



ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
«ХПИ»

20'2007

Харьков

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»

Сборник научных трудов
Тематический выпуск

20'2007

«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 2007

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2007. № 20 – 200 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 № 6 від 05 липня 2007 р.

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

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭТАЛОНА РЭМП

В статті розглядаються фактори, які можуть мати вплив на вихідні характеристики Еталона РЕМП. Експериментально досліджений ступінь їх впливу на амплітудно-часові параметри Еталона РЕМП. Зроблені висновки та запропоновані шляхи зменшення їх впливу.

In this article, factors which can influence output characteristics of primary REMP-standard are considered. The extent of their influence on amplitude and time parameters of primary REMP-standard was experimentally investigated. Conclusions are made, the ways of decreasing of their influence are proposed.

Постановка задачи. В соответствии с первым этапом бюджетной темы «Эталон-2» необходимо было экспериментально определить нестабильность выходных параметров Эталона РЭМП за длительный период эксплуатации.

Ниже приведены результаты определения степени влияния различных факторов на стабильность выходных характеристик Эталона РЭМП.

Согласно требованиям на разработку и создание Эталона РЭМП [1] нестабильность выходных характеристик Эталона не должна превышать 1 % в течение года.

Под нестабильностью выходных характеристик Эталона РЭМП понимают относительное отклонение его выходных параметров от величин, определенных при метрологической аттестации. Выходными параметрами Эталона являются форма и амплитудно-временные параметры (АВП) импульсов напряженности электрического и магнитного полей в рабочем объеме полосковых линий ПЛ-24 и ПЛ-48. Нестабильность можно выразить формулами для амплитуды $v_{E_{\max}}$ и времени нарастания импульса $v_{T_{\Phi}}$:

$$v_{E_{\max}} = \frac{E_{\text{тек}}^{\max} - E_{\text{ат}}^{\max}}{E_{\text{ат}}^{\max}} \cdot 100\% ; \quad (1)$$

$$v_{T_{\Phi}} = \frac{T_{\text{тек}}^{\Phi} - T_{\text{ат}}^{\Phi}}{T_{\text{ат}}^{\Phi}} \cdot 100\% , \quad (2)$$

где $E_{\text{тек}}^{\max}$, $T_{\text{тек}}^{\Phi}$ – текущие значения амплитуды и времени нарастания импульса;

$E_{\text{ат}}^{\max}$, $T_{\text{ат}}^{\Phi}$ – значения амплитуды и времени нарастания импульса, определенные при метрологической аттестации и указанные в свидетельстве о

метрологической аттестации на Эталон.

На рис. 1 приведена структурная схема Эталона РЭМП [2], а на рис. 2 – пояснительная схема построения обоих подэталонов: ЭНИ и ЭСИ.

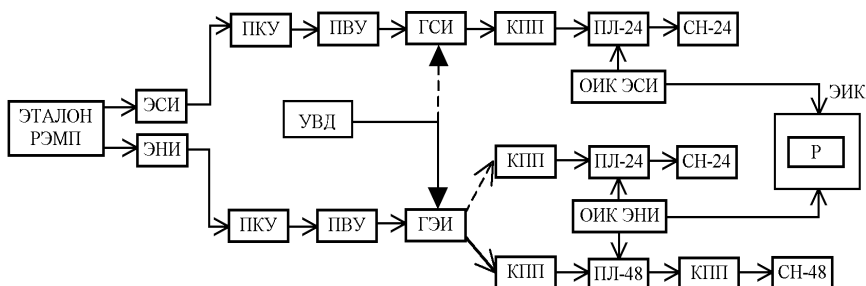


Рисунок 1 – Структурная схема Эталона РЭМП

ЭСИ – эталон субнаносекундных импульсов ЭМП; ЭНИ – эталон наносекундных импульсов ЭМП; ПКУ – пульт контроля и управления; ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство; ГСИ – генератор ступенчатых импульсов; ГЭИ – генератор экспоненциальных импульсов; КПП – коаксиально-полосковый переход; ПЛ-24 – полосковая линия с расстоянием между пластинами 0,24 м; ПЛ-48 – полосковая линия с расстоянием между пластинами 0,48 м; СН – согласующая нагрузка; ОИК – образцовый измерительный комплекс; УВД- установка высокого давления; Р – регистраторы; ЭИК – экранированная измерительная кабина.

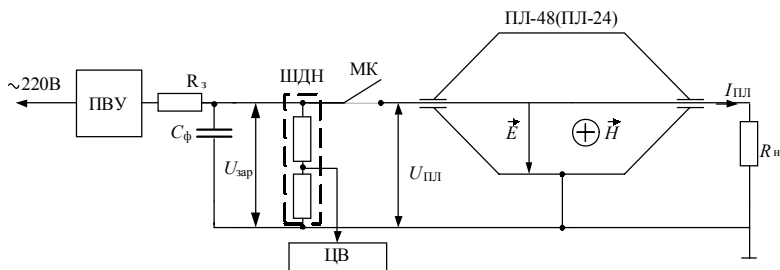


Рисунок 2 – Пояснительная схема Эталона РЭМП

ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство; R_3 – зарядный резистор; C_ϕ – формирующий конденсатор; ШДН – штатный делитель напряжения; МК – механический коммутатор; ЦВ – цифровой вольтметр; R_n – сопротивление нагрузки; ПЛ-48(ПЛ-24) – полосковые линии с межэлектродным расстоянием 0,48 и 0,24 м

Из пояснительной схемы видно, что формирующий конденсатор C_ϕ (в ЭНИ – это конденсатор типа 50–3 УХЛ4 емкостью 3 мкФ, а в ЭСИ – это бухта кабеля типа РК50–17–17 длиной 50 м) заряжается от ПВУ до постоянных напряжений $U_{зар}$ от 1 до 50 кВ, после чего по команде с ПКУ механический коммутатор МК замыкается и C_ϕ через полосковую линию ПЛ (в ЭНИ – это ПЛ-48 с габаритами $5,7 \times 2,2 \times 1,7$ м, а в ЭСИ – ПЛ-24 с габаритами

6,7 × 1,2 × 1,47 м) на активную нагрузку $R_n = 50$ Ом, равную по величине волновому сопротивлению обоих ПЛ. При этом между электродами ПЛ распространяется плоская электромагнитная волна, электрическая и магнитная компоненты которой однозначно связаны с напряжением $U_{\text{ПЛ}}$ между электродами ПЛ, зарядным напряжением $U_{\text{зар}}$ на $C_{\text{ф}}$ и габаритами ПЛ в плоском сечении (см. рис. 3).

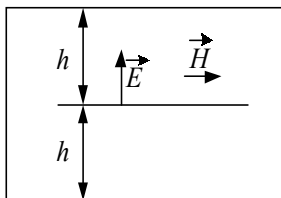


Рисунок 3 – Поперечное сечение полосковой линии

Из теории полосковых линий [3] известно, что максимальная напряженность электрического поля в согласованных ПЛ рассчитывается по формуле:

$$E_{\text{max}} = \frac{U_{\text{ПЛ}}}{h}, \quad (3)$$

где $U_{\text{ПЛ}}$ – напряжение между электродами ПЛ, кВ;

h – расстояние между электродами, м,

а напряженность магнитного поля в этом случае рассчитывается по формуле:

$$H_{\text{max}} = \frac{E_{\text{max}}}{Z_{\text{в}}}, \quad (4)$$

где $Z_{\text{в}}$ – волновое сопротивление воздуха, $Z_{\text{в}} = 377$ Ом.

В Эталоне РЭМП зарядное напряжение измеряется штатным измерительным комплексом с высокой точностью. Он состоит из высоковольтного делителя напряжения (ШДН) и цифрового вольтметра типа В2–22 (ЦВ).

Напряженность электрического поля E_{max} измеряется штатным измерителем типа СПЕФВ–ЕК, который располагается в рабочей зоне полосковой линии и имеет очень стабильные метрологические характеристики, указанные в свидетельстве о его метрологической аттестации (СМА), выданной ВНИИОФИ Госстандарта РФ.

Таким образом, при каждом разряде Эталона РЭМП штатным измерительным комплексом контролируются основные и вспомогательные АВП Эталона, а именно $U_{\text{зар}}$ и $E_{\text{вых}}$, зависимость между которыми приведена на рис. 4 и 5.

Исходя из этого можно утверждать, что если стабильность работы Эталона близка к идеальной, то при постоянном зарядном напряжении напряженность электрического поля на выходе так же останется постоянной.

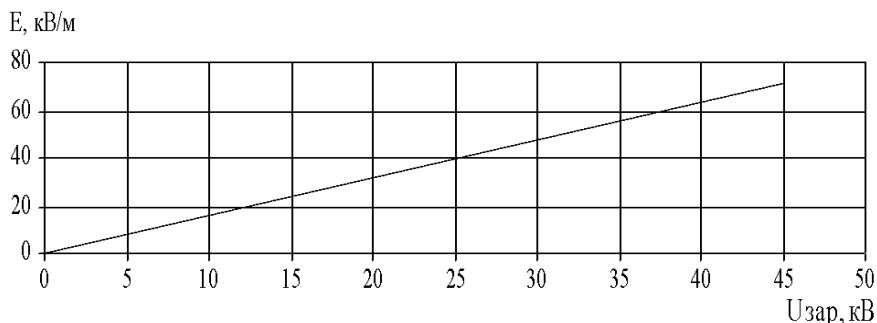


Рисунок 4 – График зависимости напряженности электрического поля в ПЛ-48 от зарядного напряжения ГЭИ

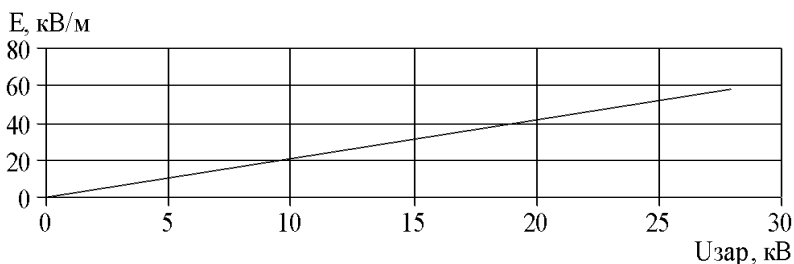


Рисунок 6 – График зависимости напряженности электрического поля в ПЛ-24 от зарядного напряжения ГСИ

В реальности же стабильность работы Эталона зависит от целого ряда факторов, а именно:

- от изменения температуры в помещении Эталона в период его работы;
- от текущих отклонений напряжения питания в период работы Эталона;
- от изменения параметров элементов Эталона, формирующих его АВП, в том числе их старения;
- от изменения механических и электрических характеристик коммутаторов Эталонов ЭСИ и ЭНИ;
- от изменения метрологических характеристик СПЕФВ–ЕК.

Рассмотрим степень влияния этих факторов на стабильность работы Эталона.

В соответствии с ТЗ диапазон рабочих температур Эталона составляет величину $t = 20\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$, что обеспечивается двумя штатными кондиционерами. Изменение температуры в помещении Эталона влияет на:

- геометрические размеры ПЛ, и в первую очередь на расстояние h , а следовательно, на $E_{\text{вых}}$ (см. рис. 3 и формулу (3));

- изменение коэффициента преобразования СПЕФВ–ЕК;
- рассогласование ПЛ из-за температурного изменения R_n ;
- изменение давления газа в корпусе коммутаторов и т. д.

И хотя эти изменения температуры при работе Эталона очень малы (всего лишь $\pm 2^\circ\text{C}$) и это влияние будет незначительным, все же мы должны экспериментально проверить влияние этого фактора на нестабильность $E_{\text{вых}}$.

Влияние изменения напряжения электропитания Эталона $U_{\text{пит}}$ более существенны, так как в схеме Эталона присутствует прямая зависимость между зарядным напряжением и напряжением питания. Так как в соответствии с ТЗ на Эталон $U_{\text{пит}} = 220\text{В} \pm 10\%$, то, если не принять меры по стабилизации питания, этот фактор будет весьма ощутимо влиять на стабильность работы Эталона.

Изменение параметров элементов у исправного Эталона (например, за счет старения) происходит очень медленно и может быть выявлено только при длительной эксплуатации Эталона, и в рамках кратковременных опытов не может быть обнаружено.

Изменение параметров элементов Эталона за счет изменения температуры окружающей среды в диапазоне $20^\circ \pm 2^\circ\text{C}$ будет незначительным и практически не повлияет на АВП выходных импульсов Эталона.

Изменение давления газа в механических коммутаторах Эталона, по сравнению с рабочим давлением в 6,5 атм (например, его снижение) может привести, в первую очередь к снижению пробивного напряжения коммутаторов и при напряжениях близких к максимально возможному зарядному – к самоходу, что не позволит достичь верхней границы $E_{\text{вых}}$. Для исключения этого негативного фактора необходимо постоянно поддерживать требуемое давление газа в коммутаторах, для чего и существует в Эталоне РЭМП штатная система контроля и регулировки давления газа.

Изменение метрологических характеристик СПЕФВ–ЕК (в первую очередь коэффициента преобразования $K_{\text{пр}}$) может быть только от значительно (не менее 50°C) перепада рабочих температур. Но учитывая, что этот перепад составляет всего лишь 4°C , то изменение $K_{\text{пр}}$ будет незначительным.

Вышеприведенный анализ негативного влияния различных факторов на стабильность работы Эталона позволяет сделать вывод, что при экспериментальных исследованиях необходимо учитывать только разброс температуры окружающей среды и колебания напряжения питания.

На этой основе и были проведены эксперименты по поочередному определению зависимости $E_{\text{вых}} = f(\Delta t^\circ\text{C})$ и $E_{\text{вых}} = f(\Delta U_{\text{пит}})$.

Эксперименты проводились еженедельно в течение 6 месяцев (с октября 2006 г. по март 2007 г.) по следующей методике:

- 1) измерение $E_{\text{вых}}$ при температурах 18°C и 22°C и $U_{\text{пит}} = \text{const}$;
- 2) измерение $E_{\text{вых}}$ при напряжениях питания 200 В, 220 В, 240 В и $t = 20^\circ\text{C}$;
- 3) эксперименты проводились при минимальном, максимальном и сред-

нем зарядном напряжении;

- 4) эксперименты проводились на обоих подэталолах: ЭНИ и ЭСИ;
- 5) каждое самостоятельное измерение повторялось по 10 раз;
- 6) измерению в каждом из импульсов подвергались только напряженность электрического поля и время нарастания его фронтной части.

Измерение зависимости $E_{\text{вых}} = f(\Delta t \text{ } ^\circ\text{C})$

Зависимость $E_{\text{вых}} = f(\Delta t \text{ } ^\circ\text{C})$ определяется при $t_{\text{min}} = 18 \text{ } ^\circ\text{C}$ и $t_{\text{max}} = 22 \text{ } ^\circ\text{C}$. На рис. 7 и 8 приведены типовые осциллограммы выходных импульсов электрического поля в ПЛ-48 и ПЛ-24 при максимальном, минимальном и среднем зарядном напряжении. При этом в ручном режиме поддерживалось одинаковое для всех 10 импульсов в пачке текущее зарядное напряжение по штатному цифровому вольтметру.

Из этих осциллограмм видно, что из-за наличия на вершине импульса наложенных колебаний однозначная расшифровка $E_{\text{вых}}$ и $T_{\text{ф}}$ затруднительны, поэтому мы провели аппроксимацию импульсов по методике, изложенной в [4]. Типовая осциллограмма $E_{\text{вых}}$ в этом случае представлена на рис. 9.

Одним из вариантов определения времени нарастания $E_{\text{вых}}$ является определение его между уровнями 0,1 – 0,8 от максимальной амплитуды импульса, так как эта часть импульса не захватывается наложенными на него колебаниями и очень легко поддается расшифровке.

Максимальная амплитуда импульса электрического поля $E_{\text{вых}}^{\text{max}}$ определяется по формуле:

$$E_{\text{вых}}^{\text{max}} = \frac{U_{\text{эо}}^{\text{max}}}{K_{\text{пр}}}, \quad (5)$$

где $U_{\text{эо}}^{\text{max}}$ – напряжение на выходе СПЕФВ–ЕК, В;

$K_{\text{пр}}$ – коэффициент преобразования СПЕФВ–ЕК, берется из свидетельства о метрологической аттестации на него, В(В/м).

Длительность фронта воспроизводимых импульсов напряженности электрического поля между уровнями 0,1 – 0,9 от амплитуды составляет:

- для ПЛ-24 – $(0.66 \pm 0,03) \text{ нс}$;
- для ПЛ-48 – $(9,5 \pm 0,3) \text{ нс}$.

По этим критериям были проанализированы все полученные при экспериментах осциллограммы. Результаты анализа приведены в табл. 1.

Анализ данных, приведенных в табл. 1, показывает, что при росте температуры наблюдается незначительное (менее 1 %) падение максимальной амплитуды, а так же, в большинстве случаев, изменение фронтов импульсов (до 0,05 нс). Такая зависимость наблюдается при всех уровнях зарядного напряжения. Колебания выходных характеристик отражены в табл. 2.

