{2!} x^2 + \dots \quad (12)$$

Громоздкие вычисления, которые для краткости мы здесь опускаем, показывают, что в полученном разложении все нечетные производные  $f^{(1)}(0)$ ,  $f^{(3)}(0)$ ,  $f^{(5)}(0)$ , ..., в точке  $x = 0$  обращаются в ноль, а четные производные равны

$$f(0) = \ln \sqrt{X^2 + A^2} \Big|_{x=0} = \ln A ; \quad (13)$$

$$f^{(2)}(0) = \frac{A^2 - X^2}{(A^2 + X^2)^2} \Big|_{x=0} = \ln \frac{1}{A^2} \quad (14)$$

и т.д.

Проинтегрировав теперь почленно разложение (12) имеем

$$\int f(x) dx = f(0)x + R(x) , \quad (15)$$

где  $R(x)$  – остаток ряда Маклорена, полученный после почленного интегрирования разложения подынтегральной функции  $f(x)$ .

$$R(x) = \frac{f^{(2)}(0)}{3!} x^3 + \dots + \frac{f^{(n)}(0)}{(n+1)!} x^{(n+1)} + \dots \quad (16)$$

Из (13), (14), (15), (16), видно, что с точностью до величин по крайней мере третьего порядка малости значение интеграла (9) можно принять равным

$$\begin{aligned} \int_{-\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{\sqrt{X^2 + A^2}} dx &= 2 \int_0^{+\frac{h}{2}} \frac{1}{\sqrt{X^2 + A^2}} dx \approx 2f(0)x \Big|_0^{+\frac{h}{2}} = \\ &= 2x \ln A \Big|_0^{+\frac{h}{2}} = h \ln A = 2r_0 \sin \beta_0 \ln[r_0(1 - \cos \beta_0)]. \end{aligned} \quad (17)$$

Найдем далее интеграл (8)

$$\begin{aligned} \int_{-\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{|x|} dx &= 2 \int_0^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{x} dx = -2 \int_0^{+\frac{h}{2}} \ln x dx = -2F(x) \Big|_0^{+\frac{h}{2}} = \\ &= -2 \left[ F\left(\frac{h}{2}\right) - F(0) \right] = 2 \left[ F(0) - F\left(\frac{h}{2}\right) \right], \end{aligned}$$

где  $F(x)$  – первообразная функция, имеющая вид  $F(x) = x \ln x - x$ .

На нижнем пределе интегрирования при  $x = 0$  в значении первообразной функции  $f(0)$  имеет место неопределенность вида  $0 \cdot \infty$ . Для того, чтобы раскрыть ее применим правило Лопиталья

$$f(0) = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\ln x}{\frac{1}{x}} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\frac{1}{x}}{-\frac{1}{x^2}} = 0.$$

Значение первообразной функции на верхнем пределе интегрирования равно

$$-F\left(\frac{h}{2}\right) = x(1 - \ln x) = x(\ln e - \ln x) = x \ln \frac{e}{x} \Big|_{x=\frac{h}{2}} = \frac{h}{2} \ln \frac{2e}{h}$$

где  $e = 2,71\dots$  – основание натуральных логарифмов.

Таким образом

$$\int_{-\frac{h}{2}}^{+\frac{h}{2}} \ln \frac{1}{|x|} dx = \frac{h}{2} \ln \frac{2e}{h}. \quad (18)$$

После чего приближенное значение диагонального элемента матриц, со-

ответствующих интегральным уравнениям (1), (2) можно определить как среднее арифметическое значений интегралов (8), (9). Опуская промежуточные преобразования, имеем

$$\begin{aligned} \overline{A_{ii}} &\approx \frac{A_{ii_{\max}} - A_{ii_{\min}}}{2} = \frac{h \ln A - \frac{h}{2} \ln \frac{2e}{h}}{2} \approx \\ &\approx r_0 \sin \beta_0 \left[ 1,5 \ln r_0 + \ln(1 - \cos \beta_0) + \frac{1}{2} \ln \sin \beta_0 - \frac{1}{2} \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

**Анализ полученных результатов.** Оценку вида (19) удается получить благодаря тому, что функция  $\ln(1/r_1)$  мажорирует функции  $\ln(1/r)$ , являющуюся в свою очередь мажорантой функции  $\ln(1/r_2)$ . При неограниченном увеличении количества разбиений  $n$  участка окружности  $L$  и ограниченном  $r_0$ , угол  $\beta_0$  стремится к нулю, а вместе с ним стремится к нулю и  $\overline{A_{ii}}$ . В самом деле в (19) в произведениях  $\sin \beta_0 \cdot \ln(1 - \cos \beta_0)$  и  $\sin \beta_0 \cdot \ln(\sin \beta_0)$  переменная  $\sin \beta_0$  стремится к нулю, так как стремится к нулю сама бесконечно малая  $\beta_0$ , то есть быстрее, чем  $\ln(1 - \cos \beta_0)$  и  $\ln(\sin \beta_0)$  стремятся к бесконечности, поэтому в целом  $\overline{A_{ii}}$  также стремится к нулю. С другой стороны при  $r_0$  стремящемся к нулю и ограниченном  $\beta_0$ , в силу упомянутого, произведение  $r_0 \ln r_0$  также стремится к нулю, а вместе с этим стремится к нулю и среднее значение диагонального элемента  $\overline{A_{ii}}$ .

Таким образом при неограниченном уменьшении  $\beta_0$  и  $r_0$  диагональный элемент  $\overline{A_{ii}}$  матриц, соответствующих уравнениям (1) и (2) также неограниченно уменьшается, что не нарушает условие квадратичной интегрируемости ядра, то есть условие существования интеграла Лебега

$$\int_L K^2(Q, M) dM dQ < \infty$$

и подтверждает правильность полученных результатов для рассмотренных ядер  $K(Q, M)$ , имеющих слабую особенность при  $Q = M$ .

**Выводы.** Предложен метод определения диагональных элементов матриц, соответствующих интегральным уравнениям Фредгольма первого и второго рода для плоскопараллельных полей различной физической природы, когда граница между областями, в которых ищется решение, имеет участки с малыми радиусами скругления.

**Список литературы.** 1. Тозони О.В., Майергойз И.Д. Расчет трехмерных электродинамических полей. – Киев, Техніка, 1974. – 352 с.

Поступила в редколлегию 20.10.2006

**Н.С. НАЗАРОВА**, канд. техн. наук;

**Л.Е. ОВЧИННИКОВА**, канд. техн. наук; **Д.В. ВИННИЧЕНКО**;

Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины

## **РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ РАЗРЯДНОИМПУЛЬСНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ**

Проведено аналіз математичних моделей керування електроімпульсними установками для розрядноімпульсних технологій, узагальнено основні задачі керування ЕГУ для різних технологій, розроблено архітектуру інформаційно-керуючого комплексу для підвищення ефективності ЕГУ.