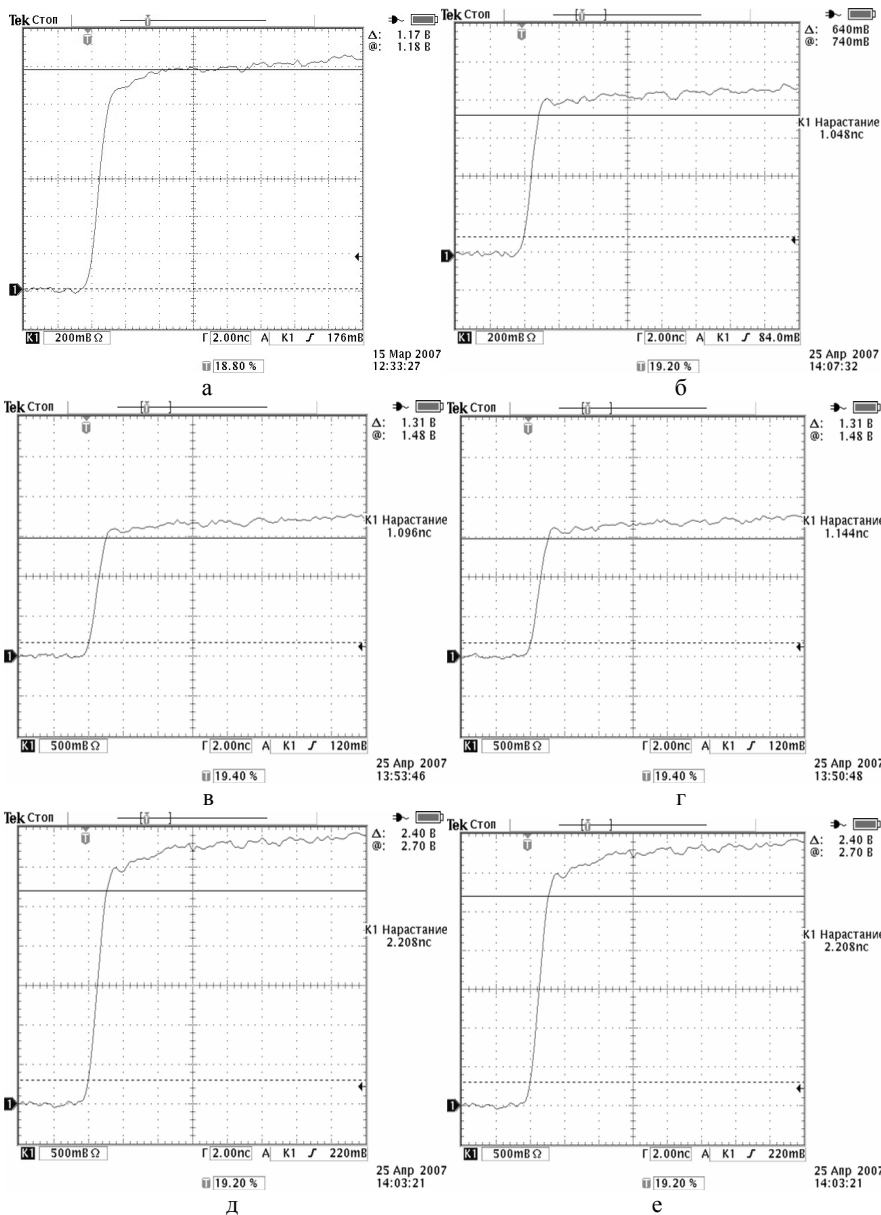


Рисунок 7 – Типовые осциллограммы выходных импульсов электрического поля
Эталона РЭМП, в рабочем объеме ПЛ-24:

а, б, в – при температуре 18 °С и $U_{зар} = 7; 20$ и 35 кВ соответственно;
г, д, е – при температуре 22 °С и $U_{зар} = 7; 20$ и 35 кВ соответственно

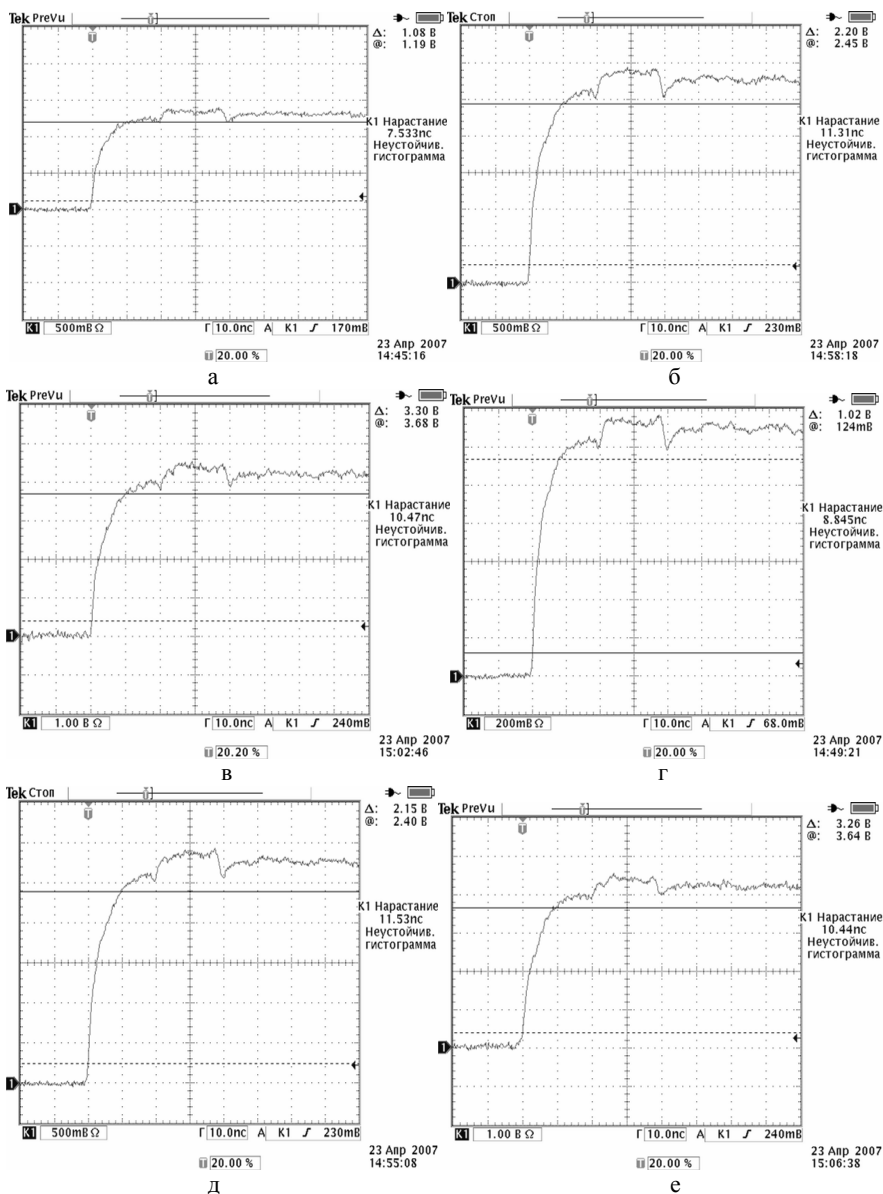


Рисунок 8 – Типовые осциллограммы выходных импульсов электрического поля
Эталона РЭМП, в рабочем объеме ПЛ-48:

а, б, в – при температуре 18 °C и $U_{\text{зар}} = 14; 30 \text{ и } 45 \text{ кВ}$ соответственно;

г, д, е – при температуре 22 °C и $U_{\text{зар}} = 14; 30 \text{ и } 45 \text{ кВ}$ соответственно

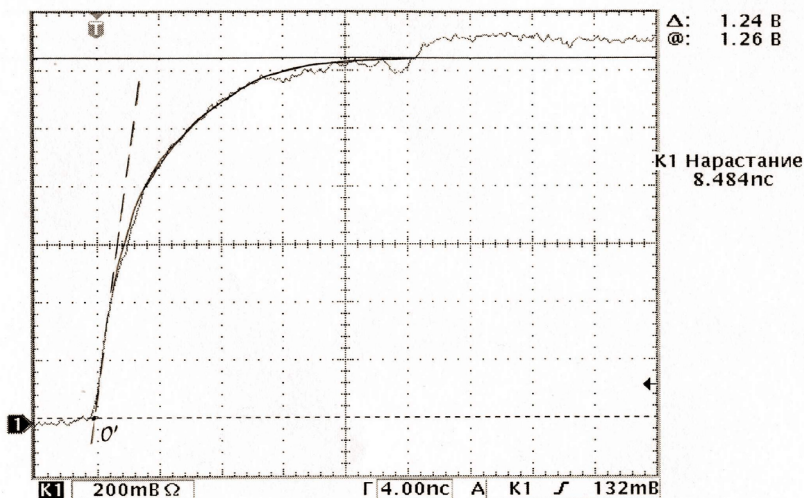


Рисунок 9 – Аппроксимация сигнала с выхода измерителя согласно ГОСТ 17512–82 [4]

Таблица 1

Параметр	$t, ^\circ\text{C}$	$U_{\text{зар}}^{\min}, \text{кВ}$		$U_{\text{зар}}^{\text{ср}}, \text{кВ}$		$U_{\text{зар}}^{\max}, \text{кВ}$	
		ПЛ-24	ПЛ-48	ПЛ-24	ПЛ-48	ПЛ-24	ПЛ-48
$E_{\text{вых}}^{\max}, \text{кВ/м}$	18	13,77	25,75	27,2	48,96	49,8	70,12
	22	13,28	25,50	27,17	48,55	49,65	69,74
$T_{\phi}^{0,1-0,9}, \text{нс}$	18	0,97	9,61	0,97	9,60	0,94	9,51
	22	0,97	9,57	0,95	9,55	0,96	9,53
$T_{\phi}^{0,1-0,8}, \text{нс}$	18	0,71	6,50	0,72	6,52	0,72	6,53
	22	0,72	6,51	0,72	6,51	0,71	6,51

Примечание – В табл. 1 даны значения длительности фронта $T_{\text{ЭО}}$ полученные с помощью электронного осциллографа Tektronix TDS 3052B, который имеет собственное время нарастания переходной характеристики $T_{\text{ПХ(ЭО)}}$ равное 0,7 нс. Для определения истинного времени нарастания импульса напряженности электрического поля $T_{\text{и}}$ необходимо воспользоваться формулой:

$$T_{\text{и}} = \sqrt{T_{\text{ЭО}}^2 - T_{\text{ПХ(ЭО)}}^2}, \quad (6)$$

где $T_{\text{ЭО}}$ – длительность фронта импульса на экране осциллографа;

$T_{\text{ПХ(ЭО)}}$ – время нарастания переходной характеристики осциллографа (указано в паспорте на него).

Таким образом, можно утверждать, что изменение температуры и зарядного напряжения в пределах определенных при последней метрологиче-

ской аттестации, не имеют значительного влияния на выходные характеристики Эталона РЭМП.

Таблица 2 – Нестабильность выходных характеристик Эталона РЭМП

Параметр	ПЛ-24	ПЛ-48
Изменение амплитуды $E_{\max}, \%$	0,4 – 0,6	0,6 – 0,86
Изменение времени нарастания $T_{\phi}, \%$	0,3 – 0,9	0,2 – 0,8

Измерение зависимости $E_{\text{вых}} = f(\Delta U_{\text{пит}})$

Данная зависимость определялась при изменении зарядного напряжения в пределах от 200В до 240В и $t = 20^\circ\text{C}$.

Типовые осциллограммы не отличаются от приведенных выше на рис. 5. Единственным отмеченным отличием в осциллограммах является рост максимальной напряженности электрического поля одновременно с ростом напряжения питания, так как в формуле (1.1) $U_{\text{пл}}$ является линейной функцией зарядного напряжения, а тем самым и напряжения питания.

Поэтому, для исключения этого фактора, негативно влияющего на стабильность выходных характеристик Эталона, были приняты два решения:

1) Установить в ПКУ Эталона РЭМП электронный стабилизатор напряжения типа Б2–3.

2) В течение всей работы Эталона поддерживать постоянное зарядное напряжение по штатному цифровому вольтметру Эталона типа В2–22.

Выводы. Факторы, влияющие на выходные характеристики Эталона РЭМП, можно условно разделить на действующие в течение одной серии испытаний и действующие в течение межповерочного интервала.

К кратковременным факторам можно отнести изменение температуры окружающей среды, давления в коммутаторах ЭНИ и ЭСИ и колебания сетевого напряжения питания.

В результате исследований было доказано, что, если исключить колебания напряжения питания путем установки в цепь питания электронного стабилизатора, то при установке и контроле зарядного напряжения и давления в газовом оборудовании наблюдающиеся изменения характеристик находятся в пределах допустимых свидетельством о метрологической аттестации (до 1% по амплитуде и до 0,1 нс по времени нарастания импульсов).

К изменениям, имеющим длительный характер, относятся трансформации в высоковольтном и измерительном оборудовании. Если эти изменения и имеют место, то их влияние на выходные характеристики Эталона РЭМП замечены не были.

Список литературы: 1 Техническое задание на разработку и создание Эталона РЭМП от 18.05.2003 г. 2. Исходный Эталон Украины единиц импульсных электрического и магнитного полей. Руководство по эксплуатации. Эталон РЭМП-000.000.000 РЭ. 3. Ковалев И.С. Конструирование и расчет полосковых устройств. – М., 1974. – 296 с. 4. ГОСТ 17512–82. Электрооборудование и электроустановки на напряжение 3 кВ и выше. Методы измерения при испытаниях высоким напряжением.

Поступила в редколлегию 04.06.2007.

УДК 621.318

В.И.КРАВЧЕНКО, докт.техн.наук; **В.Н.ДНЫЩЕНКО; Ю.Н.ГИРКА;**
Ф.В.ЛОСЕВ; И.В.ЯКОВЕНКО, докт.физ.-мат.наук; НТУУ «ХПИ»

ВЛИЯНИЕ СТОРОННЕГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Експериментально доведено, що дія імпульсного електромагнітного випромінювання (ЕМВ) на напівпровідникові прилади (кремнієві діоди) супроводжується відхиленням їх вольт-амперних характеристик (появою зворотних відказів). Показано що такого роду зміни робочих характеристик приладів пов'язано з генерацією власних електромагнітних коливань напівпровідникових комплектуючих приладів при їх взаємодії з токами, наведеними зовнішнім випромінюванням.

It has been experimentally proved that pulse electromagnetic radiation effect (EMC) on semiconductor devices (silicon diodes) is accompanied by deviation of their volt-ampere characteristics (appearance of reverse refusals). It was shown that such a type of change of working characteristics of the devices is connected with generator of natural electromagnetic oscillators of semiconductors components with currents induced by external radiation.

Введение. Все многообразие отказов, возникающих в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА), как результат воздействия сторонних факторов, принято разделять на обратимые и необратимые [1]. Необратимые отказы характеризуются полной утратой работоспособности РЭА. Они наступают в случае, когда изменение внутренних параметров аппаратуры превышает допустимые пределы (при воздействии внешнего электромагнитного излучения (ЭМИ), необратимые отказы обычно возникают как следствие 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 необратимых отказов. Моделирование механизмов взаимодействия наведенных ЭМИ токов и напряжений с процессами, характеризующими функциональ-

ное 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, относящиеся к области обратимых отказов, остаются открытыми.

Вместе с тем, расширение областей применения и возрастание быстродействия РЭА приводит к необходимости все большего использования элементной базы, содержащей изделия полупроводниковой электроники [2]. Это увеличивает степень влияния внешнего электромагнитного излучения (ЭМИ) на работоспособность РЭА, к воздействию которого полупроводниковые комплектующие обладают повышенной чувствительностью.

Настоящая работа в определенной степени компенсирует существующий пробел в этой области исследований обратимых отказов. В ней экспериментально исследуется влияние импульсного электромагнитного излучения на рабочие характеристики полупроводниковых диодов.

Основные результаты.

В работах [3], [4] предложена модель взаимодействия наведенных внешним ЭМИ токов с электромагнитными колебаниями твердотельных структур входящих в состав полупроводниковых приборов (в частности, диоды). Было показано, что взаимодействие волн и заряженных частиц приводит к возможности генерации электромагнитных колебаний данной структуры. Были получены расчетные соотношения, связывающие величину энергетических потерь наведенных токов на возбуждение колебаний с параметрами структур: концентрацией свободных носителей, их дрейфовой скоростью, диэлектрической проницаемостью и размерами структуры.

Приведенные в данных работах количественные оценки показывают, что величина энергии излучения при длительности внешнего импульса напряженности порядка 100-500 нс, амплитуде импульса напряженности электрического поля порядка 10 – 50 кВ/м для большинства полупроводниковых структур, используемых в современной СВЧ-электронике находится в пределах чувствительности современных приемников излучения субмиллиметрового диапазона. Величина энергии излучения для указанных параметров находится в пределах $10^{-7} - 10^{-9}$ Дж.

Очевидно, что режим генерации в полупроводниковых приборах приводит к появлению участков с отрицательным дифференциальным сопротивлением на вольтамперной характеристике (ВАХ) прибора, поскольку отрицательное сопротивление характеризует потери энергии электронной системы твердотельной структуры ($dR = -\frac{dU}{dI} < 0$, $dU < 0$; $dI > 0$ участок А – В на

рис. 1). Наличие области с отрицательным сопротивлением на вольт-амперной характеристике является следствием трансформации энергии наведенного тока в энергию колебаний, которые излучаются в окружающее пространство. В результате электронная система диода теряет свою энергию и эта дополнительная энергия является отрицательной величиной.

$$\Delta W = \Delta U \Delta I < 0.$$

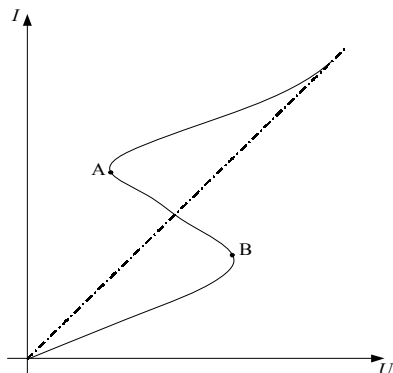


Рисунок 1 – ВАХ диода:
 - - - - - ВАХ диода без воздействия ЭМИ;
 — в условиях воздействия ЭМИ

Целью настоящей работы было экспериментальное определение степени искажения вольтамперных характеристик полупроводниковых приборов в условиях воздействия ЭМИ, установление наличия участков с отрицательным сопротивлением ВАХ для параметров воздействующего импульса напряжения и полупроводниковых структур, рассмотренных в работах [3], [4].

Кроме того, целью данной работы было проведение сравнительного анализа расчетных данных, полученных с использованием физических моделей [3], [4] и величин энергии излучения, полученных экспериментально.

Объектом исследования являются вольтамперные характеристики следующих полупроводниковых приборов в условиях воздействия стороннего импульсного электромагнитного напряжения: диод кремниевый, планарный с барьером Шотки 2Д922В, диод кремниевый эпитаксиальный КД409А. Эти приборы используются в быстродействующих импульсных устройствах для преобразования переменного напряжения. Их электрические параметры и эксплуатационные данные приведены в табл. 1.

Экспериментальные исследования процессов влияния импульсного электромагнитного поля на работоспособность полупроводниковых приборов проводились с помощью Исходного эталона Украины импульсных электрических и магнитных полей (далее – Эталон РЭМП) расположенного в

НИПКИ «Молния». Установка состоит из высоковольтного импульсного источника питания (ВИП), разряжаемого на полеобразующую систему (ПС) в виде симметричной замкнутой полосковой линии (ПЛ) (рис. 2).

Источник ВИП генерирует однократные импульсы высокого напряжения, параметры которых приведены в табл. 2.

Таблица 1

Характеристики			2Д922В	КД409А
Электрические параметры	Постоянный обратный ток, мкА	$T_1 = 25^\circ\text{C}$	0,5 ($U_{\text{обр}} = 10\text{В}$)	то же при $U_{\text{обр}} = 24\text{В}$
		$T_2 = 100^\circ\text{C}$	10 ($U_{\text{обр}} = 10\text{В}$)	
	Общая емкость, пФ		1,0 ($U_{\text{обр}} = 0$)	2,0 ($U_{\text{обр}} = 15\text{В}$)
	Индуктивность, нГн		1,0	4,0
Предельные эксплуатационные данные	Постоянное обратное напряжение, В		10	24
	Постоянный прямой ток, мА	$T_1 = 35^\circ\text{C}$	10	15
		$T_2 = 100^\circ\text{C}$		25
	Импульсный прямой ток, мА $t_{\text{и}} \leq 10\text{мкс}$, $Q \geq 10$	$T_1 = 25^\circ\text{C}$	20	500
		$T_2 = 100^\circ\text{C}$		250
	Температура окружающей среды, $^\circ\text{C}$		от -60°C до $+100^\circ\text{C}$	

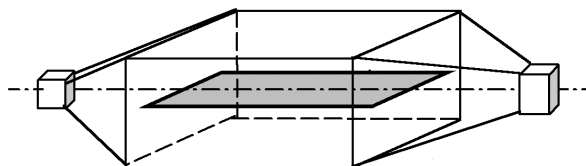


Рисунок 2 – Симметричная замкнутая ПЛ

Таблица 2 – Требования к параметрам Эталона РЭМП

Параметр	Величина
1 Напряженность электрического поля, кВ/м	от 10^{-3} до 200
2. Напряженность магнитного поля, А/м	от 0,1 до 530
3. Длительность фронта импульса, нс, не более	1
4. Длительность импульса на уровне 0,5, мкс, не более	100
5. Размеры рабочего объема, мм, не менее: - в плане - по высоте	500×500 150

ПЛ – это два достаточно длинных ленточных проводника шириной b и длиной ℓ , расположенных параллельно на расстоянии h друг от друга и у ко-

торых выполняется требования:

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

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

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

где λ – эквивалентная длина волны.