The analysis of mathematical models of electrical pulse installations (EPI) control for electrical discharge technologies is carried out, the basic tasks of control of EPI for various technologies are generalized, the architecture of a computer-controlling complex for increase of efficiency EPI is developed.

**Введение.** Объектом исследования являются автоматизированные системы управления электроимпульсными установками для разрядноимпульсных технологий.

Вопросы, рассмотренные в статье, посвящены научной проблеме управления процессами, которые происходят в электроразрядных высоковольтных электротехнических комплексах, с целью дальнейшей минимизации энергопотребления, повышения эффективности, стабильности и уменьшения влияния человеческого фактора на технологический процесс.

Инструментарий для технологий электроимпульсной обработки материалов и сопутствующих технологий содержит разные электротехнические комплексы, общей чертой которых являются использования высоких напряжений и больших разрядных токов. Их работа в импульсном режиме позволяет достичь необходимого технологического эффекта за счет высвобождения энергии высокой плотности, что позволяет получать новые свойства материалов и сред. Повышение эффективности работы электрооборудования по обеспечению заданных технологических режимов может быть достигнуто использованием оптимальных систем управления.

Отличия в составе электротехнических комплексов для разрядноимпульсных технологий разного назначения приводит к возникновению новых задач. Техническая, технологическая, экономическая и экологическая эффективность такого оборудования, которое закладывается на стадии его разработки, не всегда достигается совокупностью оптимальных показателей отдельных характеристик и требует решения многокритериальных оптимизационных задач. При изменении технологического режима необходимо разрабатывать новые электротехнические комплексы, которые способны обеспечить их оптимальность в соответствии с заданными критериями эффективности, стабильности и энергопотребления. Поэтому необходимо разработать

такую структуру САУ, которая позволит решать вопросы адаптации электрогидроимпульсных установок (ЭГУ) к различным технологическим задачам программными методами.

С другой стороны, пользователи разработанного электрооборудования, как правило, не имеют достаточной квалификации, чтобы на стадии обработки внести при необходимости коррективы в электрооборудование при изменении или усовершенствовании технологического процесса. Эти проблемы целесообразнее решать не аппаратными средствами, а программными методами.

**Цель работы:** Развитие теории систем управления электроимпульсными установками для разрядноимпульсных технологий разного технологического назначения с использованием элементов искусственного интеллекта, созданием специализированных информационно-управляющих комплексов.

**Задачи исследования:** Провести анализ математических моделей управления электроимпульсными установками для электроразрядных технологий, обобщить основные задачи управления ЭГУ для различных технологий, разработать архитектуру информационно-управляющего комплекса для повышения эффективности ЭГУ.

Функционирование ЭГУ сводится к выполнению ряда возможных технологических операций, последовательность которых составляет технологический процесс. При этом операции должны производиться в определенной последовательности, длительность их должна составлять установленное время и обеспечивать требуемые режимы обработки.

Система автоматического и автоматизированного управления ЭГУ является сложной иерархической системой, в которой можно выделить несколько уровней управления и несколько относительно автономных подсистем, работа которых должна быть согласована по времени, пространству и параметрам.

В самом общем случае ЭГУ включает: механизмы вспомогательных операций (МВО), обеспечивающие перемещения обрабатываемого изделия; генератор импульсных токов (ГИТ); зарядное устройство (ЗУ), которое должно обеспечить заряд накопителя в оптимальном режиме до заданного напряжения  $U$  за заданное время  $T$ ; устройства преобразования энергии (УПЭ), обеспечивающие передачу и преобразование энергии, запасенной в электрическом поле (НЭ); механизм перемещения электрода (МПЭ), обеспечивающий движение источника излучения (электрода); средства регулирования режима работы установки.

Генератор импульсов тока является основным узлом установки, который должен обеспечивать воспроизводство электрических разрядов и совместно с электродной системой (ЭС), помещенной в жидкость, является оборудованием для преобразования электрической энергии в энергию ударных волн по-

средством высоковольтного разряда.

В зависимости от конкретного технологического назначения (очистка, штамповка, запрессовка, интенсификация) ЭГУ имеют ряд особенностей, что определяет специфику решаемых в них задач.

В электрогидравлических установках с искровым разрядом, в частности, в ЭГУ для очистки отливок (рис. 1) технологический узел состоит из электродной системы (ЭС), помещенной в технологическую ванну (ТВ), заполненную жидкостью. Обрабатываемые изделия (ОИ) загружают на подвижный контейнер (ПК), который может перемещаться по горизонтальным направляющим, проложенным под емкостью, и опускаться в ТВ при помощи подъемной платформы (ПП), которая движется в вертикальных направляющих. ГИТ разрядным контуром (РК) через высоковольтный коммутатор (ВК) подключен к технологическому узлу установки (ГУ).

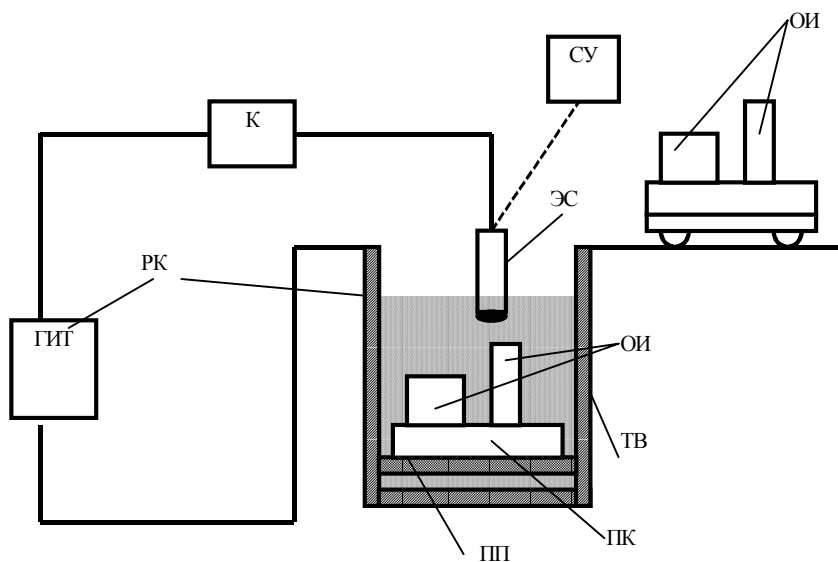


Рисунок 1 – Блок-схема установки для очистки литья

В ЭГУ периодического действия, используемых для очистки отливок сложной конфигурации, обработки сварных швов, в процессе обработки необходимо обеспечить движение рабочего электрода по заданной траектории, меняющейся от загрузки к загрузке в зависимости от конфигурации и расположения отливок. Кроме этого, необходимо обеспечить требуемый режим разряда, позволяющий получить оптимальный технологический эффект разрушения формовочных смесей при сохранении прочности отливок. Для этой цели в установках используют автоматический регулятор режима обработки.

Отметим, что режим разряда не оказывает влияния на движение элект-

трода, в то же время, движение электрода влияет на характеристики разрядов, поскольку вследствие его изменяется длина межэлектродного промежутка.

Таким образом математическая модель процесса обработки может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned}dZ_p/dt &= \Phi_p(Z_p, Z_g, U_p, U_g); \\dZ_g/dt &= \Phi_g(Z_g, U_g),\end{aligned}$$

где  $Z_p, Z_g$  – векторы состояния и управления, соответственно режима разряда и движения электрода;  $U_p, U_g$  – вектора управления, соответственно режима разряда и движения электрода;  $\Phi_p, \Phi_g$  –  $n$ - и  $m$ -мерные вектор-функции.

Конвейерные установки для очистки литья являются узкоспециализированными и предназначены для очистки одной или нескольких однотипных отливок. Эти установки состоят из технологического узла, высоковольтного оборудования, транспортных устройств, приводов перемещения механизмов, системы управления. Для подачи отливки на позицию обработки используется пластинчатый подвесной или тележечный конвейер.

Очистка отливок является составной операцией производства литья, а сами установки по очистке – составной частью поточной линии производства. Поэтому цикл очистки должен быть жестко подчинен ритму общезаводского конвейера.

Весь цикл очистки состоит из последовательных операций, выполняемых механизмами установки, а управление заключается в подаче команд на последовательное включение и выключение механизмов, выполняющих операции. Выполнение операции по перемещению отливок контролируется с помощью конечных выключателей, а время обработки задается с помощью таймера. Для описания работы механизмов установки используются циклограммы или таблицы состояний датчиков и исполнительных механизмов. Таблицы состояний представляют собой два счетных множества с пронумерованными элементами, задающие пространство состояний и управлений [1].

В ЭГУ для штамповки (рис. 2) технологический узел состоит из технологической оснастки, разрядной камеры с электродом, в которой совершается работа деформации, системы водоснабжения, гидроагрегата, механизмов прижима и перемещения технологической оснастки. На рисунке показаны следующие элементы: разрядная камера (1), электрод (2), изолятор электрода (3), матрица (4), заготовка (5), разрядный промежуток (6) между электродом и заготовкой, коаксиальная линия (7) с внутренним (8) и внешним (9) проводниками, соединяющими соответственно электрод и заземленную разрядную камеру с обкладками конденсатора (10) через разрядник (11), конденсатор заряжается от зарядного устройства (12). В некоторых моделях ЭГУ этого типа имеется механизм перемещения электрода.

В ЭГУ по штамповке кроме вспомогательных операций, выполняемых в



соответствии с циклограммой в процессе работы необходимо изменять режим, что достигается программным регулированием напряжения срабатывания коммутатора.

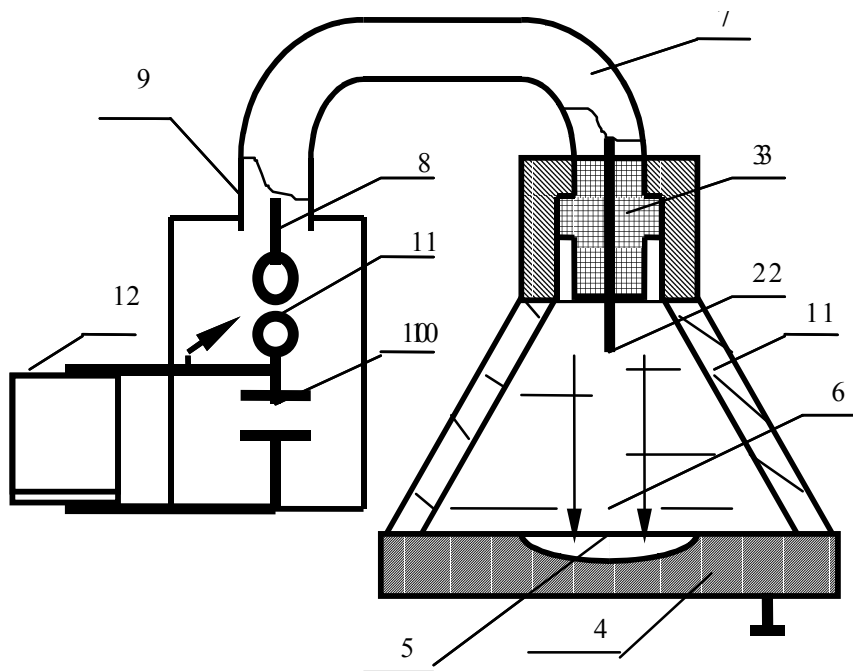


Рисунок 2 – Схема электроимпульсной обработки металла давлением

В ЭГУ, использующем взрыв проводника, в частности, ЭГУ для запрессовки труб, технологический узел (рис. 3) включает трубы с электровзрывными патронами (1), помещаемые в трубные решетки (2), и механизм подключения к ним накопителя, состоящий из электрода (3) и механизма его перемещения, который включает привод горизонтального перемещения электрода (4), перемещающий каретку (5) по горизонтальным направляющим (6) и привод вертикального перемещения (7), перемещающий электрод (3) вдоль вертикальной направляющей (8). К электроду (3) прикреплена телевизионная камера (9).

В ЭГУ по запрессовке труб в трубные решетки необходим подвод электрода к электровзрывным патронам, вставленным в трубки и коммутацию разрядника в момент подвода электрода к патрону, помещенному в трубу. При обработке теплообменника электрод должен последовательно обойти все отверстия трубной доски. На последовательность обхода оказывает влия-

ние схема расположения труб.