ПЛ хорошо изучены [5], [6] 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. 3), а их соотношение определяется формулами:

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

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

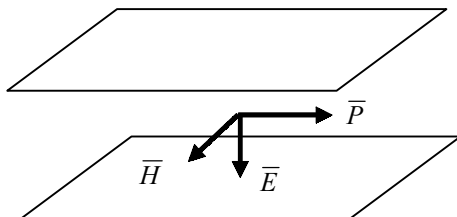


Рисунок 3 – Направление векторов электромагнитного поля в ПЛ

При проведении экспериментальных исследований нами использовалась полосковая линия, используемая для формирования наносекундных импульсов, поскольку исследованные в работе механизмы влияния внешнего электромагнитного поля на характеристики полупроводниковых диодов реализуются в данном временном диапазоне.

При проведении экспериментальных исследований один из указанных диодов последовательно соединялся с источником постоянного тока и двумя сопротивлениями, одно из которых ($R1$) позволяло менять силу тока диода I , другое ($R1$) – обеспечивало режим согласования с кабелем, ведущим к осциллографу (рис. 4).

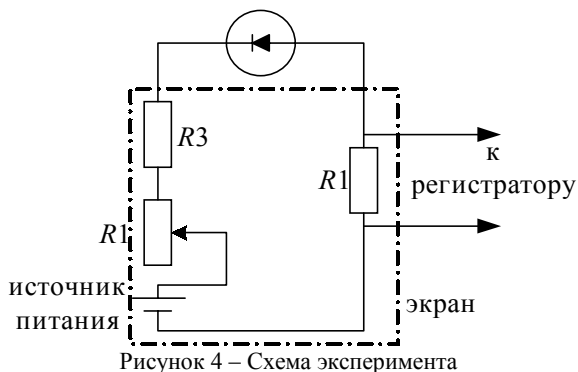
Схема, за исключением диода, помещалась в экранированный объем и была вынесена за систему полеобразования. Диод располагался между электродами полосковой линии. В ходе эксперимента было исследовано влияние импульсного электромагнитного поля на вольтамперную характеристику диода.

На участке прямого тока было рассмотрено два способа расположения воздействующего поля (а значит и наведенного тока) относительно постоянного тока диода I :

1) вектор напряженности внешнего электрического поля направлен па-

раллельно постоянному току диода (этот случай соответствует механизму переходного излучения [3]);

2) вектор напряженности внешнего электрического поля направлен перпендикулярно постоянному току диода (механизм черенковского излучения [4]).



Постоянный ток на диоде I увеличивался от 2 до 30 мА. Каждый шаг увеличения тока диода I сопровождался воздействием импульса напряжения. Результирующее напряжение на диоде регистрировалось осциллографом.

Временные параметры воздействующего импульса напряжения

- длительность фронта – 0,5 нс;
- длительность импульса напряженности – 500 нс.

Было рассмотрено воздействие импульсного электромагнитного поля с амплитудами напряженности $E = 10$ кВ/м, 20 кВ/м, 30 кВ/м.

Вольтамперные характеристики прямого тока диодов для данных уровней напряженности воздействующего импульса для различных конфигураций напряженности внешнего поля и тока диода (параллельного и нормального) представлены на рис. 5 и 6.

Анализ экспериментально полученных вольтамперных характеристик указывает на наличие участков с отрицательной дифференциальной проводимостью, поскольку увеличение тока сопровождалось уменьшением суммарного (с учетом внешнего воздействия) напряжения на диоде. При этом характер отклонения вольтамперной характеристики не зависел от амплитуды импульса воздействующего напряжения. Этот режим роста энергии излучения электромагнитных колебаний полупроводниковых приборов за счет энергии наведенных токов определялся механизмами пучковых неустойчивостей, рассмотренных в работах [3], [4].

Количественные оценки энергии излучения сделанные, исходя из экспериментальных данных настоящей работы и полученных расчетным путем

исходя из физических моделей [3], [4], определяются одним порядком величины и лежат в интервале $10^{-9} - 10^{-7}$ Дж.

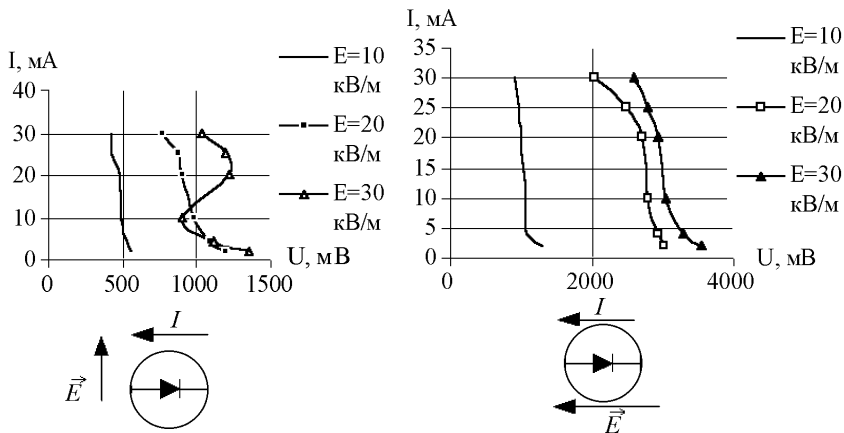


Рисунок 5 – ВАХ диода кремниевое, планарного с барьером Шотки 2Д922В

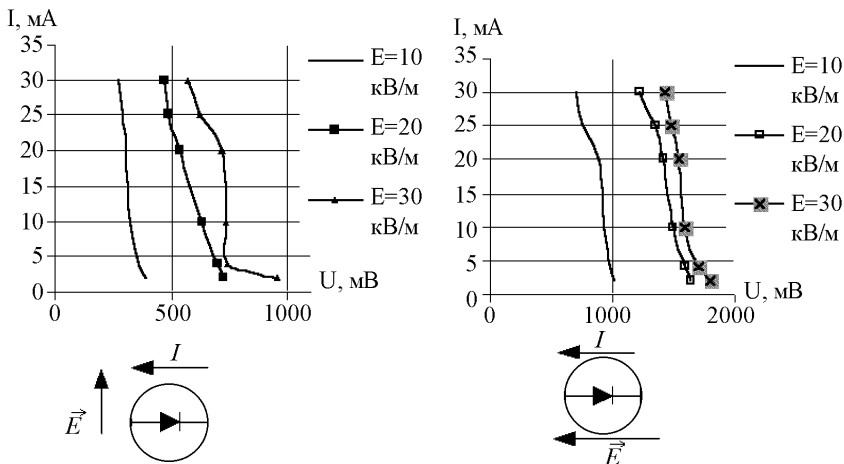


Рисунок 6 – ВАХ диода кремниевое эпитаксиального КД409А

Основной результат проведенных исследований определяется тем, что на качественном уровне был предсказан характер изменения ВАХ полупроводниковых диодов в условиях воздействия импульсного электромагнитного излучения и расчетные оценки физических моделей [3], [4] получили экспериментальное подтверждение.

Кроме того, проведенные в данной работе экспериментальные исследо-

вания показали, что величина мощности излучения в случае, когда воздействующее поле параллельно току диода, в пределах порядка превышает мощность в условиях, когда оно перпендикулярно диодному току. Это на качественном уровне также соответствует предложенным в [3], [4] расчетным моделям, согласно которым мощность излучения прямо пропорционально времени взаимодействия наведенного тока с колебаниями структуры, а это время, в свою очередь, прямо пропорционально размерам образца (диода), поперечные размеры которого на порядок меньше продольных.

И, наконец, достоверность физических моделей [3], [4] подтверждается также тем, что энергия излучения собственных электромагнитных колебаний твердотельных структур, комплектующих рассмотренные полупроводниковые приборы, прямо пропорционально амплитуде воздействующего импульсного напряжения.

Список литературы: 1. Михайлов М.И., Разумов Л.Д., Соколов С.А. Электромагнитные влияния на сооружения связи. – М.: Радио и связь, 1979. – 225 с. 2. Мырова Л.О., Чепиженко А.З. Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим электромагнитным излучениям. – М.: Радио и связь, 1988. – 235 с. 3. Кравченко В.И., Лосев Ф.В., Яковенко И.В. Возбуждение электромагнитных колебаний в полупроводниковых структурах ЭРИ потоком заряженных частиц, наведенных ЭМИ // Вісник НТУ «ХП». – Харків «НТУ» ХП. – 2004. – № 35. – С.161-168. 4. Кравченко В.И., Лосев Ф.В., Яковенко И.В. Электростатические колебания структуры металл-диэлектрик-полупроводник в условиях воздействия стороннего электромагнитного излучения // Вісник НТУ «ХП». – Харків НТУ «ХП». – 2004. – № 35. – С. 154-161. 5. Дж. А. Страттон. Теория электромагнетизма. – Москва, ОГИЗ-ГИТТЛ. 1948. 6. Конструирование и расчет полосковых устройств. Под ред. И.С.Ковалева. – Москва, Сов. Радио, 1974.

Поступила в редколлегию 11.06.2007.

УДК 621.373.5

М.И.БАРАНОВ, докт.техн.наук; **В.А.БОЧАРОВ**;
В.М.ЗИНЬКОВСКИЙ; **Ю.П.ЗЯБКО**; **Н.Н.ИГНАТЕНКО**; НТУ «ХПИ»

ОМИЧЕСКИЙ ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ ГРОЗОВЫХ И КОММУТАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСОВ АМПЛИТУДОЙ ДО 1 МВ

Описано конструкцію і технічні характеристики створеного пересувного високовольтного омичного дільника для виміру імпульсів напруги мікро- і мілісекундного часового діапазону амплітудою до 1 МВ і дані рекомендації з його практичного застосування в області техніки і електрофізики високих напруг.

The design and performance data of the movable high-voltage ohmic divider which was created for measurement of voltage pulses of micro- and millisecond time range with amplitudes up to 1 MV are

described, the recommendations on its practical application in the field of high-voltage engineering and electrophysics are given.

1. ВВЕДЕНИЕ

Как известно, омические делители напряжения (ОДН) нашли широкое практическое использование в области высоковольтной импульсной техники (ВИТ) [1-4]. В [2,5,6] приведены электрические схемы возможного построения и даны описания ряда конструкций высоковольтных ОДН, применяемых в технике высоких и сверхвысоких импульсных напряжений. Следует подчеркнуть то, что подобные устройства высоковольтного аппаратостроения относятся к нестандартизованному измерительному оборудованию и изготавливаются весьма ограниченным кругом специализированных организаций, причем обычно в единичных экземплярах. К одной из таких организаций в Украине и относится научно-исследовательский институт НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ», занимающий сейчас ведущие позиции в области ВИТ. В настоящее время для проведения высоковольтных электрических испытаний объектов электроэнергетики и широкой номенклатуры электротехнической продукции на стойкость к воздействию стандартных (нестандартных) грозовых и коммутационных импульсов напряжения требуется укомплектование соответствующих испытательных электроустановок измерительными средствами, метрологически обеспечивающими в условиях практического применения ВИТ регистрирование амплитудно-временных параметров (АВП) высоковольтных импульсов их (объектов испытаний) нагружения. Учитывая многие аспекты электроразрядных технологий, к которым по праву и относятся указанные электрические испытания, как технического, так и экономического характера на практике при реализации соответствующих испытаний приходится базироваться, в основном, на собственных разработках и отечественной высоковольтной элементной базе.

Целью статьи является краткое описание конструкции и технических характеристик разработанного и изготовленного в последнее время в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» передвижного омического делителя напряжения типа ОДН-1, способного надежно регистрировать АВП стандартных (нестандартных) испытательных импульсов напряжения микро- и миллисекундного временного диапазона амплитудой до 1 МВ.

2. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПЕРЕДВИЖНОГО ОМИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА ОДН-1

На рис. 1 представлена электрическая схема соединений элементов рассматриваемого омического делителя напряжения типа ОДН-1. Согласно данной схеме ОДН-1 содержит четыре последовательно соединенных секции активных сопротивлений высоковольтного плеча R_B , каждая из которых выполнена из 50 шт. последовательно включенных высоковольтных керамиче-

ских резисторов типа ТВО-5-100 Ом на общее номинальное напряжение в 250 кВ [7]. Активное сопротивление высоковольтного плеча $R_B = 20$ кОм последовательно соединено с активным сопротивлением низковольтного плеча R_H , набранном из двух параллельно подключенных резисторов типа МЛТ-2 и равным 0,9 Ом. В результате такого выполнения электрической части делителя ОДН-1 предварительное расчетное значение его коэффициента деления $K_{др}$ составляет величину, примерно равную $K_{др} = R_B/R_H = 22220$.

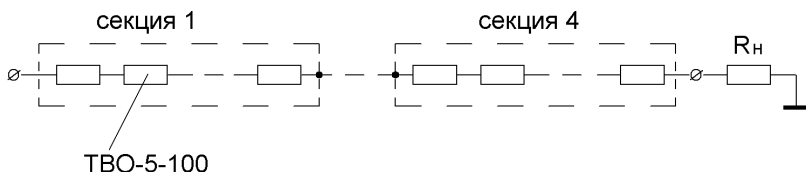


Рисунок 1 – Принципиальная электрическая схема построения омического делителя напряжения типа ОДН-1

3. КОНСТРУКЦИЯ ПЕРЕДВИЖНОГО ОМИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА ОДН-1

На рис. 2 приведен общий вид передвижного омического делителя напряжения типа ОДН-1. Данный делитель состоит из следующих основных частей: изоляционной несущей конструкции (ИНК), электрической части (сопротивлений R_B и R_H), металлических экранов и металлического основания-шасси с вращающимися вокруг вертикальных осей на 360° четырьмя прорезиновыми металлическими колесами.

ИНК делителя типа ОДН-1 состоит из четырех стеклопластиковых труб типа ТСПО длиной 652 мм, наружным диаметром 120 мм и толщиной стенки 2,5 мм. Данные трубы при помощи металлических фланцев собираются в общую изоляционную стойку, внутри которой на прямоугольных гетинаксовых пластинах (длина 633 мм, ширина 112 мм, толщина 10 мм) по последовательно соединенным между собой секциям размещены высоковольтные керамические резисторы типа ТВО-5-100 Ом. Данные резисторы для уменьшения общей высоты делителя ОДН-1 на указанных гетинаксовых пластинах собраны «елочкой» с использованием их обеих боковых поверхностей. Между стеклопластиковыми трубами ИНК установлены круглые дискообразные прокладки из СТЭФ (с центральным отверстием) наружным диаметром 131 мм и толщиной 10 мм. Сверху ИНК рассматриваемого делителя установлен металлический экран, состоящий из верхней дискообразной части диаметром 380 мм, по наружному периметру которой для исключения коронного разряда размещена гофрированная металлическая (стальная) труба диаметром 43 мм. На расстоянии (по вертикали) 540 мм от верхней части экрана установлена его нижняя часть, выполненная из противокоронной гофрированной металлической (стальной) трубы диаметром 56 мм, улучшающей вертикальное



Рисунок 2 – Общий вид передвижного омического делителя напряжения типа ОДН-1

распределение сильного электрического поля вдоль верхних стеклопластиковых труб ИНК. Верхняя и нижняя части экрана делителя типа ОДН-1 между собой соединены при помощи трех алюминиевых труб длиной 620 мм и

диаметром 26 мм. Внизу делителя типа ОДН-1 расположен нижний металлический (стальной) экран наружным диаметром 850 мм, изготовленный из труб диаметром 22 мм. В области данного нижнего экрана под нижней стеклопластиковой трубой ИНК выполнено подключение к высоковольтному плечу делителя с активным сопротивлением R_B его низковольтного плеча с активным сопротивлением R_H . Описанная выше конструкция покоится на стальном основании-шасси, легко перемещающемся по полу испытательного поля. Общая высота делителя типа ОДН-1 составляет 3020 мм.

4. СХЕМА ПОДКЛЮЧЕНИЯ ДЕЛИТЕЛЯ ТИПА ОДН-1 К ЦИФРОВОМУ ОСЦИЛЛОГРАФУ В РЕЖИМЕ ИЗМЕРЕНИЯ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ

На рис. 3 изображена электрическая схема подключения низковольтного плеча передвижного омического делителя типа ОДН-1 к цифровому осциллографу (ЦО) для измерения испытательных импульсов напряжения, подаваемых на описываемый делитель от генератора импульсных напряжений (ГИН) мегавольтного диапазона. Согласно данной схеме в ОДН-1 была применена низковольтная корректирующая $R_K C_K$ – цепь, позволяющая улучшить его амплитудно-частотную характеристику (особенно в области высоких частот). В качестве активного сопротивления R_K этой цепочки был использован резистор типа МЛТ-2 с номинальным сопротивлением, равным 33 Ом. Емкость $C_K = 3,3$ нФ корректирующей цепи была изготовлена с применением конденсаторов типа КСО-1, имеющих номинальное напряжение в 500 В. Для согласования низковольтного плеча делителя с активным сопротивлением R_H с измерительной цепью был применен согласующий резистор $R_{C1} = 50$ Ом, выполненный на базе двух параллельно включенных сопротивлений типа МЛТ-2 с номиналом в 100 Ом.

Резисторы R_H , R_{C1} и корректирующая $R_K C_K$ – цепь согласно рис. 3 были размещены в экранирующем латунном прямоугольном корпусе, имеющем габаритные размеры $100 \times 60 \times 100$ мм³. Для подключения в соответствии с рис. 3 к низковольтному плечу делителя типа ОДН-1 радиочастотного кабеля (РК) типа РК-50-9-11 в указанном металлическом корпусе был установлен коаксиальный разъем типа СР-50-73ФВ83РП. Для уменьшения паразитного влияния внешних мощных электрических и магнитных полей на измерение с помощью делителя типа ОДН-1 высоковольтных испытательных импульсов напряжения снаружи его коаксиального измерительного кабеля РК с медной оплеткой был дополнительно размещен заземленный гибкий металлический экран в виде луженной медной оплетки марки ПЛ. На выходе измерительного кабеля РК к его медной жиле перед ЦО для полного согласования был подключен второй согласующий резистор $R_{C2} = 50$ Ом, уменьшающий полезный сигнал в два раза и соответственно увеличивающий коэффициент деления K_d рассматриваемого ОДН-1 вдвое. Поэтому суммарное предвари-

тельное расчетное значение коэффициента деления описываемого омического делителя напряжения типа ОДН-1, с приведенной на рис. 3 схемой его подсоединения к ЦО (до экспериментального уточнения значения K_d), будет примерно равным $K_{др} = 44440$.