Математическая модель процесса запрессовки может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned}dZ_p/dt &= \Phi_p(Z_p, U_p); \\dZ_g/dt &= \Phi_g(Z_g, U_g),\end{aligned}$$

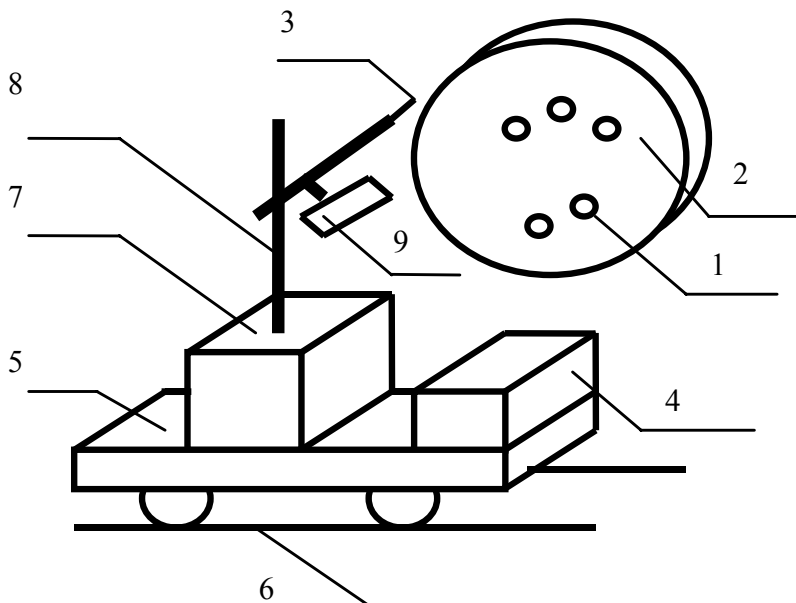


Рисунок 3 – Схема установки для ЭГ запрессовки

где  $Z_p$ ,  $Z_g$  – векторы состояния и управления, соответственно режима разряда и движения электрода;  $U_p$ ,  $U_g$  – вектора управления, соответственно режима разряда и движения электрода;  $\Phi_p$ ,  $\Phi_g$  –  $n$ - и  $m$ -мерные вектор-функции.

Следовательно, процессы управления движением электрода и процессом взрыва патрона не взаимосвязаны. Однако, к моменту подхода электрода к очередному патрону необходимо обеспечить заданные параметры разряда, определяемые напряжением накопителя, т.е. должно осуществляться терминальное управление. Для задания траектории движения электрода может использоваться телевизионное изображение объекта обработки.

Таким образом, задачу управления ЭГУ как сложной технической системы можно разделить на несколько задач.

Анализ организации технологических операций позволяет выделить следующие задачи управления для различного типа ЭГУ:

- для ЭГУ по очистке: а) управление вспомогательными операциями; б)

- управление зарядными процессами; в) управление движением рабочего органа; г) управление режимом обработки;
- для ЭГУ по штамповке: а) управление вспомогательными операциями; б) управление зарядными процессами; в) управление режимом обработки;
- для ЭГУ по запрессовке труб: а) управление вспомогательными операциями; б) управление зарядными процессами; в) управление движением рабочего органа; г) управление режимом обработки;
- для ЭГУ других назначений: а) управление вспомогательными операциями; б) управление зарядными процессами; в) управление движением рабочего органа (если это предусмотрено технологией обработки); г) управление режимом обработки.

Таким образом, на примере трех технологических процессов можно обобщить основные задачи управления ЭГУ для различных электроимпульсных технологий, что позволяет сформулировать принцип унификации автоматизированной системы управления. Им является создание многоуровневой человеко-машинной системы управления, в которой управление сложными технологическими процессами осуществляется с использованием автоматических информационных систем сбора данных и вычислительных комплексов, которые должны соответствовать современному уровню технических средств и программного обеспечения.

Минимальные требования к АСУ ЭГУ могут быть обеспечены двухуровневой информационно-управляющей системой (содержащей верхний и нижний уровни), так как это позволяет разделить задачи управления разных этапов, обеспечить их аппаратную и программную независимость и возможность дальнейшего развития системы за счет унификации интерфейсной части.

Специфика автоматизированной системы управления определяется используемой на каждом уровне программно - аппаратной платформой.

Верхний уровень АСУ представляет собой управляющую ЭВМ с автоматизированным рабочим местом (АРМ) диспетчера/оператора. Здесь же может быть размещен сервер базы данных, рабочие места (компьютеры) для специалистов и т.д. Удобно в качестве управляющей ЭВМ использовать ПЭВМ типа IBM PC различных конфигураций.

Управляющая ЭВМ предназначена для отображения хода технологического процесса и оперативного управления. Для этих задач необходимо разработать специализированное программное обеспечение, ориентированное на обеспечение интерфейса между диспетчером и системой управления, а также коммуникацию с внешним миром.

Спектр функциональных возможностей управляющей ЭВМ определен задачами АСУ, рассмотренными выше, и может быть конкретизирован следующими пунктами:

- задание текущей технологической операции и ее начальных парамет-

- ров;
- сбор первичной информации от устройств нижнего уровня; обработка первичной информации; регистрация исторических данных;
  - хранение информации с возможностью ее последующей обработки;
  - визуализация информации в виде мнемосхем, графиков и т.п.;
  - возможность работы прикладной системы с наборами параметров, рассматриваемых как «единое целое».

В связи со сложностью и многообразием подвидов технологических операций разработана основа базы данных и алгоритмов, в которой хранятся параметры и переменные текущего процесса.

Нижний уровень АСУ представляет собой совокупность автономных объектов с унифицированными интерфейсами. Каждый автономный объект представляет собой оптимальную систему автоматического регулирования, которая включает различные датчики для сбора информации о ходе технологического процесса, электроприводы и исполнительные механизмы для реализации регулирующих и управляющих воздействий. Датчики поставляют информацию локальным программируемым логическим контроллерам (PLC – Programming Logical Controller). В качестве контроллеров в соответствии со сложностью программы автоматического управления, требуемой разрядностью интерфейсов и каналов связи, требований к скорости обработки информации, могут быть использованы микропроцессоры разной степени развитости архитектуры.

В качестве PLC в системах управления электроимпульсными установками были использованы микроконтроллеры фирмы ATMEL с ядром AVR. Критерием выбора является наилучшее, на сегодняшний день, соотношение показателей быстродействие/энергопотребление, удобные режимы программирования, доступность программно-аппаратных средств поддержки и широкая номенклатура выпускаемых кристаллов.

**Выводы:** На основании анализа математических моделей управления электроимпульсными установками для электроразрядных технологий обобщены основные задачи управления ЭГУ, что позволило разработать архитектуру информационно-управляющего комплекса, обеспечивающего повышение эффективности ЭГУ.

**Список литературы:** 1. Оборудование и технологические процессы с использованием электрогидравлического эффекта / Г.А.Гулый, П.П.Малюшевский, Е.В.Кривицкий и др. – М.: Машиностроение, 1977. –320 с.