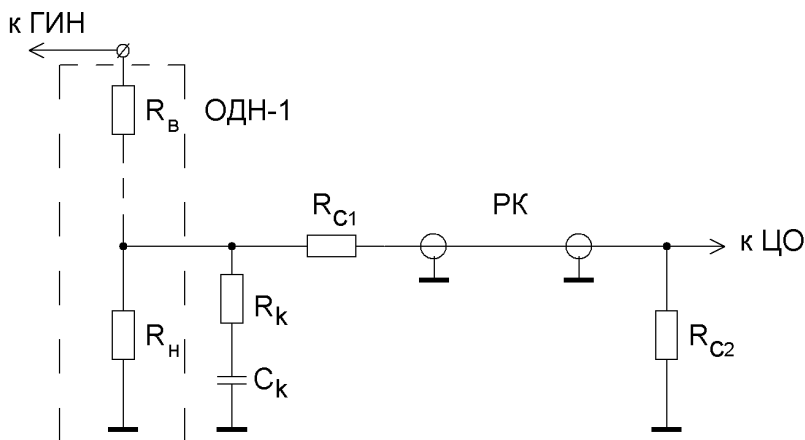


Рисунок 3 – Принципиальная электрическая схема подключения низковольтного плеча омического делителя типа ОДН-1 к цифровому осциллографу для измерения испытательных импульсов напряжения

5. РЕЗУЛЬТАТЫ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИСПЫТАНИЙ ОМИЧЕСКОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ТИПА ОДН-1

Созданный омический делитель напряжения типа ОДН-1 был подвергнут высоковольтным электрическим испытаниям, направленным на проверку его работоспособности в условиях воздействия на него нестандартного апериодического импульса напряжения амплитудой в сотни киловольт, а также на экспериментальное уточнение коэффициента его деления K_d . На рис. 4 показан общий вид испытательной высоковольтной установки, в электрическую схему которой включен омический делитель напряжения типа ОДН-1.

Согласно испытательной схеме, приведенной на рис. 4, в качестве источника высокого напряжения нами был использован генератор ГИН-1,2 на максимальное рабочее напряжение в 1 МВ [3,4], размещенный на воздухе в отапливаемом высоковольтном зале НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ». Высоковольтный выход данного ГИН через формирующее омическое сопротивление $R_\phi = 216$ Ом, собранное на базе девяти последовательно включенных керамических резисторов типа ТВО-60-24 Ом, был подсоединен к высоковольтному плечу испытываемого делителя с активным сопротивлением R_B . Причем, эта общая высоковольтная «точка» ГИН-1,2 и ОДН-1 была электрически подключена к потенциальному (верхнему) металлическому электроду

стандартных измерительных шаров $\varnothing 250$ мм, нижний электрод которых был соединен с контуром заземления (см. рис. 4). В процессе измерений выход низковольтного плеча делителя типа ОДН-1 с активным сопротивлением R_H согласно схеме, представленной на рис. 3, был подсоединен к входу ЦО разработки США типа *Tektronix TDS-1012* (производство – Китай).



Рисунок 4 – Общий вид высоковольтной электроустановки с измерительными шарами $\varnothing 250$ мм для испытания передвижного омического делителя напряжения типа ОДН-1

На рис. 5 приведена осциллограмма полного испытательного аperiodического импульса напряжения временной формы 115 нс/280 мкс, формируемого на делителе типа ОДН-1 с помощью указанной выше разрядной схемы ГИН-1,2 (зарядное напряжение одного из 12 каскадов генератора $U_3 = +29$ кВ; напряжение на выходе генератора $U_{ГИН} = +348$ кВ).

На рис. 6 представлена осциллограмма испытательного аperiodического импульса напряжения амплитудой +350 кВ, воздействующего на делитель типа ОДН-1, в режиме электрического пробоя воздушного промежутка длиной $l_{пр} = 160$ мм измерительных шаров $\varnothing 250$ мм. В соответствии с табл. 2

ГОСТ 17512-82 [8] данная осциллограмма 50 %-ного разрядного напряжения $U_p = 350$ кВ положительной полярности позволяет произвести экспериментальное уточнение искомого коэффициента деления K_d для делителя ОДН-1. В нашем случае экспериментальное значение коэффициента деления K_d для ОДН-1 составляет: $K_{d3} = 350 \cdot 10^3 \text{ В} / 7,92 \text{ В} = 44192$. В результате усредненное значение коэффициента деления K_d созданного омического делителя напряжения типа ОДН-1 будет равно: $K_{dc} = (K_{dp} + K_{d3}) / 2 = 44316$.

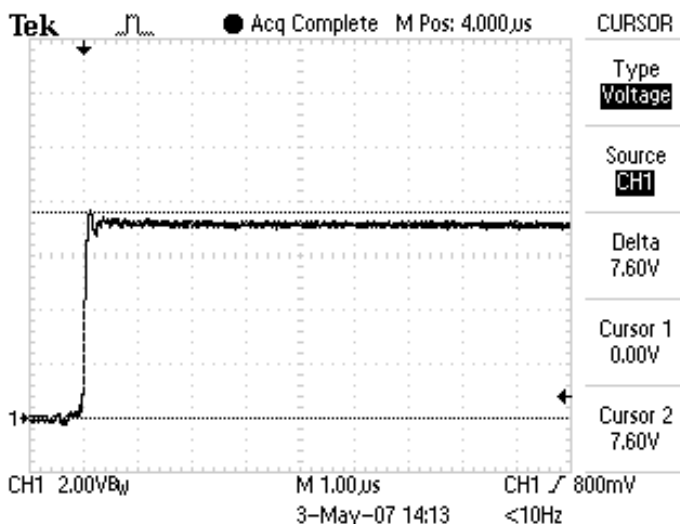


Рисунок 5 – Осциллограмма нарастающей части полного аperiodического импульса напряжения на делителе типа ОДН-1 при отсутствии электрического пробоя воздушного промежутка ($l_{np} = 160$ мм) измерительных шаров $\varnothing 250$ мм, подключенных параллельно исследуемому омическому делителю ($U_{гин} = +348$ кВ)

Согласно данным рис. 6 предразрядное время T_c , определенное в соответствии с требованиями действующего межгосударственного ГОСТ 1516.2-97 [9], составляет около 0,69 мкс. Кроме того, из осциллограммы разрядного напряжения U_p на рис. 6 видно, что длительность среза T_{dc} , найденная по рекомендациям из [9], принимает значение, примерно равное 0,3 мкс. Следует отметить тот немаловажный факт, что примененная нами высоковольтная испытательная схема на базе генератора ГИН-1,2 для проверки работоспособности омического делителя напряжения типа ОДН-1 обладает, согласно приведенным выше опытным данным, высоким коэффициентом использования по импульсному напряжению, равным $K_U = U_p / U_{гин} = 350 \text{ кВ} / 360 \text{ кВ} = 0,97$.

Осциллограмма на рис. 7 иллюстрирует фронт использованного нами испытательного импульса напряжения, полученного от генератора ГИН-1,2 в

разрядной схеме на рис. 4, согласно которой длительность его фронта τ_ϕ между уровнями 0,3 и 0,9 от амплитуды импульсного напряжения $U_m = 7,68 \cdot K_{ДС} = 341$ кВ оказывается примерно равной 115 нс. Видно, что выбросы за фронтом апериодического импульса напряжения на делителе типа ОДН-1 не превышают 5 % от его амплитуды U_m , что полностью соответствует требованиям, изложенным в ГОСТ 1516.2-97 [9].

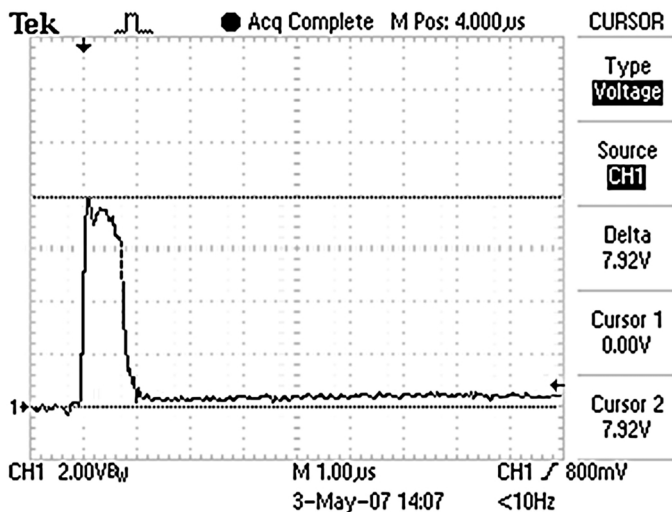


Рисунок 6 – Осциллограмма срезанного апериодического импульса напряжения на делителе типа ОДН-1 при электрическом пробое воздушного промежутка ($l_{пр} = 160$ мм) измерительных шаров $\varnothing 250$ мм, подключенных параллельно исследуемому омическому делителю ($U_{ГНН} = +360$ кВ)

Приближенная оценка переходной характеристики исследуемого омического делителя напряжения типа ОДН-1 показала, что время его реакции на воздействие прямоугольного импульса напряжения амплитудой не менее 50 В от стандартного генератора типа Г5-54 [10], имеющего собственное время нарастания (длительность фронта) получаемых от него импульсов напряжения около $\tau_H = 30$ нс, составляет с учетом этих численных значений τ_H не более 100 нс.

На рис. 8 показан полный апериодический испытательный импульс высокого напряжения положительной полярности, подаваемый в процессе проведенных электрофизических исследований на омический делитель напряжения типа ОДН-1. Расшифровка АВП данного импульса показывает, что его длительность на уровне 0,5 от амплитуды $U_m = 7,6 \cdot K_{ДС} = 337$ кВ принимает значение около $\tau_H = 280$ мкс.

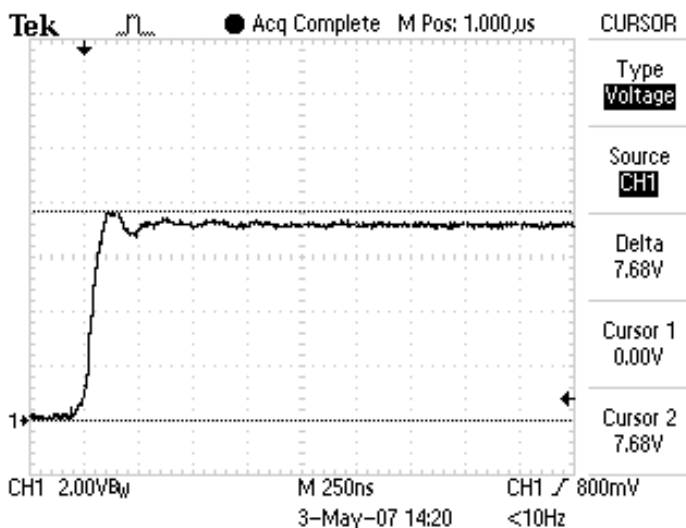


Рисунок 7 – Осциллограмма нарастающей части полного аperiodического импульса напряжения на делителе типа ОДН-1 при отсутствии электрического пробоя воздушного промежутка ($l_{np} = 162$ мм) измерительных шаров $\varnothing 250$ мм, подключенных параллельно созданному омическому делителю ($U_{ГНН} = +352$ кВ)

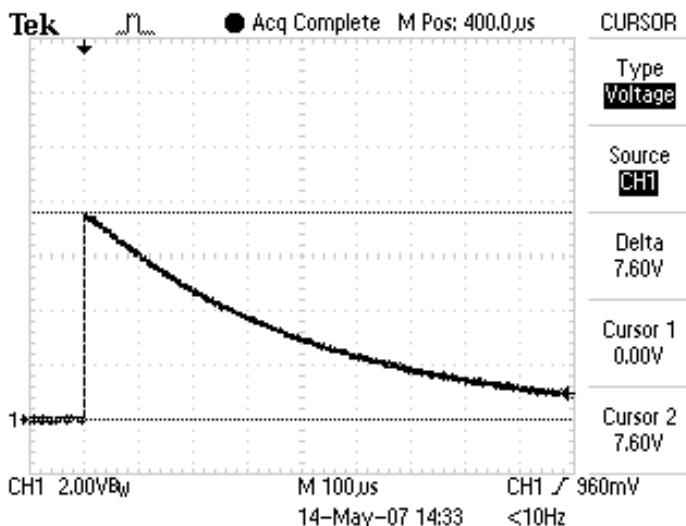


Рисунок 8 – Осциллограмма спадающей части полного аperiodического импульса напряжения на делителе типа ОДН-1 при отсутствии электрического пробоя воздушного промежутка ($l_{np} = 160$ мм) измерительных шаров $\varnothing 250$ мм, подключенных параллельно исследуемому омическому делителю ($U_{ГНН} = +348$ кВ)

Считаем, что представленный в данной работе передвижной омический делитель напряжения типа ОДН-1 может быть с успехом использован в качестве высоковольтного измерительного средства, способного надежно регистрировать АВП стандартных (нестандартных) испытательных импульсов напряжения микро- и миллисекундного временного диапазона амплитудой до 1 МВ при исследовании поведения газовой (вакуумной), жидкой и твердой изоляции, а также различных электроэнергетических и электротехнических устройств в условиях воздействия на них высокого импульсного напряжения и определения их соответствующей электромагнитной стойкости и совместимости.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Описаны основные технические характеристики и особенности конструкционного исполнения созданного в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» передвижного высоковольтного омического делителя типа ОДН-1 для измерения стандартных или нестандартных испытательных грозовых и коммутационных импульсов напряжения микро- и миллисекундного временного диапазона амплитудой до 1 МВ.

2. Разработанный делитель импульсного напряжения типа ОДН-1 может использоваться в качестве измерительного средства при проведении высоковольтных испытаний различных технических объектов на электромагнитную стойкость (совместимость) и проверке электрической прочности различной высоковольтной изоляции.

Список литературы: 1. *Техника больших импульсных токов и магнитных полей* / Под ред. В.С.Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с. 2. *Техника высоких напряжений* / Под ред. М.В.Костенко. – М.: Высшая школа, 1973. – 528 с. 3. Баранов М.И., Бочаров В.А., Язбко 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. 4. Баранов М.И., Бочаров В.А., Язбко Ю.П. Комплекс высоковольтного электрофизического оборудования для испытания средств молниезащиты технических объектов грозовыми и коммутационными импульсами напряжения микро – и миллисекундной длительности амплитудой до 1 МВ // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2006. – № 4. – С. 60-65. 5. Шваб А. Измерения на высоком напряжении / Пер. с нем. – М.: Энергия, 1973. – 233 с. 6. Баранов М.И., Бочаров В.А., Игнатенко 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. 7. ГОСТ 11324-76. Резисторы постоянные объемные типа ТВО. – М.: Изд-во Госстандарта СССР, 1976. – 20 с. 8. ГОСТ 17512-82. Электрооборудование и электроустановки на напряжение 3 кВ и выше. Методы измерения при испытаниях высоким напряжением. – М.: Изд-во Госстандарта СССР, 1982. – 32 с. 9. Межгосударственный ГОСТ 1516.2-97. Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжения 3 кВ и выше. Общие методы испытаний электрической прочности изоляции. – Минск: Изд-во стандартов, 1998. – 31 с. 10. Генератор импульсов Г5-54. Техническое описание и инструкция по эксплуатации, 1982. – 92 с.

Поступила в редколлегию 15.05.2007

Ю.В.БАТЫГИН, докт.техн.наук;

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

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ УСИЛИЯ В СИСТЕМЕ ТРЕХ ПЛОСКИХ ПЛАСТИН С n ПРОДОЛЬНЫМИ ПРОРЕЗЯМИ В ЦЕНТРАЛЬНОЙ ТОКОНЕСУЩЕЙ

Проаналізовано величину співвідношення між електродинамічними силами відштовхування й притягання, що виникають у системі трьох плоских ізолюваних друг від друга пластин; у центральній струмонесячій є n поздовжніх прорізів. Показано, що величина цього співвідношення має екстремум, який залежить від геометрії системи.

A value of the relationship between the electrical dynamical repelling forces and attracting ones that appear, in the system of three insulated plates, the central of which has n longitudinal cuts, was analyzed. It was shown that this relationship value has an extremum that depends on the system geometry.

Одним из направлений развития магнитно-импульсной обработки металлов является исследование процессов электромагнитного притяжения обрабатываемой заготовки к плоскому индуктору [1] и создание индукторных систем, позволяющих выполнять подобную технологическую операцию. В работе [2] проанализировано распределение напряженности магнитного поля в плоской индукторной системе с экраном. В подобных системах возникают как электромагнитные силы отталкивания между проводниками с разно направленными токами, так и электромагнитные силы притяжения, которые и используются для выполнения технологической операции.

Целью работы является анализ электродинамических усилий, возникающих в системе трех плоских проводящих пластин, изолированных друг от друга, при протекании импульсного тока по центральной пластине, имеющей n продольных разрезов.

Рассматриваемая система моделирует токопровод плоского индуктора, имеющий n продольных разрезов, плоскую заготовку и экран, расположенные симметрично по обе стороны от источника магнитного поля (индуктора). Расчетная модель поперечного сечения системы показана на рис. 1.

В токопроводе общей ширины L выполнено n продольных разрезов. По обе стороны токопровода (индуктора) симметрично и на расстоянии h друг от друга расположены плоские параллельные проводники (экран и листовая заготовка).

Примем следующие допущения.

– взаимодействие магнитного поля индуктора и вихревых токов, наведенных в экране и заготовке, приводит к появлению сил магнитного давления (сил отталкивания) с амплитудой, пропорциональной квадрату средней

напряженности магнитного поля на поверхностях экрана и заготовки;

– сквозь продольные прорезы индуктора происходит притяжение параллельных токов, индуцированных в экране и листовой заготовке;

– распределенная сила притяжения на единицу площади (давление с обратным знаком) приблизительно равна алгебраической сумме всех сил взаимодействия одинаково направленных токов в экране и листовой заготовке, сквозь прорезы, деленной на площадь участка произвольной длины ℓ с шириной L , равной ширине индуктора.

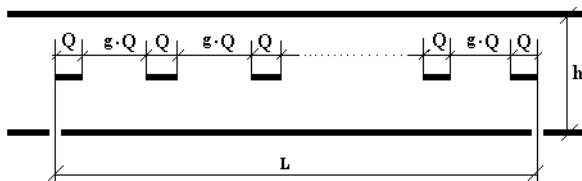


Рисунок 1 – Расчетная модель токопровода индуктора с n продольными прорезами, обрабатываемой заготовкой и экраном. Q , $g \cdot Q$ – ширина участка токопровода между прорезами и ширина прорезы, соответственно

Амплитуды токов, индуцированных в экране или заготовке, можно определить как произведение средней относительной напряженности магнитного поля (безразмерная величина) на их поверхности в зоне каждой прорезы – $\bar{H}_{0и}$ [2] на ее амплитудное значение и ширину прорезы:

$$I_{\text{инд}} = H_m \cdot \bar{H}_{0и} \cdot (g \cdot Q), \quad (1)$$

где H_m – амплитуда напряженности магнитного поля индуктора, $H_m \approx j_m$;
 j_m – линейная плотность тока в индукторе.