*Поступила в редколлегию 13.10.2006*

**З.А.ВОРОНИНА; О.Ю.ГЛЕБОВ; В.М.ЖИНЖИКОВ;**  
**Г.М.КОЛИУШКО**, канд.техн.наук; **И.Ю.ЛИНК;**  
**Д.Г.КОЛИУШКО**, канд.техн.наук; **А.В. ПЛИЧКО**; НТУ «ХПИ»

### **ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ТОКА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ НАПРЯЖЕНИЯ ПРИКОСНОВЕНИЯ НА ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИИ ЭНЕРГООБЪЕКТОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА «КДЗ–1У»**

Розглянуто вплив частоти вимірювального струму при вимірюванні напруги дотику. Показана залежність погрешності вимірів напруги дотику від частоти вимірювального струму. Запропонований графічний спосіб дозволяє, з використанням вимірювального комплексу «КДЗ–1У», підвищити точність визначення напруги дотику і якісно оцінити стан заземлюючих провідників.

Influence of measuring current frequency at measurement of a touch voltage is considered. Dependence of a touch voltage measurements error on measuring current frequency is analyzed. The graphic way allowing by use of a measuring complex «КДЗ–1У» to increase accuracy of touch voltage definition and qualitatively to estimate a condition of grounding conductors is offered.

Одним из основных факторов, характеризующих безопасность обслуживающего персонала электроустановок, является напряжение прикосновения. Согласно Правилам устройства электроустановок [1, п.1.7.23], *напряжением прикосновения называется напряжение между двумя точками цепи тока замыкания на землю (на корпус) при одновременном прикосновении к ним человека.*

Єдинственным нормативным документом, регламентующим порядок измерения напряжения прикосновения и действующим на территории Украины до января 2003 года, являлись временные методические указания [2], из которых методика измерения была перенесена в *ГНД 34.20.303–2003* [3].

В настоящее время наиболее распространенным в Украине для проведения диагностики состояния заземляющих устройств (ЗУ) является комплекс измерительный «КДЗ–1У», [4], в состав которого входит ГСТ – генератор синусоидального тока и ИМПН – измеритель напряжения и индикатор напряженности магнитного поля.

В соответствии с [3] напряжение прикосновения  $U_{пр}$  определяется как:

$$U_{пр} = U_{изм} \frac{I_3}{I_{изм}}, \text{ В} \quad (1)$$

где  $I_3$  – значение расчетного тока однофазного замыкания на землю, А;

$I_{изм}$  – измерительный ток, А;

$U_{изм}$  – напряжение прикосновения при протекании измерительного тока, В.

В работах [5, 6] указано, что погрешность определения напряжения

прикосновения зависит от ряда факторов:

- величины напряжения помехи промышленной частоты (50 Гц);
- распределения тока замыкания на землю по нейтралям силовых трансформаторов;
- частоты измерительного тока;
- амплитуды измерительного тока;
- горизонтальной неоднородности верхнего слоя грунта в зоне обслуживания оборудования;
- горизонтальной неоднородности плотности измерительного тока, растекающегося по грунту в зоне обслуживания;
- сезонных колебаний удельного сопротивления грунта.

Целью настоящей статьи является анализ влияния частоты измерительного тока при измерении напряжения прикосновения на оборудовании электроэнергетических объектов с использованием измерительного комплекса «КДЗ–1У». Это обусловлено тем, что, для уменьшения влияния электромагнитных помех промышленной частоты, измерения выполняются при протекании измерительного тока, частота которого отлична от 50 Гц. Это в равной степени относится как к комплексу «КДЗ–1У», так и к другим приборам, предназначенным для измерения напряжения прикосновения (ПИНП, ЭКО–200, ОНП–1 и др.).

Известно, что частота измерительного тока определяет значение полного сопротивления ( $Z_0 = R_0 + jX_0$ ) заземляющих проводников и заземлителей, а индуктивная составляющая этого сопротивления ( $X_0$ ) определяет характер зависимости напряжения прикосновения от частоты измерительного тока. Для иллюстрации данной зависимости приведем результаты измерений напряжений прикосновения (см. табл. 1) для разъединителей ОРУ–330 кВ и ОРУ–110 кВ одной из подстанций НЭК «Укрэнерго». Измерение напряжения прикосновения выполнялось между потенциальным электродом, расположенным в месте обслуживания разъединителя, и металлическим шкафом привода, установленного на металлоконструкции разъединителя. Измерительный ток протекал по электрической цепи между заземленной металлоконструкцией разъединителя и заземленной нейтралью одного из автотрансформаторов подстанции. Приведенные в табл. 1 данные подтверждают, что при повышении частоты измерительного тока возрастает величина измеряемого напряжения.

В работе [7] проведен теоретический анализ влияния частоты измерительного тока на величину напряжения прикосновения и сопротивления растеканию тока замыкания на землю в диапазоне частот от 50 Гц до 1000 Гц. В работе показано, что в обозначенном диапазоне частот основную погрешность в определении величины напряжения прикосновения вносит только зависимость индуктивной составляющей продольного сопротивления заземляющего проводника от частоты измерительного тока. Характер зависимости величины сопротивления растекания току замыкания на землю ( $Z_p$ ) и напря-

жения прикосновения ( $U_{ПР}$ ) определяется следующими выражениями:

$$Z_{P_{50}} = \sqrt{\left[ \sqrt{Z_{P_{ИЗМ}}^2 - X_{0_{ИЗМ}}^2} \cdot l^2 - (R_{0_{ИЗМ}} - R_{0_{50}}) \cdot l \right]^2 + X_{0_{50}}^2 \cdot l^2}; \quad (2)$$

$$U_{ПР} = U_{ИЗМ} \cdot \frac{I_3}{I_{ИЗМ}} \cdot \frac{Z_{P_{50}}}{Z_{P_{ИЗМ}}}, \quad (3)$$

где индекс *ИЗМ* относится к частоте измерительного тока, а индекс *50* – относится к промышленной частоте.

Таблица 1

№ п/п	Наименование оборудования	Напряжение прикосновения $U_{ИЗМ}$ , мВ, измеренное при протекании измерительного тока величиной $I_{ИЗМ} = 4,57$ А и частотой $f_{ИЗМ}$ , Гц		
		57	211	419
1	ОРУ–330 кВ Ячейка №2, ШР–IV В–2, ф.А	15,6	31,4	46,7
2	ОРУ–330 кВ Ячейка №2, ШР–IV В–2, ф.С	14,1	27,8	43,9
3	ОРУ–330 кВ Ячейка №4, ШР–III В–1, ф.А	13,6	24,0	37,3
4	ОРУ–330 кВ Ячейка №4, ШР–III В–1, ф.С	11,1	21,2	32,9
5	ОРУ–330 кВ Ячейка №6, ШР–IV В–2, ф.А	13,5	27,2	38,8
6	ОРУ–330 кВ Ячейка №6, ШР–IV В–2, ф.С	14,9	26,6	39,8
7	ОРУ–110 кВ Ячейка №4, ШР–I	34,9	76,1	122,0
8	ОРУ–110 кВ Ячейка №6, ШР–I	34,6	80,2	129,0
9	ОРУ–110 кВ Ячейка №7, ШР–I	36,8	79,9	129,0
10	ОРУ–110 кВ Ячейка №8, ШР–I	44,6	99,8	160,0
11	ОРУ–110 кВ Ячейка №9, ШР–I	34,2	73,2	115,0
12	ОРУ–110 кВ Ячейка №10, ШР–I	38,9	82,6	131,0