Рассматривая взаимодействие сквозь прорезы в индукторе, индуцированных в экране и заготовке токов, в соответствии с принятыми допущениями, находим, что распределенная сила притяжения между n параллельными проводниками шириной $(g \cdot Q)$ с токами $I_{\text{инд}}$ на некоторой длине ℓ , приходящаяся на единицу площади, определяется выражением [3,4]:

$$P_{\text{пр}} = \frac{F_{\text{пр}}}{L \cdot \ell} = \frac{1}{L \cdot \ell} \left(n \cdot \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot I_{\text{инд}}^2 \cdot \frac{1}{h} \cdot G \cdot \left(\frac{g \cdot Q}{h} \right) \right) = n \cdot \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot I_{\text{инд}}^2 \cdot \frac{1}{L \cdot h} \cdot G \cdot \left(\frac{g \cdot Q}{h} \right), \quad (2)$$

где $G\left(\frac{g \cdot Q}{h}\right)$ – функция, учитывающая конечную ширину взаимодействующих проводников, ее можно аппроксимировать гиперболической зависимостью [4]:

$$G\left(\frac{g \cdot Q}{h}\right) \approx \frac{1}{1 + 0.27 \cdot \left(\frac{g \cdot Q}{h}\right)}.$$

Отметим, что в выражении (2) динамика процессов не учитывается, так как, в конечном итоге, определяется отношение давлений (отталкивание и притяжение), которые содержат одинаковые множители, устанавливающие их зависимость от характера процесса во времени.

Подставим (1) в формулу (2).

Получим, что

$$P_{np} \approx n \cdot \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot (H_m \cdot \bar{H}_{0i} \cdot g \cdot Q)^2 \cdot \frac{1}{L \cdot h} \cdot \frac{1}{1 + 0,27 \cdot \left(\frac{g \cdot Q}{h} \right)}. \quad (3)$$

Магнитное давление со стороны поля индуктора на каждый из проводников, расположенных по обе стороны от него, равно [5]:

$$P_{отт} \approx \frac{\mu_0}{2} \cdot (H_m \cdot \bar{H}_0)^2, \quad (4)$$

где $\bar{H}_0$ – среднее значение напряженности магнитного поля на поверхностях экрана и заготовки.

Найдем отношение действующих давлений.

После преобразований, учитывая, что $L = Q \cdot [n \cdot (g+1) + 1]$, получаем:

$$\frac{P_{np}}{P_{отт}} \approx \frac{1}{\pi} \cdot \left(\frac{\bar{H}_{0i}}{\bar{H}_0} \right)^2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{g} \cdot \left(\frac{n}{n+1} \right)} \cdot \frac{\left(\frac{g \cdot Q}{h} \right)}{\left(1 + 0,27 \cdot \left(\frac{g \cdot Q}{h} \right) \right)}. \quad (5)$$

Рассчитаем распределение напряженности магнитного поля, а значит и индуцированных токов, на поверхностях экрана и заготовки, используя результаты работы [2], для системы из трех пластин с 10 продольными прорезами в центральной токонесущей и различной ее геометрий. Результаты расчетов в виде графиков представлены на рис. 2.

Как следует из графиков рис. 2, с увеличением ширины разреза падает амплитуда наведенного сигнала.

В относительных величинах (по отношению к плотности тока в индукторе) с ростом ширины разреза более чем в два раза от 2 мм до 4,5 мм при постоянной ширине проводников между ними 3 мм индуктивная связь падает от 0,3 до 0,2, то есть более чем на 30 %.

Поскольку все расчетные кривые получены для разрезов разной ширины, но одинакового поперечного размера участка между ними. То есть, плотность возбуждающего тока в индукторе будет одинаковой и равной:

$$j_m \approx H_m \approx \frac{I_m}{(n+1) \cdot Q} \Bigg|_{\substack{n=10 \\ Q=0,003 \text{ м}}} \approx 30,3 \cdot I_m. \quad (6)$$

Это значение позволяет оценить амплитуды индуцированных сигналов

в экране и листовой заготовке. Результаты расчетов по формуле (5) для рассматриваемой системы приведены на рис. 3.

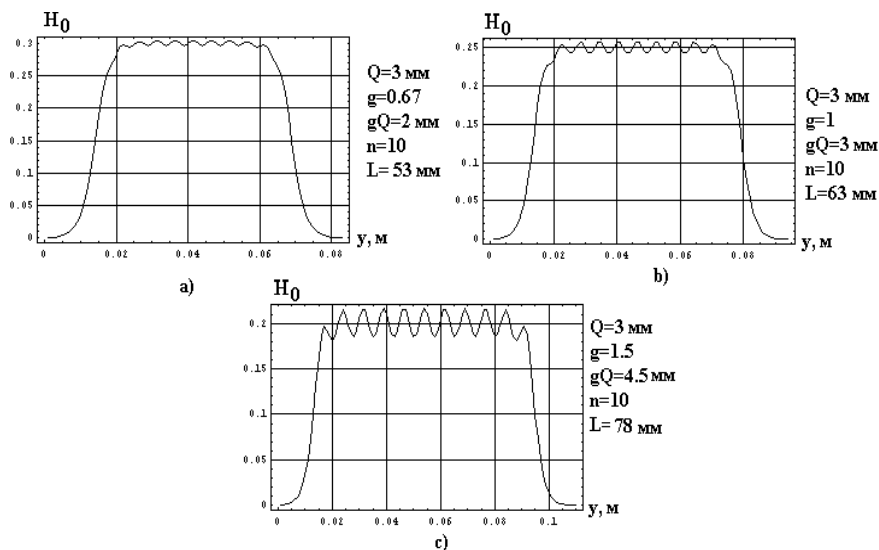


Рисунок 2 – Распределение напряженности магнитного поля на поверхностях экрана и заготовки при 10 продольных разрезах в токопроводе и различной его геометрии

Отношение величин сил электромагнитного притяжения между индуцированными токами сквозь продольные прорезы в токопроводе индуктора и сил магнитно-импульсного отталкивания (см. рис. 3) имеет экстремум. В данном конкретном случае силы притяжения не могут превышать $\sim 50\%$ амплитуд сил отталкивания.

С физической точки зрения, в случае достаточно узких, как и в случае, достаточно широких прорезей должно происходить уменьшение средней амплитуды тока, наведенного в зоне прорезей, и к соответствующему падению сил притяжения. При определенном соотношении поперечных размеров прорезей и ширины проводников должна иметь место ситуация, в которой соотношение напряженности магнитного поля, ответственного за появление сил притяжения, и напряженности магнитного поля, обуславливающей силы отталкивания, будет экстремальным.

Необходимо отметить важное обстоятельство. Выполненные оценки соотношения электромагнитных сил отталкивания и притяжения являются заниженными, поскольку, если токопровод «прозрачен» для действующих полей, то взаимодействие токов экрана и заготовки может осуществляться не только через прорезы, но и непосредственно через металл индуктора. Напри-

мер, при частоте разрядного тока, протекающего в индукторе, ~ 5 кГц глубина скин-слоя в стали, составляет $\sim 2,94$ мм. Если же материал, из которого изготовлен токопровод индуктора, сталь, толщиной ~ 2 мм, то, оценивая взаимодействие токов в экране и заготовке за счет диффузионных эффектов, можно сказать, что сила притяжения будет в $\sim 1,5$ раза больше, чем в проведенных вычислениях.

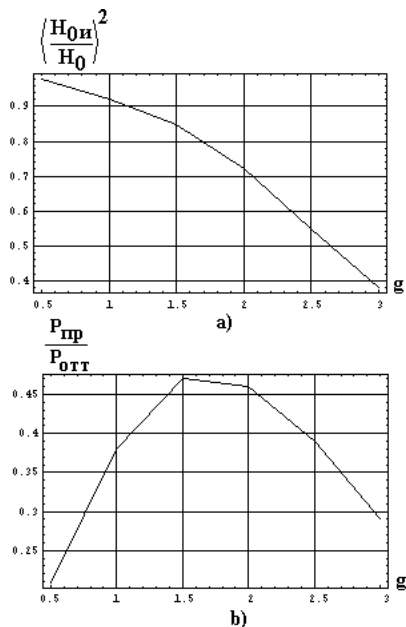


Рисунок 3 – Результаты расчетов по формуле (5): а) квадрат отношения средней напряженности магнитного поля по ширине токопровода индуктора и средней напряженности магнитного поля в зоне разреза в зависимости от его относительной ширины; б) отношение амплитуд сил притяжения и отталкивания в зависимости от относительной ширины разреза токопровода

Расчеты, проведенные по формулам работы [2], показали, что неоднородность в распределении плотности тока в индукторе приводит к искажению картины распределения индуцированных токов и, соответственно, к изменению характера их силового взаимодействия, но при этом общая картина не меняется.

Для более полного подавления эффекта отталкивания обрабатываемой заготовки от токопровода индуктора необходимо существенное увеличение общей ширины токопровода индуктора при одновременном увеличении количества продольных прорезей, что определяется для каждой конкретной

индукторной системы. Полученные результаты и рекомендации работы [2] были использованы при проектировании индуктора, предназначенного для выполнения технологической операции притяжения плоской обрабатываемой заготовки. Общий вид индуктора показан на рис. 4.

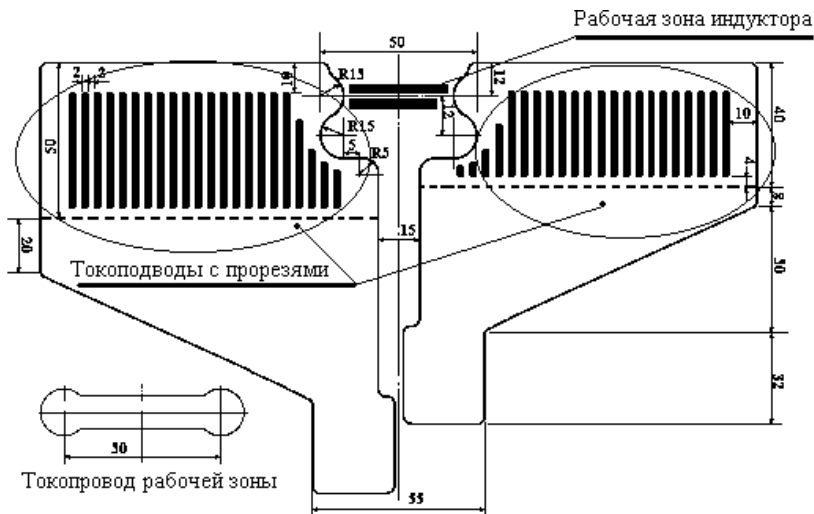


Рисунок 4 – Индуктор с продольными прорезями в токопроводах для выполнения технологической операции притяжения плоской заготовки

Список литературы: 1. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Физические основы возможных направлений развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов // *Электротехника і електромеханіка*. – 2004. – № 2. – С. 80-84. 2. Батыгин Ю.В., Бондаренко А.Ю. . Распределение напряженности магнитного поля в плоской индукторной системе с экраном // *Вісник НТУ «ХП»*. Тем. вип.: *Техніка і електрофізика високих напруг*. – Харків: НТУ «ХП». – 2006. – № 17. – С. 55-64. 3. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – 4-е изд., перераб. – М.: Наука, 1968. – 940 с. 4. Батыгин Ю.В., Бондаренко А.Ю. Анализ электродинамических усилий в системе плоский индуктор прямого пропускания тока – обрабатываемая заготовка // *Вісник НТУ «ХП»*. Тем. вип.: *Техніка і електрофізика високих напруг*. – Харків: НТУ «ХП». – 2006. – № 37. – С. 55-62. 5. Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: Вища школа, 1977. – 168 с.

Поступила в редакцию 26.03.2007.

В.Ф.БЕЗОТОСНЫЙ, канд.техн.наук;

В.В.КОЗЛОВ, канд.техн.наук; ЗНТУ, Запорожье

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИИ ЕМКОСТНЫХ ТОКОВ ЗАМЫКАНИЯ В СЕТЯХ 6-10 КВ С ДУГОГАСЯЩИМ РЕАКТОРОМ

У роботі описана розроблена швидкодіюча система компенсації ємнісних струмів замикання на землю в мережах 6-10 кВ із дугогасящим керованим реактором. Розглянуто процеси при фазоімпульсному регулюванні струму компенсації, запропонована методика вибору силової регульованої індуктивності - дугогасящего реактора, ємнісного фільтра й силових тиристорів. Наведено практичну блок-схему системи регулювання.

The developed fast-acting system of the compensation of ground fault capacitive currents in 6-10 kV circuits with quenching controlled reactor is described in this work. The processes under phase pulse regulation of a compensation current are considered, the method of selection of the power regulated inductance, that is of the quenching reactor, a capacitive filter and power thyristors are proposed. The practical block-scheme of regulation system is adduced here.

Постановка проблемы. Преобладающим видом повреждений в электрических сетях напряжением 6...10 кВ являются однофазные замыкания на землю. Они составляют не менее 75 % от общего числа повреждений [1]. Длительная работа сетей с однофазным замыканием на землю может привести к повреждению изоляции различного оборудования, в особенности трансформаторов напряжения и высоковольтных двигателей, к перерастанию однофазного замыкания в многофазное, то есть к аварийному отключению потребителей. В воздушных электрических сетях это может привести к разрушению железобетонных опор [2].

Анализ публикаций. ПУЭ допускает работу сетей с изолированной нейтралью без компенсации притоках замыкания на землю, не превышающих 30 А при напряжении 6 кВ и 20 А при напряжении 10 кВ, однако опыт эксплуатации показывает, что повреждения имеют место и при меньших значениях токов. В связи с этим ведутся многочисленные работы с целью оптимизации режимов этих сетей. Из множества направлений в этой области можно выделить следующие: наложение активного тока на емкостной, резонансная и диссонансная компенсация емкостного тока со ступенчатой и плавной регулировкой тока компенсации и другие [1-5].

Большое количество рекомендаций затрудняет выбор оптимального режима работы нейтрали конкретной электрической сети. Как следствие этого, часто принимают экономически необоснованные решения, такие как перевод всех сетей 6...10 кВ на режим работы с резонансной настройкой компенсации, применение автоматических регуляторов токов компенсации и т.п.

Целью настоящей работы на основании вышеизложенного является выработка технически обоснованных рекомендаций по выбору режима работы нейтрали сетей 6...10 кВ.

В качестве критерия предлагается принять следующие требования:

- режим нейтрали сети должен исключить возможность возникновения феррорезонансных процессов и значительных резонансных смещений в нейтрали в нормальном режиме работы;
- максимальная величина полного тока замыкания на землю для нерегулируемых дугогасящих реакторов (ДГР) не должна превышать 10 А;
- автоматические регуляторы в нормальном режиме должны обеспечивать работу с расстройкой компенсации не выше 5 %, а в режиме замыкания на землю не более 10 А. При невозможности выполнить это требование должны применяться всережимные регуляторы;
- при токе превышающем 5 А и переменной конфигурации сети - применять дугогасящие регуляторы с автоматическим регулятором.

Тип автоматического регулятора следует выбирать исходя из следующих условий. Если при предварительно настроенном ДГР, после возникновения замыкания на землю и в результате переключений в сети, полный ток замыкания на землю не превысит 10 А, достаточно использовать автоматический регулятор настройки ДГР в нормальном режиме. В противном случае необходимо устанавливать автоматический регулятор настройки ДГР, работающий как в нормальном режиме, так и при замыкании на землю. В электрических сетях с токами замыкания превышающими 40 А целесообразно применять быстродействующую систему компенсации емкостных токов.

Осуществление автоматических систем компенсации емкостных токов (АСКЕТ) невозможно без наличия дугогасящих реакторов, конструкция которых позволяет регулировать величину тока компенсации. Выпускаемые в настоящее время и описанные в технической литературе ДГР имеют ряд недостатков, затрудняющих разработку АСКЕТ. Дугогасящие реакторы плунжерного типа, позволяющие плавно регулировать ток компенсации, не обладают требуемым быстродействием (время настройки достигает десятков секунд). ДГР с подмагничиванием постоянным током сложны в изготовлении и требуют большого расхода электроэнергии на подмагничивание. Разработанный институтом электродинамики модернизированный вариант ЗРОМ с заменой механических ключей тиристорными позволяет осуществлять только дискретное регулирование тока, что уменьшает точность настройки, имеет большое число тириستоров и сложную схему управления ими.

Этих недостатков лишен разработанный в Запорожском национальном техническом институте (ЗМИ) дугогасящий реактор с тиристорным регулятором [6], схема которого приведена на рис. 1.

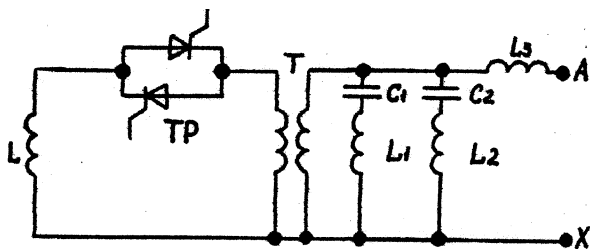


Рисунок 1 – Схема дугогасящего реактора с тиристорным регулятором

Реактор представляет собой понижающий трансформатор Т, ко вторичной обмотке которого через тиристорный регулятор ТР присоединена катушка индуктивности L. На выходе реактора установлен резонансные фильтры L_1C_1 и L_2C_2 , настроенные соответственно на третью и пятую гармоники, и выходная катушка индуктивности L_3 . Регулирование тока осуществляется за счет изменения угла открывания регулятора ТР.

Принцип работы регулятора рассмотрим на примере схемы, представленной на рис. 2. При изменении угла открывания тиристоров от π до критического угла $\alpha_{кр}$, равного фазовому углу нагрузки, ток в цепи будет изменяться от нуля до максимального значения, определяемого уравнением

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}, \quad (1)$$

где I – действующее значение тока;

U – действующее значение напряжения;

R – активное сопротивление нагрузки;

ω – угловая частота переменного тока;

L – индуктивность нагрузки.

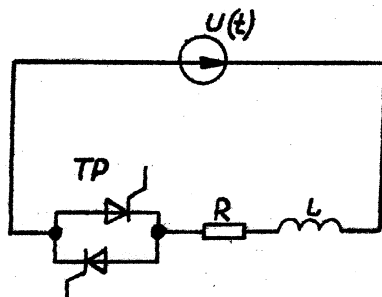


Рисунок 2 – Схема регулятора

Кривая тока в цепи имеет синусоидальную форму только при значении угла открывания тиристоров $\alpha = \alpha_{кр}$. При увеличении угла α от $\alpha_{кр}$ до π форма

кривой тока будет искажаться. Пренебрегая падением напряжения на тиристорах, процесс в такой цепи может быть описан уравнением

$$U_m \sin(\omega t + \alpha) = Ri + L \frac{di}{dt}. \quad (2)$$

Решая это уравнение относительно тока i , получим

$$i = \frac{U_m}{Z} \sin(\omega t + \alpha - \varphi) - \frac{U_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg} \varphi}}, \quad (3)$$

где α – угол открывания тиристорov; φ – фазовый угол нагрузки; Z – полное сопротивление нагрузки.

Разложение в ряд Фурье кривой тока для различных значений угла α показывает, что при фазовом регулировании индуктивной нагрузки возникают высшие гармоники, из которых наиболее существенными являются третья и пятая [4].

Для улучшения гармонического состава тока реактора, изображенного на рис. 1, на входе установлены резонансные фильтры. С учетом резонансных фильтров ДРГ для режима короткого замыкания может быть представлен схемой замещения, приведенной на рис. 3 (намагничивающим током трансформатора пренебрегает).

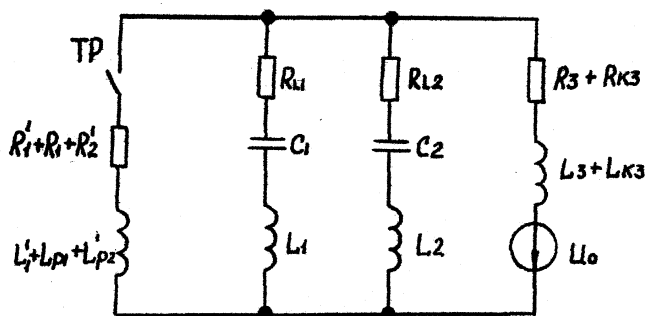


Рисунок 3 – Схема замещения ДРГ для режима короткого замыкания

Параметрами схемы замещения являются: R'_1 и L'_1 – активное сопротивление и индуктивность силовой катушки, приведенное к первичной обмотке трансформатора Т; R_1 – активное сопротивление первичной обмотки трансформатора Т; R'_2 – активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора Т, приведенное к первичной; L_{p1} и L'_{p2} – индуктивности рассеяния первично и приведенной вторичной обмоток трансформатора Т; R_3 и L_3 – активное сопротивление и индуктивность выходной катушки фильтра; R_{k3} и L_{k3} – активное сопротивление и индуктивность внешнего, по отношению к реактору, контура замыкания тока реактора; C_1 , L_1 и C_2 , L_2 – емкости и индуктивности фильтров третьей и пятой гармоник; R_{L1} и R_{L2} – активные сопротивления

ния резонансных ветвей фильтров третьей и пятой гармоник. Тиристорный регулятор ТР моделируется ключом.

Рассмотрим работу фильтра на примере подавления третьей гармоники. Активными сопротивлениями катушек индуктивностей пренебрегаем ввиду их малости. Анализ производим для худшего, с точки зрения гармонического состава выходного тока реактора, случая, то есть $R_{k3} = 0$ и $L_{k3} = 0$. Тиристорный регулятор можно рассматривать в этом случае как источник тока первой и третьей гармоник. Тогда схема замещения примет вид, приведенный на рис. 4. Здесь $I^{(1)}$ и $I^{(3)}$ токи источников тока первой и третьей гармоник, $L_{\Sigma} = L_1 + L_{p1} + L_{p2}$ – результирующая индуктивность. Так как C_1 , L_1 – резонансная ветвь, настроенная на третью гармонику, то должно выполняться условие

$$3\omega L_1 \approx \frac{1}{3\omega C_1}. \quad (4)$$

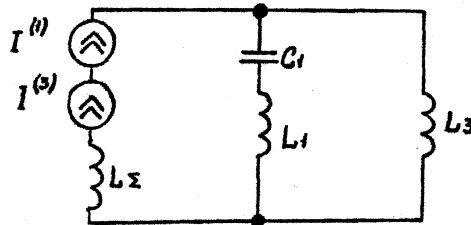


Рисунок 4 – Схема замещения регулятора

Для обеспечения нормальной работы фильтра необходимо выполнить условия

$$\frac{1}{\omega C_1} \gg \omega L_3. \quad (5)$$

$$\left| 3\omega L_1 - \frac{1}{3\omega C_1} \right| \ll 3\omega L_3. \quad (6)$$

В этом случае первая гармоника тока реактора

$$I_p^{(1)} \gg I^{(1)}, \quad (7)$$

а третья гармоника

$$I_p^{(3)} \approx \frac{I^{(3)} \left| 3\omega L_1 - \frac{1}{3\omega C_1} \right|}{3\omega L_3}. \quad (8)$$

Обозначив $\left| 3\omega L_1 - \frac{1}{3\omega C_1} \right| = X_{pф}$ – сопротивление расстройки резонанс-

ной ветви фильтра, получим

$$I_p^{(3)} \approx \frac{I^{(3)} X_{\text{рф}}}{3\omega L_3}. \quad (9)$$

Полный ток реактора

$$I_{\text{рм}} \approx \frac{U}{\omega(L_{\Sigma} + L_3)}, \quad (10)$$

где U – напряжение, приложенное к реактору.

Сопоставляя выражения (7), (9) и (10) видим, что гармонический состав выходного тока реактора улучшается с увеличением индуктивности L_3 . В то же время сумма индуктивностей L_3 и L_{Σ} должна оставаться постоянной для выбранного тока реактора. Следовательно, для улучшения гармонического состава тока реактора целесообразно увеличение выходной индуктивности L_{Σ} с одновременным уменьшением индуктивности L_3 , то есть в предельном случае совместить силовую катушку индуктивности с выходной индуктивностью. В этом случае отпадает необходимость установки резонансной ветви для пятой гармоники тока (уровень гармонических составляющих в выходном токе реактора при реальных расстройках фильтра не превысит 5 %), что значительно упрощает схему ДРГ. Схема такого реактора приведена на рис. 5, где L – силовая катушка индуктивности, выполняющая также функции фильтрующей.

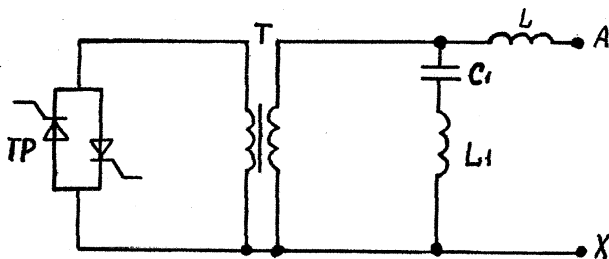


Рисунок 5 – Схема модернизированного реактора

Величина индуктивности L определяется из условия

$$L = \frac{U_{\phi}}{l_1 \cdot I_{\text{рм}} \omega}, \quad (11)$$

где U_{ϕ} – фазное напряжение сети;

l_1 – коэффициент, учитывающий дросселирующее действие обмоток присоединительного трансформатора;

$I_{\text{рм}}$ – максимальное действующее значение тока реактора.

Номинальное напряжение конденсатора фильтра C_1 должно выбираться по линейному напряжению сети, а его емкость – в пределах 1 мкФ на 10 А

тока реактора. Тиристоры регулятора ТР выбираются по вторичному току трансформатора Т на напряжение

$$U_T \geq 1,5\sqrt{2}U_2, \quad (12)$$

где U_2 – вторичное напряжение трансформатора Т.

На базе рассмотренного выше дугогасящего реактора разработана автоматическая система компенсации емкостных токов, работающая в режиме замыкания на землю, которая обеспечивает:

- плавное регулирование в ручном режиме тока реактора в требуемых пределах, а в автоматическом режиме – настройку тока реактора в резонанс с емкостным током сети;
- быстродействующую настройку реактора при изменении параметров сети в режиме замыкания на землю (3...4 периода промышленной частоты).

Функциональная схема разработанной системы приведена на рис. 6. Она включает в себя блок выбора поврежденной фазы (БВПФ), фазовый детектор (ФД), блок пропорционально-интегрального регулятора (БПИР), фазосдвигающее устройство (ФСУ), усилитель мощности (УМ) и блок питания (БП). В состав системы входят также дугогасящий реактор (Р) и объект регулирования (ОР), в качестве которого выступает совокупность устройств распределяющих электроэнергию, то есть линии электропередачи, сборные шины и т.д.

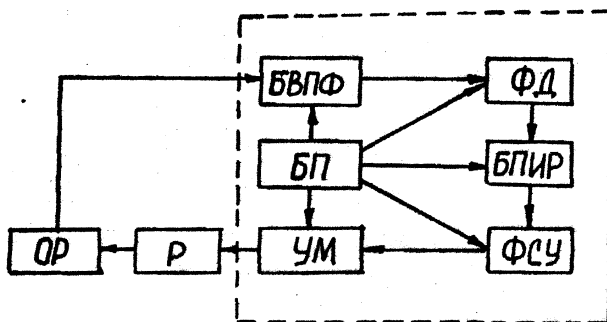


Рисунок 6 – Функциональная схема системы

БВПФ предназначен для определения фазы, на которой произошло замыкание на землю, усиления и фильтрации остаточного напряжения на замкнувшейся фазе, а также фильтрации возникающего при этом напряжения нулевой последовательности.

ФД предназначен для формирования модуля сигнала управления, пропорционального сдвигу фаз между напряжением поврежденной фазы $U_{\text{пф}}$ и U_0 , а также формирования знака сигнала управления необходимого для пра-

вильного воздействия на тиристорный регулятор дугогасящей катушки.

БПИР предназначен для формирования требуемых точностных и динамических показателей системы управления как элемента замкнутой САУ.

ФСУ предназначено для плавного регулирования индуктивного тока ДГР посредством изменения угла включения встречно-параллельных тиристорov регулятора.

УМ служит для формирования из положительных перепадов напряжения на выходе ФСУ мощных импульсов управления силовыми тиристорами регулятора.

Измерение расстройки компенсации основано на измерении угла между напряжением поврежденной фазы и напряжением нейтрали.

Лабораторные исследования разработанной системы в режиме замыкания на землю подтвердили ее высокие динамические и статические качества. Так, при изменении емкостного тока в 5 раз от среднего значения как в сторону увеличения, так и уменьшения, время переходного режима не превышало 3...4 периода промышленной частоты, при этом переходный процесс носил аperiodический характер с перерегулированием около 3 %. Статическая расстройка компенсации не превышала 1 %.

Промышленные испытания проведены на действующей подстанции 150/35/6 кВ, где установлена система с дугогасящим реактором на максимальный ток 55 А, напряжением 6 кВ. Она позволяет плавно регулировать ток компенсации в пределах 1...20 А, при этом содержание высших гармоник в токе реактора не превышает 3 %. Испытания подтвердили достоверность теоретических положений, рассмотренных выше. Система работает устойчиво при переходных сопротивлениях в месте замыкания порядка 0,5 Ом, что ниже значений, имеющих место в реальных условиях.

Выводы.

1. Разработанная система позволяет осуществлять регулирование тока компенсации как в ручном, так и в автоматическом режиме. Испытания разработанной системы в режиме замыкания на землю подтвердили ее высокие динамические и статические качества

2. Разработанная система позволяет устранить большие резонансные смещения нейтрали в нормальном режиме работы без симметрирования сети и ухудшения добротности контура нулевой последовательности за счет блокировки, регулирующей на величину напряжения нейтрали.

3. Она выполнена в основном из стандартных комплектующих изделий и ее изготовление может быть осуществлено в условиях предприятий энергосистем.

Список литературы: 1. *Лихачев Ф.А.* Замыкания на землю в сетях с изолированной нейтралью и с компенсацией емкостных токов. – М.: Энергия, 1971. – 152 с. 2. *Сирота И.М.* Оптимизация режимов нейтрали в электрических сетях напряжением до 35 кВ. – Киев: Общество «Знание»

УССР, 1980. – 30 с. **3.** *Сирота И.М.* Режимы нейтрали электрических сетей. – Киев: Наукова думка, 1985. – 64 с. **4.** *Цапенко Е.Ф.* Замыкания на землю в сетях 6-35 кВ. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 134 с. **5.** Булгаков А.А. Новая теория управляемых выпрямителей. – М.: Наука, 1970. – 320 с. **6.** *Рябошапка А.Т., Сичкарь В.М.* и др. А.с. 1117772 (СССР). Дугогасящий реактор. // Б.и. 1984, № 37.

Поступила в редколлегию 19.03.2007.

УДК 621.373.5

М.И.БАРАНОВ, докт.техн.наук;

В.А.БОЧАРОВ; М.А.НОСЕНКО; НТУ «ХПИ»

ПРЕДЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПО РАССЕИВАЕМОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ КЕРАМИЧЕСКИХ ОБЪЕМНЫХ РЕЗИСТОРОВ ТИПА ТВО-60

Наведено деякі результати експериментальних досліджень температурної залежності активного опору і електротермічної стійкості для високовольтних керамічних об'ємних постійних резисторів типу ТВО-60-24 Ом, що розсіюють теплову енергію великих імпульсних струмів у розрядних колах потужних електрофізичних установок.

Some results of experimental researches of temperature dependence of active resistance and electrothermal immunity of high-voltage ceramic volume resistors of TVO-60-24 Ohm type dissipating thermal energy of high pulse current in discharging circuits of high-power electrophysical installations are adduced.

1. ВВЕДЕНИЕ

Керамические объемные постоянные резисторы типа ТВО нашли достаточно широкое практическое использование в различных электротехнических устройствах постоянного, переменного и импульсного токов, относящихся к области высоковольтной импульсной техники (ВИТ) [1-4]. Данные резисторы с предельным рабочим импульсным напряжением U_p от 0,4 до 25 кВ и номинальной постоянной мощностью рассеяния $P_{пр}$ от 0,125 до 60 Вт в соответствии с требованиями ГОСТ 11324-76 [5] и технических условий ОЖО.467.121 ТУ являются тепло- и влагостойкими постоянными резисторами с изолированным токопроводящим слоем. Этот слой, окруженный снаружи массивной изоляционной прямоугольной фарфоровой оболочкой (рубашкой), изготавливается, как правило, практически прямоугольного поперечного сечения на основе пресованного угольного порошка. Поперечное сечение, длина и плотность запрессовки токопроводящего угольного слоя и определяет номинальное активное сопротивление R_p этих резисторов, состав-

ляющее в зависимости от класса резистора (начиная с ТВО-0,125 и заканчивая ТВО-60) от 3 Ом до 1 МОм [5]. Согласно [5] в импульсном режиме работы допускаемая средняя мощность резисторов типа ТВО не должна превышать 50 % от их номинальной постоянной мощности рассеяния $P_{пр}$ для частоты повторения импульсов тока не более 20 кГц и длительности воздействующего на них импульса тока τ_H от 1 до 50 мкс. При рассеянии резисторами типа ТВО своей номинальной постоянной мощности $P_{пр}$ длительно допустимая температура окружающей их среды $\theta_{0д}$ и тела резисторов типа ТВО в соответствии с [5] должна составлять не более 85 °С. Предельная температура окружающей среды $\theta_{0л}$ и самих резисторов типа ТВО для любых временных форм воздействующего на них тока составляет 155 °С [5]. Других рекомендаций в [5] по использованию резисторов типа ТВО в электрических схемах устройств ВИТ с импульсным током нет. Такая ситуация с малоопределенной по амплитудно-временным параметрам (АВП) протекающего по ним тока и рассеиваемой ими энергии областью использования приводит к определенным для электротехников и электрофизиков техническим трудностям при практическом применении и обоснованном выборе требуемого числа резисторов типа ТВО в электрических схемах ВИТ, когда воздействующие на них большие импульсные токи (БИТ) характеризуются длительностью 1 мкс $>$ $\tau_H >$ 50 мкс при частотах их повторения значительно меньше 20 кГц (например, для одиночного импульса тока, протекающего по рассматриваемому типу резистора).

Целью статьи является экспериментальное определение температурной зависимости активного сопротивления R_p , уточнение предельных значений рассеиваемой пиковой $P_{пи}$ и усредненной $P_{рс}$ импульсной мощности, а также критических и длительно допустимых значений рассеиваемой импульсной тепловой энергии W_p для высоковольтных керамических объемных постоянных резисторов типа ТВО-60-24 Ом, используемых в разрядных цепях мощных электрофизических установок с БИТ при $\tau_H >$ 50 мкс.

2. ЗАВИСИМОСТЬ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ РЕЗИСТОРА ТИПА ТВО-60-24 Ом ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ

Из имеющейся в НИПКИ «Молния» НГУ «ХПИ» партии резисторов типа ТВО-60-24 Ом с допуском ± 10 % (производство России, г. Котовск), насчитывающей не менее 100 шт., были произвольным путем выбраны три резистора и подвергнуты в сушильном термощкафе типа 2В-151 воздействию температуры в диапазоне от 20 до 160 °С. Выдержка каждого исследуемого резистора при той или иной температуре составляла не менее 30 мин, а общее время его нахождения в термощкафу при прохождении указанного температурного диапазона было выбрано равным не менее 180 мин. При достижении соответствующего уровня температуры в термощкафу и обеспечении принятой временной выдержки резисторы изымались из термощкафа и опе-

ративно проводились на стеклопластиковой подложке замеры их активного сопротивления R_p . При этом плоские металлические выводы резисторов с помощью штатных подсоединительных проводов подключались к цифровому измерителю RLC -параметров типа Е7-8. Результаты проведенных измерений R_p (в Омах) приведены в табл. Из представленных в табл. данных следует, что при нагреве керамических объемных резисторов типа ТВО-60-24 Ом в практическом диапазоне температур θ_C от 20 до 160 °С их активное сопротивление R_p изменяется практически не более чем на 5 %. Причем, это изменение всегда носит знак «минус», то есть при нагреве резисторов типа ТВО-60-24 Ом их активное сопротивление R_p уменьшается. Такой характер температурного изменения R_p для керамических объемных резисторов типа ТВО-60-24 Ом с токопроводящим угольным слоем принципиально отличается от температурной зависимости R_p для резисторов с металлическим токопроводящим слоем. В последних с ростом температуры θ_C металлического слоя за счет усиливающихся колебаний его кристаллической решетки и возрастанием роли фононов происходит и увеличение значений их активного сопротивления R_p . Вероятно, выявленная нами особенность в температурной зависимости активного сопротивления R_p резистора типа ТВО-60-24 Ом связана со специфическим влиянием температуры нагрева на микроструктуру его как фарфоровой оболочки, так и токопроводящего угольного слоя. Одним из возможных физических механизмов здесь может являться тот, который связан с изменением (увеличением) при нагреве распределенного по объему резистора в его изоляционной и угольной частях числа носителей электричества. Учитывая незначительные изменения указанных выше значений R_p , можно заключить, что при нагреве керамических объемных резисторов типа ТВО-60-24 Ом в рабочем для области ВИТ диапазоне температур θ_C от 20 до 160 °С их активное сопротивление можно считать практически постоянным и равным соответствующему номинальному значению R_p .

Температурная зависимость R_p для резистора типа ТВО-60-24 Ом.

θ_C №	20 °С	60 °С	80 °С	100 °С	120 °С	140 °С	160 °С
1	25,93	25,89	25,79	25,88	25,43	25,08	24,76
2	25,31	25,25	25,13	24,94	24,75	24,44	24,10
3	22,74	22,71	22,61	22,48	22,29	22,06	21,71

3. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАССЕИВАЕМОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ ДЛЯ РЕЗИСТОРА ТИПА ТВО-60-24 Ом

Учитывая практически чисто омический характер сопротивления исследуемых постоянных резисторов типа ТВО, для рассеиваемой одним из них в импульсном режиме воздействия на него разрядного тока мощной электро-

установки тепловой энергии W_P можно записать следующее соотношение:

$$W_P = R_P \int_0^{\tau_H} i_P^2(t) dt, \quad (1)$$

где i_P – ток в разрядной цепи электроустановки и соответственно в рассматриваемом резисторе, активное сопротивление R_P которого согласно приведенным выше в разделе 2 данным практически не изменяется в процессе его электротеплового нагрева до предельных рабочих температур $\theta_{0П} = 155^\circ\text{C}$.