Для проведения пересчета в работе [7] рассчитаны значения удельного продольного сопротивления  $\dot{Z}_0$  стальных проводников различных сечений для частот от 50 до 1000 Гц. Таким образом, выполнив измерение величин  $U_{ИЗМ}$ ,  $I_{ИЗМ}$ ,  $Z_{P_{ИЗМ}}$ , а также – по исполнительной схеме ЗУ (при наличии) – длины заземляющих проводников  $l$ , можно, воспользовавшись выражениями (2) и (3) и рассчитанными значениями удельного продольного сопротивления  $\dot{Z}_0$ , выполнить пересчет значений  $Z_{P_{ИЗМ}}$  и  $U_{ИЗМ}$  к промышленной частоте.

Предложенная в работе [7] методика определения  $U_{ПР}$  является, на первый взгляд, достаточно простой и удобной для применения в инженерной практике. Однако, для определения  $U_{ПР}$  в обязательном порядке необходимо измерять  $Z_P$ , что само по себе на действующем объекте, а особенно в условиях городской застройки (даже при наличии возможности организовать токо-

вую цепь), выполнить корректно является весьма сложной и трудоемкой задачей [8], а кроме того требуются дополнительные устройства для определения реактивной составляющей продольного сопротивления.

Поэтому определить влияние  $f_{ИЗМ}$  на величину  $U_{ПР}$  предлагается графическим способом. Для этого необходимо выполнить измерение только величины  $U_{ИЗМ}$ , но на трех частотах, отличных от промышленной. В комплексе КДЗ–1У для этих целей применяются, как видно из табл. 1, частоты 57 Гц, 211 Гц и 419 Гц. Построив по полученным данным кривые зависимости  $U_{ИЗМ}$  ( $f_{ИЗМ}$ ) и выполнив их экстраполяцию до промышленной частоты, получим величины  $U_{50}$ , подставив которые в выражение (1), можно определить величины  $U_{ПР}$ .

Для иллюстрации предложенного графического способа приведем результаты расчетов (см. рисунок и табл. 2) для тех же разъединителей. Величину нормирующего коэффициента, обусловленную зависимостью  $U_{ПР}$  от частоты измерительного тока  $f_{ИЗМ}$ , определим из следующего выражения:

$$K_H = \frac{U_{50} - U_{ИЗМ}}{U_{50}}. \quad (4)$$

Измерения, результаты которых приведены в данной статье, выполнялись на последнем этапе диагностики состояния ЗУ подстанции. Анализ исполнительной схемы показал, что:

а) ЗУ ОРУ–110 кВ и ЗУ ОРУ–330 кВ представляют собой достаточно равномерную сетку, особенно в тех областях, в которых установлены рассматриваемые разъединители;

б) нейтраль упомянутого выше автотрансформатора присоединена к сетке ЗУ ОРУ–330 кВ заземлителем длиной 14 м, а к сетке ЗУ ОРУ–110 кВ – заземлителем длиной 36 м;

в) металлоконструкции рассматриваемых разъединителей присоединены к ЗУ заземляющими проводниками длиной менее 1,5 м.

Сопоставим приведенные результаты диагностики состояния ЗУ с кривыми рисунка.

Из рисунка видно, что имеет место ярко выраженное разделение кривых на две группы, причем по признаку принадлежности к соответствующему ОРУ. При этом, кривые, относящиеся к ОРУ–330 кВ, имеют меньший наклон, чем кривые, относящиеся к ОРУ–110 кВ. Таким образом, чем больше длина (а значит и  $Z_0$ ) заземлителей, присоединяющих нейтраль автотрансформатора к ЗУ соответствующего ОРУ, тем больше  $U_{ПР}$ , обусловленное протеканием тока  $I_3$  через данную нейтраль. Следовательно, предложенный способ позволяет не только уточнить значения  $U_{ПР}$ , но и качественно оценить состояние заземлителей, присоединяющих нейтраль автотрансформаторов к соответствующим ОРУ.

Следует также заметить, что кривая  $U_{ИЗМ}$  ( $f_{ИЗМ}$ ) разъединителя ОРУ–110

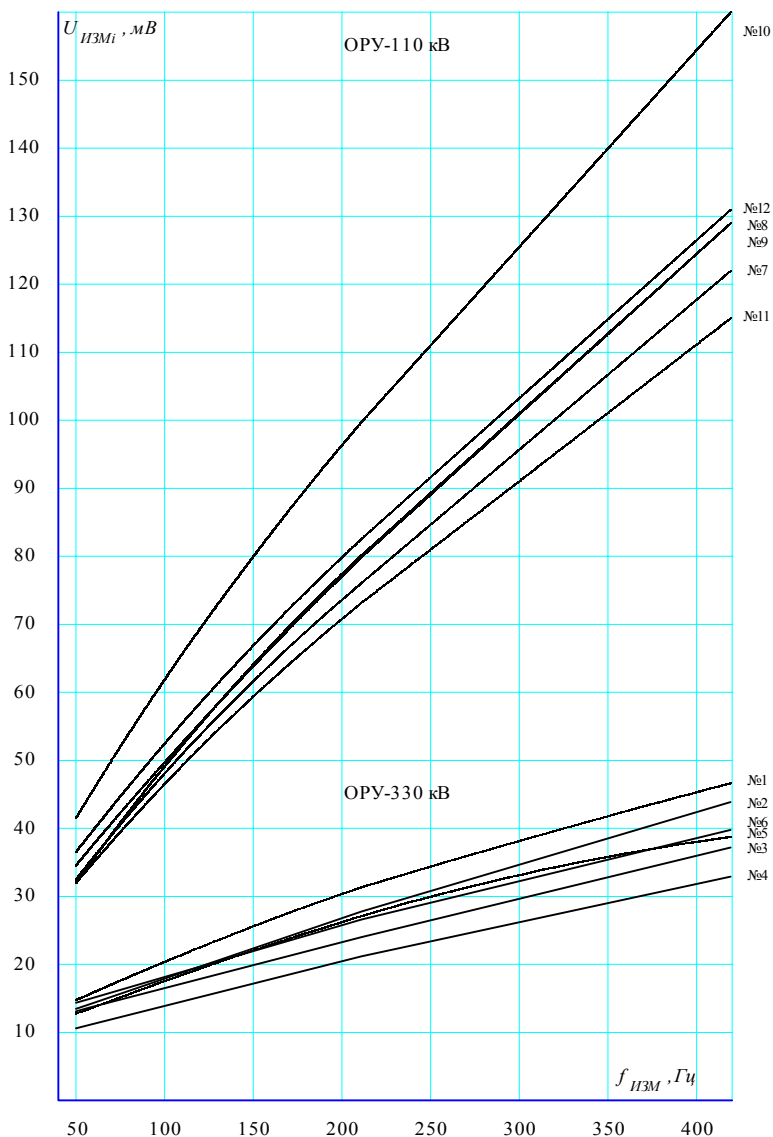


кВ Ячейка №8, ШР–I (№10) выделяется из группы кривых (ее наклон больше остальных), относящихся к данному ОРУ. Поскольку заземляющие проводники разъединителей данной группы имеют практически одинаковую геометрию, то на наклон кривой  $U_{ИЗМ}$  ( $f_{ИЗМ}$ ) указанного разъединителя оказывают влияние либо  $Z_0$  заземляющего проводника данного разъединителя, либо  $Z_0$  связи шкафа привода разъединителя с его металлоконструкции, либо  $Z_0$  связи металлоконструкции с заземляющим его проводником. Следовательно, предложенный способ позволяет также качественно оценить состояние соответствующих связей, причем на более высоких частотах эта оценка более четко выражена.

Таблица 2

№ п/п	Наименование оборудования	Напряжение прикосновения $U_{50}$ , мВ, полученное экстраполяцией графиков $U_{ИЗМ}$ ( $f_{ИЗМ}$ )	Нормирующий коэффициент $K_n$ при протекании измерительного тока величиной $I_{ИЗМ} = 4,57$ А и частотой $f_{ИЗМ}$ , Гц		
			57	211	419
1	ОРУ–330 кВ Ячейка №2, ШР–IV В–2, ф.А	14,8	–0,054	–1,122	–2,155
2	ОРУ–330 кВ Ячейка №2, ШР–IV В–2, ф.С	13,5	–0,044	–1,059	–2,252
3	ОРУ–330 кВ Ячейка №4, ШР–III В–1, ф.А	13,1	–0,038	–0,832	–1,847
4	ОРУ–330 кВ Ячейка №4, ШР–III В–1, ф.С	10,6	–0,047	–1,000	–2,104
5	ОРУ–330 кВ Ячейка №6, ШР–IV В–2, ф.А	12,8	–0,055	–1,125	–2,031
6	ОРУ–330 кВ Ячейка №6, ШР–IV В–2, ф.С	14,4	–0,035	–0,847	–1,764
7	ОРУ–110 кВ Ячейка №4, ШР–I	32,5	–0,074	–1,342	–2,754
8	ОРУ–110 кВ Ячейка №6, ШР–I	32,2	–0,075	–1,491	–3,006
9	ОРУ–110 кВ Ячейка №7, ШР–I	34,6	–0,064	–1,309	–2,728
10	ОРУ–110 кВ Ячейка №8, ШР–I	41,6	–0,072	–1,399	–2,846
11	ОРУ–110 кВ Ячейка №9, ШР–I	32,0	–0,069	–1,288	–2,594
12	ОРУ–110 кВ Ячейка №10, ШР–I	36,6	–0,063	–1,257	–2,579

Кроме того, анализ результатов расчета, приведенных в табл. 2, показывает, что измерение напряжения прикосновения на частоте 57 Гц приводит к появлению методической погрешности, не превышающей 10 %.



Зависимость напряжения прикосновения от частоты измерительного тока  $U_{ИЗМ}(f_{ИЗМ})$

Предложенный графический способ позволяет учитывать зависимость напряжения прикосновения от частоты измерительного тока, что повышает точность определения напряжения прикосновения и снижает затраты на реконструкцию (ремонт) ЗУ.

**Список литературы:** 1. Правила устройства электроустановок / Минэнерго П68 го СССР. – М.: Энергоатомиздат, 1987, – 648 с. 2. Временные методические указания по измерениям электрических характеристик заземляющих устройств распределительных устройств и трансформаторных подстанций переменного тока напряжением выше 1000 В с глухим заземлением нейтрали, спроектированных по нормам на напряжение прикосновения / Инфорэнерго. – М.: 1978. 3. ГНД 34.20.303–2003. Випробування та контроль стану заземлювальних пристроїв електроустановок. 4. Богатырев И.Н., Доценко В.И., Недзельский О.С., Понуждаева Е.Г., Фоменко В.Г. Модернизированный измерительный комплекс «КДЗ–1У». // Вестник НТУ «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ». – Вып. 17. – 2006. – С. 15-18. 5. Вытришко В.В., Глебов О.Ю., Доценко В.И., Жинжиков В.М., Кащев А.В., Колушко Г.М., Колушко Д.Г., Линк И.Ю. Влияние электромагнитных помех промышленной частоты при измерении напряжения прикосновения на электрооборудовании подстанций при помощи комплекса КДЗ–1. Вторая Российская конференция по заземляющим устройствам: Сборник докладов / Под ред. Ю.В.Целебровского. – Новосибирск: Сибирская энергетическая академия, 2005. – С. 189-198. 6. Глебов О.Ю., Колушко Д.Г., Линк И.Ю. Определение напряжения прикосновения методом суперпозиции составляющих тока однофазного замыкания на землю. // Вестник НТУ «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ». – Вып. 49. – 2005. – С. 85 – 88. 7. Горшков А.В. Анализ состояния находящихся в эксплуатации заземляющих устройств с точки зрения требований электробезопасности и термической стойкости кабелей вторичных цепей: Автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.26.01 / МЭИ – М., 1999, – 20 с. 8. Борисов Р.К., Горшков А.В., Дворников Б.П., Жарков Ю.В. Диагностика заземляющих устройств. Вторая Российская конференция по заземляющим устройствам: Сборник докладов / Под ред. Ю.В.Целебровского. – Новосибирск: Сибирская энергетическая академия, 2005. – С. 175-178.