Для АВП разрядного тока $i_P = i_{PA}$ при аperiodическом законе его изменения в электрической цепи разряда мощного емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), характерном для нашего случая, будет справедливо следующее аналитическое выражение [6]:

$$i_{PA}(t) = \beta_A \cdot I_{mA} \cdot [\exp(-\alpha_1 t) - \exp(-\alpha_2 t)], \quad (2)$$

где $I_{mA} = U_0 / \beta_A (\alpha_2 - \alpha_1) L_\Gamma$ – амплитуда аperiodического разрядного тока $i_{PA}(t)$; α_1, α_2 – коэффициенты формы разрядного тока $i_{PA}(t)$, приближенно равные $\alpha_1 = \delta - (\delta^2 - \omega_0^2)^{1/2} \approx 0,76/\tau_H$ и

$\alpha_2 = \delta + (\delta^2 - \omega_0^2)^{1/2} \approx 2,37/\tau_\phi$; τ_ϕ, τ_H – соответственно длительность фронта и длительность аperiodического импульса тока $i_{PA}(t)$; U_0 – зарядное напряжение на общей емкости $C_{ГC}$ мощного ЕНЭ электроустановки; $\delta = R_H / 2L_\Gamma$ – коэффициент затухания тока $i_{PA}(t)$; $\omega_0 = (L_\Gamma C_{ГC})^{-1/2}$ – собственная круговая частота разрядного контура электроустановки; L_Γ – индуктивность разрядной цепи электроустановки с ЕНЭ; $\beta_A = [(\alpha_1 / \alpha_2)^{\alpha_1 / (\alpha_2 - \alpha_1)} - (\alpha_1 / \alpha_2)^{\alpha_2 / (\alpha_2 - \alpha_1)}]^{-1}$ – нормирующий коэффициент; R_H – активное сопротивление разрядной цепи мощной электроустановки, определяемое общим активным сопротивлением последовательно соединенных между собой и включенных в нее резисторов типа ТВО-60-24 Ом, каждый из которых имеет активное сопротивление R_P .

С учетом (2) для импульсной тепловой энергии W_P , рассеиваемой на исследуемом резисторе при однократном воздействии на него аperiodического разрядного тока $i_{PA}(t)$, на основании (1) получаем [6]:

$$W_P = R_P \int_0^\infty i_{PA}^2(t) dt = R_P \cdot \beta_A^2 \cdot I_{mA}^2 \left[(2\alpha_1)^{-1} - 2(\alpha_1 + \alpha_2)^{-1} + (2\alpha_2)^{-1} \right]. \quad (3)$$

Примем, что в принятой нами электрической схеме разряда ЕНЭ $R_H = 192$ Ом, $R_P = 24$ Ом; $L_\Gamma = 1$ мкГн, $C_{ГC} = 2,56$ мкФ и $U_0 = 200$ кВ. Тогда в соответствии с (2) и (3) получаем, что в рассматриваемой разрядной цепи мощной испытательной электроустановки: $\alpha_1 = 2,03 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$; $\alpha_2 = 1,92 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$; $\beta_A = 1,0$; $\delta = 9,6 \cdot 10^7 \text{ с}^{-1}$; $\omega_0 = 6,25 \cdot 10^5 \text{ с}^{-1}$; $I_{mA} = 1,042 \cdot 10^3 \text{ А}$; $W_P = 6,4 \cdot 10^3 \text{ Дж}$; $\tau_\phi = 12,34 \text{ нс}$; $\tau_H = 373,6 \text{ мкс}$. Выполненная энергетическая

проверка этих аналитических расчетов показывает, что при запасаемой электрической энергии W_T в ЕНЭ мощной высоковольтной испытательной электроустановки, равной $W_T = C_{TC} \cdot U_0^2/2 = 51,2$ кДж, рассеиваемая на каждом из восьми резисторов типа ТВО-60-24 Ом ($R_H = 8 R_p$) импульсная тепловая энергия будет точно равной указанной выше энергии W_p , а именно: $W_p = W_T/8 = 6,4 \cdot 10^3$ Дж. В этой связи предлагаемое нами соотношение (3) для расчета в импульсном режиме выделяющейся в резисторе типа ТВО-60-24 Ом тепловой энергии, от воздействия на него разрядного аperiodического тока $i_{pA}(t)$ мощного ЕНЭ испытательной электроустановки, можно считать вполне работоспособным. Дальнейшая оценка усредненной импульсной мощности P_{PC} , рассеиваемой на резисторе типа ТВО-60-24 Ом за время длительности одиночного импульса временной формы 12,4 нс/373,6 мкс разрядного тока $i_{pA}(t)$, показывает, что она принимает следующее крайне огромное численное значение: $P_{PC} = W_p/\tau_{II} = 17,13$ МВт. При такой оценке P_{PC} , наверное, ее полученные значения можно считать пиковой импульсной мощностью рассеяния P_{III} для резистора типа ТВО-60-24 Ом. Безусловно, эти пиковые значения импульсной мощности рассеяния во много раз превышают номинальную постоянную мощность рассеяния P_{IIIP} для исследуемого резистора, равную 60 Вт.

В случае прохождения через исследуемый резистор серии следующих друг за другом аperiodических импульсов разрядного тока $i_{pA}(t)$, характеризуемых скважностью T_C (размерность в секундах), то для приближенного расчета усредненной импульсной мощности P_{PC} рассеяния в резисторе типа ТВО-60-24 Ом можно воспользоваться таким соотношением:

$$P_{PC} = W_p/T_C. \quad (4)$$

Например, при указанных выше электрических данных разрядной цепи электроустановки с мощным ЕНЭ, АВП импульсного разрядного тока $i_{pA}(t)$ и $T_C = 75$ с для численного значения P_{PC} согласно (4) следует, что в этом случае усредненная импульсная мощность рассеяния становится численно равной $P_{PC} = 6,4 \cdot 10^3$ Дж / 75 с = 85,3 Вт. При $T_C = 120$ с в соответствии с (4) для резистора типа ТВО-60-24 Ом имеем, что $P_{PC} = 6,4 \cdot 10^3$ Дж / 120 с = 53,3 Вт, то есть она даже меньше, чем его номинальная постоянная мощность рассеяния $P_{IIIP} = 60$ Вт, рекомендуемая требованиями ГОСТ 11324-76 [5].

4. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ РАССЕИВАЕМОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ ДЛЯ РЕЗИСТОРА ТИПА ТВО-60-24 Ом

Выполним численное моделирование электромагнитных и электротепловых процессов, протекающих в высоковольтных керамических объемных постоянных резисторах типа ТВО-60-24 Ом, используемых в разрядной цепи принятой нами испытательной электроустановки с мощным ЕНЭ, и полученные результаты сравним с данными соответствующих аналитических расче-

тов, представленных в разд. 3. Планируемое моделирование проведем с помощью апробированной нами ранее программы EWB 5.12 [7]. На рис. 1 приведена осциллограмма фронта импульса разрядного тока $i_{PA}(t)$ в принятой электрической цепи (см. разд. 5) испытательной электроустановки с мощным ЕНЭ, разряжающимся при $U_0 = 200$ кВ на активное сопротивление $R_H = 192$ Ом, собранное из восьми последовательно включенных резисторов типа ТВО-60-24 Ом ($R_P = 24$ Ом). Из данных рис. 1, полученных при $U_0 = 10$ В, видно, что $I_{mA} = 9,99 \cdot 20 \cdot 10^3 / 192 = 1,041 \cdot 10^3$ А, а длительность фронта τ_ϕ , расшифрованная согласно требованиям [8], составляет примерно 19,5 нс.

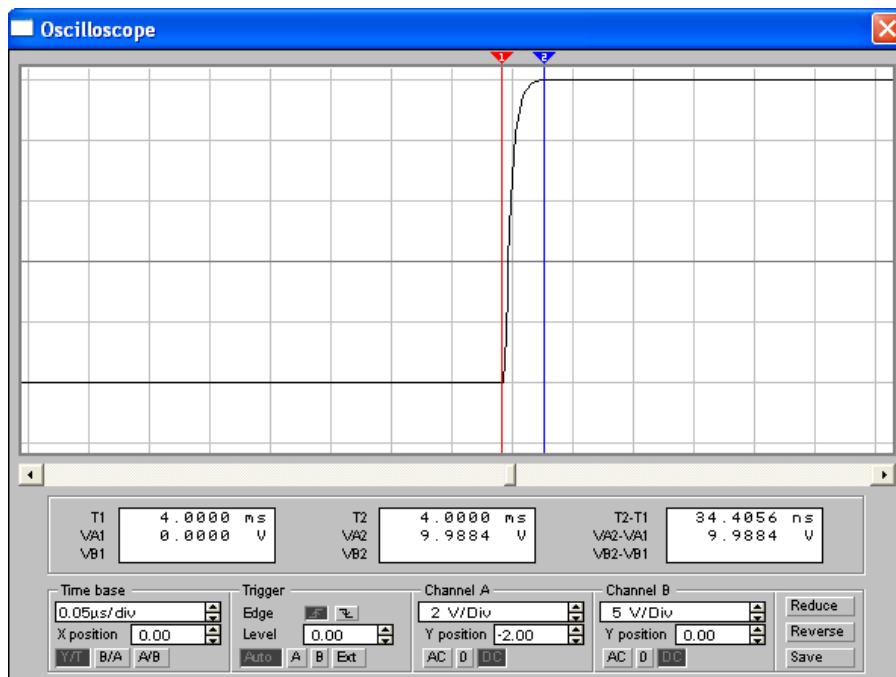


Рисунок 1 – Осциллограмма нарастающей части аperiodического импульса разрядного тока $i_{PA}(t)$, воздействующего на керамический резистор типа ТВО-60-24 Ом

Заметим, что при расчете в разделе 3 по соотношению (2) длительности фронта τ_ϕ разрядного тока $i_{PA}(t)$ она была равной 12,4 нс, а расчетная амплитуда тока при этом составляла $I_{mA} = 1,042 \cdot 10^3$ А. На рис. 2 представлены результаты численного моделирования длительности импульса τ_H разрядного тока $i_{PA}(t)$ в рассматриваемой электрической схеме включения резисторов типа ТВО-60-24 Ом (см. рис. 3). В соответствии с данными рис. 2 искомая длительность токового импульса τ_H оказывается примерно равной 345 мкс (при приближенном аналитическом расчете в разделе 3 АВП разрядного тока

$i_{PA}(t)$ было получено, что $\tau_H = 373,6$ мкс). Можно заключить, что результаты аналитического расчета АВП импульсного тока $i_{PA}(t)$ в разрядной цепи мощного ЕНЭ испытательной электроустановки с исследуемыми резисторами в пределах приемлемой для нас точности (с расхождением не более чем на 8 %) согласуются с данными численного моделирования с помощью программы EWB 5.12 соответствующих электромагнитных процессов в резисторах типа ТВО-60-24 Ом.

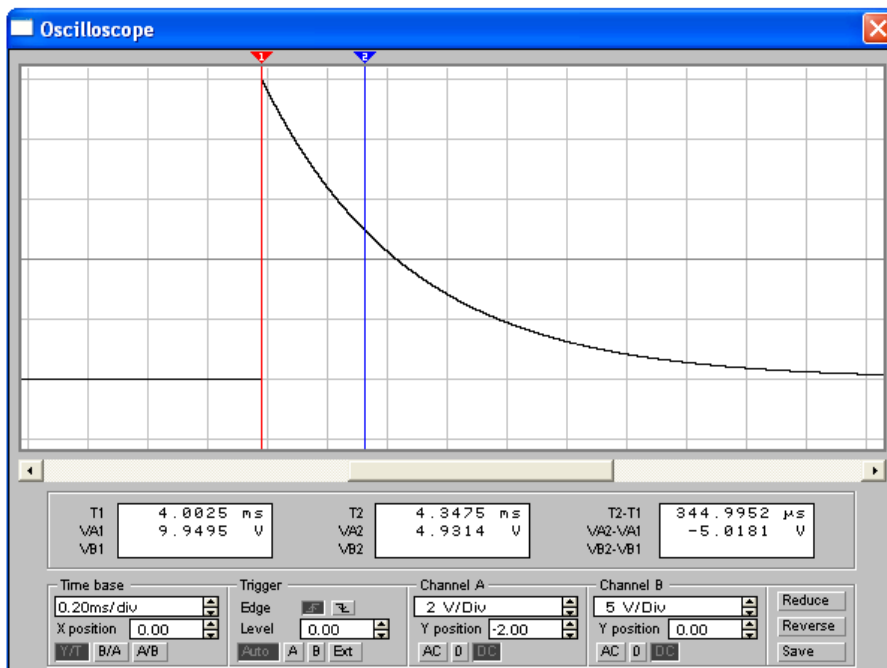


Рисунок 2 – Осциллограмма спадающей части аperiodического импульса разрядного тока $i_{PA}(t)$, воздействующего на керамический резистор типа ТВО-60-24 Ом

Полученные в разделе 4 с помощью программы EWB 5.12 данные для АВП разрядного тока $i_{PA}(t)$ позволяют уточнить численные значения выделенной импульсной тепловой энергии W_P и пиковой $P_{ПМ}$ или усредненной P_{PC} импульсной мощности рассеяния в резисторах типа ТВО-60-24 Ом. Так, при прохождении по исследуемому резистору одиночного аperiodического импульса разрядного тока временной формы 19,5 нс/345 мкс с амплитудой $I_{mA} = 1,041 \cdot 10^3$ А выделенная в нем импульсная тепловая энергия W_P согласно (2) и (3) составит примерно численное значение, равное 5,9 кДж ($\alpha_1 = 2,203 \cdot 10^3$ с $^{-1}$; $\alpha_2 = 1,20 \cdot 10^8$ с $^{-1}$; $\beta_A = 1,0$). Тогда пиковая $P_{ПМ}$ (усредненная P_{PC}) импульсная мощность рассеяния для резистора типа ТВО-60-24 Ом

будет равна $P_{III} = W_p/\tau_{II} = 17,10$ МВт. Видно, что расхождение между указанными выше результатами аналитического и численного расчетов для резистора ТВО-60-24 Ом по выделенной в нем импульсной тепловой энергии W_p не превышает 8 %, а по пиковой импульсной мощности рассеяния P_{III} данные соответствующих расчетов практически совпадают.

5. ОПЫТНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРЕДЕЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ РАСSEИВАЕМОЙ ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТИ И ЭНЕРГИИ ДЛЯ РЕЗИСТОРА ТИПА ТВО-60-24 Ом

На рис. 3 приведена принципиальная электрическая схема мощной высоковольтной испытательной электроустановки, предназначенной для исследования предельных характеристик по рассеиваемой импульсной мощности керамических объемных постоянных резисторов типа ТВО-60-24 Ом. На рис. 3 приняты следующие обозначения: $C_T = 1,28 \cdot 10^{-6}$ Ф – электрическая емкость одного высоковольтного конденсатора типа КБКГИ-125/1,28 (при общей емкости ЕНЭ $C_{TC} = 2,56$ мкФ) [4,9]; $L_T = 1 \cdot 10^{-6}$ Гн – общая индуктивность разрядной цепи электроустановки; K_T – высоковольтный многозазорный искровой сильноточный коммутатор типа МЗК-200 [2,10]; ГВПИ – генератор высоковольтных поджигающих импульсов напряжения на +100 кВ [2,11]; $U_3 = U_0$ – зарядное напряжение положительной (отрицательной) полярности на общей емкости C_{TC} мощного ЕНЭ электроустановки, набранной из цепочек конденсаторов C_T типа КБКГИ-125/1,28, имеющих номинальное напряжение 125 кВ и емкость 1,28 мкФ; $R_H = N \cdot R_p$ – общее активное сопротивление испытываемых резисторов типа ТВО-60-24 Ом в разрядной цепи электроустановки ($R_p = 24$ Ом), значительно превышающее собственное активное сопротивление других электрических элементов разрядной цепи высоковольтной испытательной электроустановки, размещенной на воздухе в высоковольтном зале лабораторного корпуса НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; N – число последовательно включенных в разрядную цепь электроустановки резисторов типа ТВО-60-24 Ом.

При экспериментальном определении на открытом воздухе при $\theta_0 = 20$ °С электротермической стойкости резисторов типа ТВО-60-24 Ом нами были проведены три серии опытов по их тепловому нагружению в разрядной цепи высоковольтной испытательной электроустановки, приведенной на рис. 3. **Первая серия** экспериментов: $R_p = 24$ Ом; $N = 8$; $R_H = 192$ Ом; $C_{TC} = 2,56$ мкФ; $U_0 = 200$ кВ; $W_T = 51,2$ кДж; $T_C = 75$ с. При $W_p = W_T/8 = 6,4$ кДж и $\tau_{II} = 373,6$ мкс эта серия опытов для каждого из исследуемых резисторов характеризовалась примерно пиковой импульсной мощностью рассеяния $P_{III} = W_p/\tau_{II} = 17,13$ МВт и усредненной импульсной мощностью рассеяния $P_{PC} = W_p/T_C = 85,3$ Вт. Собранная цепочка из восьми резисторов типа ТВО-60-24 Ом выдержала всего пять разрядов ($n_p = 5$) мощного ЕНЭ электроустановки. На шестом разряде произошло тепломеханическое разрушение одно-

го из резисторов. **Вторая серия** экспериментов: $R_p = 24$ Ом; $N = 5$; $R_H = 120$ Ом; $U_0 = 150$ кВ; $W_G = 28,8$ кДж; $W_p = 5,76$ кДж; $\tau_H = 233,5$ мкс; $T_C = 95$ с. Для данной серии опытов характерными были следующие показатели импульсной мощности рассеяния: $P_{III} = 24,67$ МВт и $P_{PC} = 60,6$ Вт. Цепочка из пяти рассматриваемых резисторов при заданной скважности токовых импульсов выдержала воздействие 39 разрядов мощного ЕНЭ электроустановки. На 40 его разряде наступило тепломеханическое разрушение одного из резисторов. **Третья серия** экспериментов: $R_p = 24$ Ом; $N = 5$; $R_H = 120$ Ом; $U_0 = 200$ кВ; $W_G = 51,2$ кДж; $W_p = 10,24$ кДж; $\tau_H = 233,5$ мкс; $T_C = 170$ с. Эта серия опытов характеризовалась такими показателями импульсной мощности рассеяния: $P_{III} = 43,86$ МВт и $P_{PC} = 60,2$ Вт. Исследуемая цепочка из резисторов типа ТВО-60-24 Ом выдержала лишь один разряд мощного ЕНЭ испытательной электроустановки. На втором электрическом разряде использованного нами в опытах ЕНЭ электроустановки произошло электротепловое (тепломеханическое) разрушение всех пяти испытываемых резисторов. На рис. 4 приведены результаты такого разрушения одного из исследуемых резисторов.