*Поступила в редколлегию 27.10.2006.*

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>В.И.КРАВЧЕНКО, Ю.С.НЕМЧЕНКО, А.И.ТАНЦУРА, В.Н.ДНЬЩЕНКО</b> Исходный эталон Украины импульсных электрических и магнитных полей. Измерительный комплекс . . . . .	3
<b>В.І.КРАВЧЕНКО, В.С.БРЕСЛАВЕЦЬ, О.А.СЕРКОВ, Н.Ю.ШАПОВАЛОВА</b> Методика розрахунку структури електромагнітного поля всередині екранованих пристроїв . . . . .	13
<b>В.В.КНЯЗЕВ</b> Аналитическое решение задачи проникновения высокочастотного магнитного поля через эллиптическое отверстие в проводящей плоскости . . . . .	20
<b>В.И.КРАВЧЕНКО, И.В.ЯКОВЕНКО, Ф.В.ЛОСЕВ</b> Затухание поверхностных колебаний полупроводниковых структур электрорadioизделий в условиях воздействия стороннего электромагнитного излучения . . . . .	29
<b>В.И.КРАВЧЕНКО, И.В.ЯКОВЕНКО, Ф.В.ЛОСЕВ</b> Кинетические механизмы взаимодействия поверхностных колебаний с электронами проводимости полупроводниковых структур в условиях воздействия стороннего электромагнитного излучения . . . . .	36
<b>М.М.РЕЗИНКИНА, В.В.КНЯЗЕВ</b> Математическое моделирование основных закономерностей, влияющих на процесс продвижения лидерного канала молнии к земле . . . . .	44
<b>О.Л.РЕЗИНКИН, В.В.ВЫТРИШКО</b> Твердотельный генератор импульсов на основе SOS-эффекта . . . . .	49
<b>Ю.В.БАТЫГИН, А.Ю.БОНДАРЕНКО</b> Анализ электродинамических усилий в системе плоский индуктор прямого пропускания тока – обрабатываемая заготовка . . . . .	55
<b>В.И.ДОЦЕНКО, О.С.НЕДЗЕЛЬСКИЙ, А.В.ПЛИЧКО, Е.Г.ПОНУЖДАЕВА, В.Г.ФОМЕНКО</b> Компактный трассоискатель заземляющих устройств энергообъектов . . . . .	63
<b>С.В.КИПРИЧ, А.А.ПЕТКОВ, Д.Г.КОЛИУШКО</b> К вопросу об автоматизации расчетов молниезащиты . . . . .	66
<b>А.А.ПЕТКОВ</b> Генерирование испытательных импульсов магнитного поля . . . . .	73
<b>О.В.ХВОЩАН, Ю.И.КУРАШКО, В.В.ЛИТВИНОВ, И.С.ШВЕЦ</b> Электроразрядный комплекс с уменьшенными массогабаритными показателями для повышения продуктивности нефтяных скважин . . . . .	78
<b>О.В.ХВОЩАН, В.В.ЛИТВИНОВ, Ю.И.КУРАШКО</b> Повышение эффективности зарядных процессов электроразрядных погружных комплексов увеличенной мощности . . . . .	86
<b>С.С.КОЗЫРЕВ</b> Адаптивная система управления электроимпульсной установкой с использованием нечеткого регулятора . . . . .	92

<b>М.И.БАРАНОВ</b> Сравнительный анализ работы двух схем построения генераторов высоковольтных поджигающих импульсов напряжения мощных электрофизических установок . . . . .	100
<b>В.В.КНЯЗЕВ, Ю.С.НЕМЧЕНКО, И.П.ЛЕСНОЙ, С.Б.СОМХИЕВ, Т.Н.ОСТРОВЕРХ</b> Установка УИТ-АЭС для испытаний технических средств для атомных станций на устойчивость к токам микросекундных импульсных помех в цепях защитного и сигнального заземления . . . . .	107
<b>В.В.РУДАКОВ, Ю.В.КРАВЧЕНКО, Д.А.ДОЦЕНКО</b> Ресурс пленочной полипропиленовой изоляции, пропитанной касторовым маслом, в импульсном режиме . . . . .	113
<b>В.В.РУДАКОВ, О.Ю.ДУБИЙЧУК, Ю.В.КРАВЧЕНКО, Е.П.ЕРЕМЕЕВА, В.П.КРАВЧЕНКО, Е.Г.КРАМЧАНИН, В.О.ЛЫСЕНКО</b> Особенности конструирования высоковольтных импульсных конденсаторов с последовательным соединением секций . . . . .	119
<b>А.М.ЕГОРОВ, В.Б.ЮФЕРОВ, О.С.ДРУЙ, В.А.СЕРОШТАНОВ, С.В.ШАРЫЙ, В.В.ЕГОРЕНКОВ, Е.В.РЫБАС, Р.С.ПРОСКУРНЯ</b> Импульсный ускоритель с плазмозероизонным размыкателем тока ДИН-2КМ . . . . .	128
<b>В.Б.ЮФЕРОВ, О.М.ШВЕЦ, О.С.ДРУЙ, Д.В.ВИННИКОВ, В.А.СЕРОШТАНОВ, С.В.ШАРЫЙ</b> Высокочастотный источник сепаратора элементов ДИС . . . . .	133
<b>В.С.ГЛАДКОВ, Л.В.ВАВРІВ, О.А.ГУЧЕНКО, О.В.ШЕСТЕРІКОВ</b> Математична модель руйнування бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону . . . . .	140
<b>В.С.ГЛАДКОВ, О.А.ГУЧЕНКО, О.В.ШЕСТЕРІКОВ</b> Вплив системи електродів на руйнування бетонів електроімпульсним способом . . . . .	144
<b>А.А.НАУМЕНКО, В.М.ЗОЛОТАРЕВ</b> Метод определения диагональных элементов матриц, соответствующих ядрам интегральных уравнений Фредгольма для расчета плоскопараллельных безвихревых полей различной физической природы . . . . .	149
<b>Н.С.НАЗАРОВА, Л.Е.ОВЧИННИКОВА, Д.В.ВИННИЧЕНКО</b> Разработка информационно-управляющего комплекса для разрядно-импульсных технологий . . . . .	156
<b>З.А.ВОРОНИНА, О.Ю.ГЛЕБОВ, В.М.ЖИНЖИКОВ, Г.М.КОЛИУШКО, И.Ю.ЛИНК, Д.Г.КОЛИУШКО, А.В.ПЛИЧКО</b> Влияние частоты измерительного тока при измерении напряжения прикосновения на электрооборудовании энергообъектов с использованием измерительного комплекса «КДЗ-1У» . . . . .	164

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**ВІСНИК**  
**НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО**  
**УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»**

Тематичний випуск  
«Техніка і електрофізика високих напруг»

Випуск № 37'2006

Науковий редактор д-р техн.наук,проф. В.І.Кравченко

Технічний редактор Л.В.Ваврів

Відповідальний за випуск канд.техн.наук І.Б.Обухова

Обл.вид. № .....

Підп.до друку .....2006 р. Формат 60x84 1/16. Папір Сору Рарег.  
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов.друк.арк. .... Облік.вид. арк. ...  
Наклад 100 прим. Зам. № ..... Ціна договірна.

---

НТУ «ХПІ», 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

Видавничий центр НТУ «ХПІ». Свідоцтво ДК № 116 від 10.07.2000 р.  
Друкарня НТУ «ХПІ», 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---