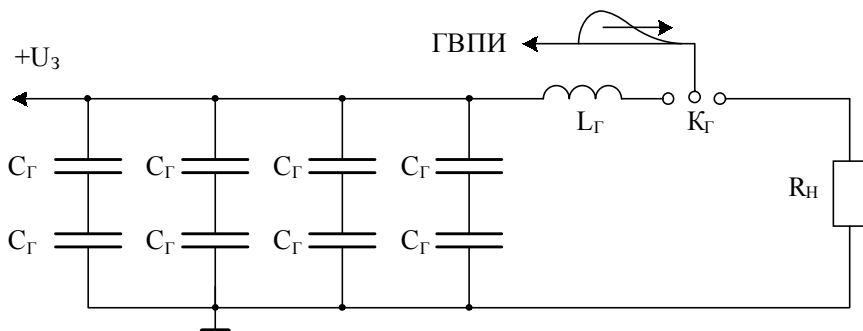


Рисунок 3 – Электрическая схема мощной высоковольтной испытательной электроустановки для исследования резисторов типа ТВО-60-24 Ом на рассеиваемую импульсную мощность и энергию

Из анализа полученных в разделе 5 экспериментальных данных следует, что для высоковольтных керамических объемных постоянных резисторов типа ТВО-60-24 Ом критическими характеристиками по тепловому рассеиванию импульсного тока являются: во-первых, пиковая импульсная мощность рассеяния P_{III} и, во-вторых, сама рассеиваемая импульсная тепловая энергия W_p , приходящиеся на один резистор. Причем, такая характеристика как W_p является определяющей для их электротермической стойкости. Ее значения оказались обратно пропорциональны числу электрических токовых разрядов n_p мощного ЕНЭ высоковольтной испытательной электроустановки, прошедших через резистор и не разрушивших его, то есть $n_p \sim 1/W_p$. Ус-

редненная импульсная мощность рассеяния P_{PC} не может служить одним из критериев электротермической стойкости рассматриваемых резисторов. Во всех проведенных экспериментах ее численные значения были весьма близки к величине номинальной постоянной мощности рассеяния $P_{пр} = 60$ Вт для этих резисторов, а резисторы типа ТВО-60-24 Ом выходили из-за периодически действующей на них электротепловой нагрузки из строя.



Рисунок 4 – Общий вид высоковольтного керамического объемного постоянного резистора типа ТВО-60-24 Ом, разрушенного на открытом воздухе при $\theta_0 = 20$ °С предельной импульсной электротепловой нагрузкой

Выполненные исследования и накопленный в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» опыт эксплуатации высоковольтного электрофизического сильно-точного оборудования, содержащего керамические объемные постоянные резисторы типа ТВО-60-24 Ом, позволяют заключить, что для этого класса резисторов критическое значение рассеиваемой за один разряд мощного ЕНЭ высоковольтной испытательной электроустановки импульсной тепловой энергии $W_p = W_T/N$, приводящее со временем в серии воздействующих на них токовых импульсов нано- и микросекундного временного диапазонов к их преждевременному выходу из строя по причине тепломеханического разрушения, составляет в первом приближении для одного резистора порядка 5 кДж. На основании этих данных для резистора типа ТВО-60-24 Ом уровень длительно допустимой рассеиваемой за однократное токовое воздействие импульсной тепловой энергии W_p может составлять примерно порядка 3 кДж. В этом случае пиковая импульсная мощность рассеяния $P_{пш}$ для резистора типа ТВО-60-24 Ом принимает численное значение порядка 20 МВт.

6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Экспериментальным путем показано, что при нагреве высоковольтных керамических объемных постоянных резисторов типа ТВО-60-24 Ом в рабочем для области ВИТ диапазоне температур θ_c от 20 до 160 °С их актив-

ное сопротивление R_p уменьшается не более чем на 5 % от своего номинального значения. В этой связи значения R_p для резисторов типа ТВО-60-24 Ом можно считать практически неизменными в процессе их работы в высоковольтных электрических схемах, применяемых в области ВИТ.

2. Предложены методики аналитического и численного (на основе программы EWB 5.12) расчетов электромагнитных и электротепловых процессов, а также выделяемой в резисторах типа ТВО-60-24 Ом, испытывающих воздействие аperiodического импульса разрядного тока $i_{pA}(t)$ мощного ЕНЭ высоковольтной электроустановки, импульсной тепловой энергии W_p , пиковой импульсной мощности рассеяния $P_{\text{пи}}$ и усредненной импульсной мощности рассеяния $P_{\text{РС}}$.

3. Основными критическими характеристиками по тепловому рассеянию в импульсном режиме джоулевой энергии в резисторах типа ТВО-60-24 Ом являются пиковая импульсная мощность рассеяния $P_{\text{пи}}$ и рассеиваемая импульсная тепловая энергия W_p . Из этих двух характеристик наиболее критическим показателем является величина импульсной тепловой энергии W_p , однократно выделяемой в рассматриваемом резисторе.

4. На основании выполненных расчетов, проведенных экспериментов и накопленного опыта эксплуатации в области ВИТ исследуемых резисторов установлено, что для резистора типа ТВО-60-24 Ом с импульсным аperiodическим током нано- и микросекундного временного диапазонов критическое значение однократно рассеиваемой импульсной тепловой энергии W_p составляет порядка 5 кДж. Для данного резистора с номинальной постоянной мощностью рассеяния $P_{\text{пр}} = 60$ Вт длительно допустимая рассеиваемая им при однократном разряде на него мощного ЕНЭ импульсная тепловая энергия W_p принимает численное значение порядка 3 кДж, а пиковая импульсная мощность рассеяния $P_{\text{пи}}$ при этом может составлять около 20 МВт.

Список литературы: 1. *Техника больших импульсных токов и магнитных полей* / Под ред. В.С. Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с. 2. Баранов М.И., Бочаров В.А., Зябко 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., Зябко Ю.П. Комплекс высоковольтного электрофизического оборудования для испытания средств молниезащиты технических объектов грозовыми и коммутационными импульсами напряжения микро- и миллисекундной длительности амплитудой до 1 МВ // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2006. – № 4. – С. 60-65. 4. Баранов М.И., Бочаров В.А., Игнатенко 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. 5. ГОСТ 11324-76. Резисторы постоянные объемные типа ТВО. – М.: Изд-во Госстандарта СССР, 1976. – 20 с. 6. Баранов М.И. Сравнение двух моделей для электротепловых расчетов цилиндрических проводников при воздействии на них больших импульсных токов // *Технічна електродинаміка*. – 1999. – № 3. – С. 14-19. 7. Баранов М.И., Носенко М.А. Применение программы EWB для численного расчета электромагнитных процессов в разрядных цепях мощных емкостных накопителей энергии // *Вісник Національного технічного університету «Харківсь-*

кий політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2005. – № 49. – С. 71–84. **8.** Межгосударственный ГОСТ 1516.2-97. Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжения 3 кВ и выше. Общие методы испытаний электрической прочности изоляции. – Минск: Изд-во стандартов, 1998. – 31 с. **9.** Рудаков В.В., Бойко Н.И., Беспалов В.Д., Кравченко В.П. и др. Высоковольтные импульсные конденсаторы разработки НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика і перетворююча техніка. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2002. – № 7, т. 1. – С. 47-58. **10.** Пекарь И.Р., Бочаров В.А., Штагер П.И. и др. Многозачерные коммутаторы на 100 и 200 кВ (МЗК-100, МЗК-200) // Приборы и техника эксперимента. – 1984. – № 2. – С. 234. **11.** Баранов М.И. Сравнительный анализ работы двух схем построения генераторов высоковольтных поджигающих импульсов напряжения мощных электрофизических установок // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2006. – № 37. – С. 100-106.

Поступила в редколлегию 04.06.2007.

УДК 519.688

В.С.БРЕСЛАВЕЦ, канд.техн.наук; **С.А.НИКИТИН**; НТУ «ХПИ»

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ КОМПЛЕКСОВ

У статті розглянуті основні методи ідентифікації збоїв програмного забезпечення, які можуть викликати системні ризики. Запропонована технологія аналізу системних ризиків, сформульовані основні вимоги для розробки програмного забезпечення, яке задовольняє критеріям максимального захисту від системних ризиків.

The basic methods for identification of software failures that can provoke system risks are discussed. A technique is proposed for analyses of system risks and a set of basic criteria is formulated to ensure system risk safe software development.

Введение. Существует несколько методов анализа рисков, связанных с функционированием программного обеспечения. Анализ рисков – это техника, предназначенная для обнаружения и обработки рисков, производимых системой с учетом ее оборудования, например неблагоприятные события, исходящие от других систем или интерфейсов системы, и затем изменяющая рекомендации по уменьшению опасности или преобразование ее риска к «приемлемому уровню». Традиционно такой анализ не включал в себя анализ программного обеспечения. Анализ рисков фокусируется на роли программного обеспечения относительно рисков вообще. Это пошаговая техника, которая может быть использована на любой стадии жизненного цикла.

Постановка проблемы. Однако, поскольку программное обеспечение, входящее в состав большинства систем, может послужить причиной физического повреждения, необходимость в идентификации сбоев программного обеспечения, которые могут вызвать системные риски (в дальнейшем будем называть их программными рисками) становится все более важным.

Анализ литературы. Разработано несколько технологий для выполнения анализа программных рисков [1]. Многие из них основываются на методах анализа безопасности аппаратного обеспечения [2]. Однако программное и аппаратное обеспечение во многом отличаются; ошибки аппаратного обеспечения чаще всего являются случайными, вызванными возрастом аппаратуры или некачественной сборкой [3-5], в то время как сбои программного обеспечения появляются в результате ошибок разработки и реализации [6-8]. Поэтому очень актуальным является развитие технологий для анализа программного обеспечения и его характеристик.

Целью статьи является анализ программных рисков, позволяющих сформировать рекомендации для уменьшения рисков или управления программными рисками и рисками, относящимися к интерфейсам между программным обеспечением и системой (включая аппаратное обеспечение и человеческий фактор). В его состав входят анализ требований, процесса разработки кода, интерфейса пользователя и внесение изменений.

Основная часть. Программные риски появляются в случае, когда программное обеспечение не разрабатывается корректно, обрабатывает некорректную информацию и при сбоях программного обеспечения при передаче информации. Технология анализа программных рисков является относительно молодой. Анализ программных рисков имеет прямое отношение к анализу системных рисков, поскольку зависит от его результатов. Анализ программных рисков должен:

- быть связанным каждым риском, определенным в результате анализа системных рисков
- удостовериться, что работа программного обеспечения не мешает выполнению целей и действий системы
- оценивать и давать рекомендации по нивелированию мешающего воздействия программного обеспечения на цели и работу системы.

Существует несколько технологий для выполнения анализа рисков. Некоторые из них используются для оценки аппаратного обеспечения (напр. анализ режима и результата сбоев и анализа дерева сбоев) и являются относительно новыми для области программного обеспечения. Каждая технология должна быть привязана к определенным приложениям с учетом их размера и стоимости. Полный анализ программных рисков предполагает при-

менение более одной технологии анализа программных рисков из-за достоинств и недостатков, присущих каждой технологии.

Анализ рисков – это итеративный четырехшаговый процесс (рис. 1), содержание каждого шага показано на рис. 2. Шаг 1 состоит из определения границ и назначения анализа рисков, планирования анализа рисков (задача 1) и определения анализируемой системы. Шаг 1 выполняется в самом начале проекта.

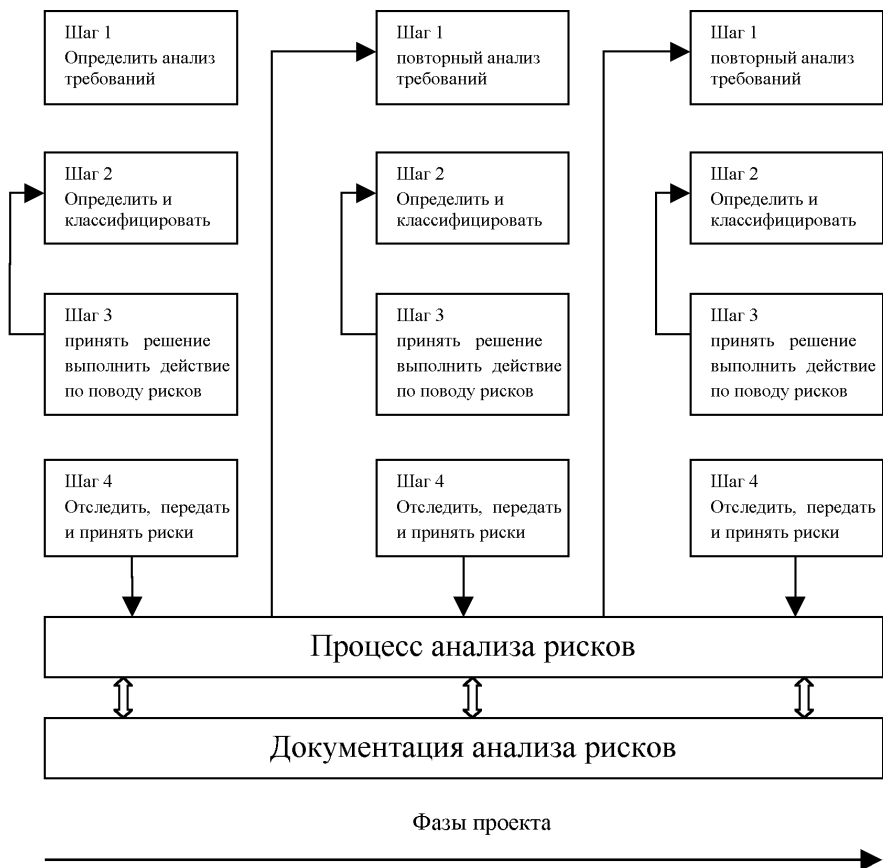


Рисунок 1 – Задачи анализа во время жизненного цикла проекта

На шаге 2 выполняется идентификация и классификация рисков относительно программного обеспечения (задания 3 и 4). Одним из примеров идентификации системных рисков, вызванных сбоями программного обеспечения, может служить представление SFMECA или SFTA, где режимы сбоев

программного обеспечения являются причинами системных сбоев. Например, в случае использования SFMECA для выполнения задачи 3 на потенциальные режимы сбоев во время функционирования могут относиться к:

- сервисному обслуживанию, являющемуся критичным по времени – основными режимами реакции на сбой являются отказ (сервис или функции не предоставляются) и передача полномочий (предоставление сервиса и функций в неположенное время или предоставление неправильно работающего сервиса или функций);
- значению сервиса – основными режимами сбоев являются неправильные значения, нулевые значения или отсутствие значений.

Другие шаги (3 и 4) анализа рисков относятся к уровню системного анализа. В зависимости от границ и назначения выполнение процессов анализа рисков состоит из ряда «циклов анализа рисков» во время выполнения всего проекта, и охватывает пересмотр анализа требований и шаги со 2 по 4, подразделяющиеся на 7 задач от 3 до 9.

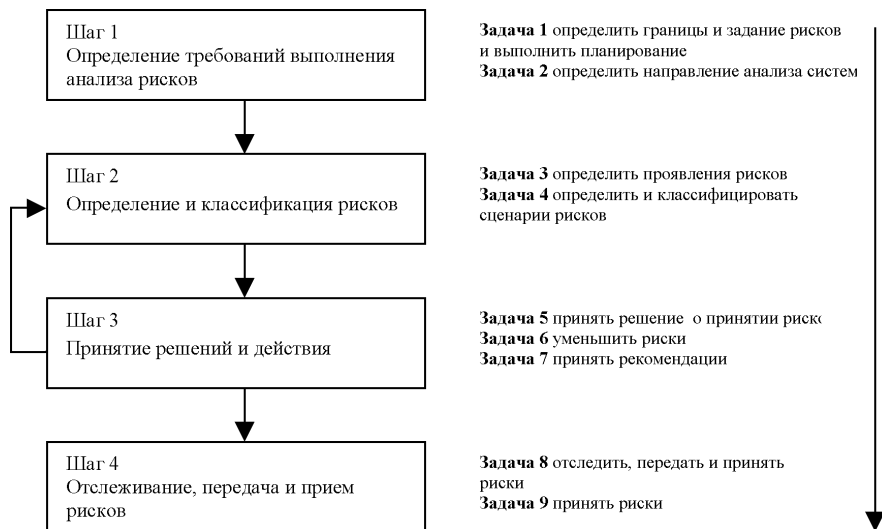


Рисунок 2 – Задачи шагов анализа

Критерии технологий анализа рисков можно сформулировать следующим образом:

- результаты применения технологии облегчат понимание путей увеличения рисков, их предотвращения или уменьшения;
- технология позволит моделировать и оценивать широкий диапазон режимов сбоев;
- технология может использоваться для аттестации персонала;

- технология может адаптироваться для систем заданной сложности в заданной области, содержащей заданные риски;
- технология может дать значимые результаты с использованием данных с количественными и качественными показателями;
- технология может адаптироваться к определенной фазе жизненного цикла, в которой она применяется;
- для поддержки технологии могут разрабатываться или поставляться коммерческие программные средства;
- есть возможность разработки полностью документированных примеров успешного применения или поставки письменных правил ее применения

Анализ риска, выполненный на стадии составления требований, позволяет убедиться в том, что определены требования безопасности системы и они могут быть прослежены от системных требований к требованиям ПО, разработки ПО, к руководству оператора, пользователя и по диагностике. Анализ системных рисков предоставляет входные данные для выполнения этого анализа. На этой стадии анализ рисков проверяет системные требования и требования к ПО. Рекомендации к разработке и требования по тестированию объединяются в системные спецификации, спецификацию требований к ПО, документацию по разработке ПО, план тестирования ПО, план управления конфигурацией и план управления проектом. Результаты выполнения технологии анализа на стадии выполнения требований представляются в виде обзора системных требований (предварительные результаты), обзора системы и предварительной разработки (окончательные результаты).

Анализ рисков на стадии разработки архитектуры определяет компоненты ПО, критичные по безопасности. Он начинается после обзора требований к ПО и должен быть завершен до начала составления программных кодов. Анализ рисков, выполненный на стадии составления требований, формирует входные данные для анализа на стадии разработки архитектуры. Анализ рисков на стадии разработки архитектуры определяет и анализирует компоненты программного обеспечения, критичные по безопасности, на этом же этапе разрабатывается план тестирования. Составляются рекомендации для написания программного кода. Результаты анализа рисков, выполненные на стадии разработки архитектуры, представляются в виде предварительного обзора разработки.

Выводы. В статье были рассмотрены различные риски при разработке программного обеспечения. Было выявлено, что анализ рисков, выполняемый на стадии детальной разработки и написания программных кодов, определяет пути для исключения рисков или снижения их вероятности. Анализ рисков, выполненный на стадии разработки архитектуры, является исходным для этого анализа. Результаты анализа рисков, выполненного на стадии де-

тальної розробки і складання програмних кодів, представляється в вигляді критического огляду розробки. Вони можуть використовуватися для функціонального аналізу, коли система ще не розділена на компоненти програмного і апаратного забезпечення.

Список літератури: 1. *Watson H. and McCabe Thomas J.* Structured testing: A Testing Methodology Using the Cyclomatic Complexity Metric // National Institute of Standards and Technology, NIST Special Publication 500-235, August 1996. 2. *ESA PSS-05-10*, Guide to software verification and validation // ESA BSSC, Issue 1 Revision 1, March 1995. 3. *De Vale John Peter* High Performance Robust Computer Systems // (Ph.D. Thesis, 2002), Pittsburgh, Pennsylvania October 2001 <http://www.ece.cmu.edu/Ekoopman/thesis/devale.pdf>. 4. *Arlat Jean et al* Fault injection and dependability evaluation of fault-tolerant systems // IEEE Transactions on Computers. – Vol. 42. – № 8. – August 1993. – PP. 913-923. 5. *Voas Jeffrey and McGraw Gary* Software Fault Injection: Inoculating Programs Against Errors // Ed. John Wiley & Sons, ISBN 0-471-18381-4. 6. *J. C Laprie* Dependability: Basic Concepts and Terminology. Dependable Computing and Fault Tolerance // Vienna, Austria: Springer-Verlag, 1992. 7. Standard Practice For System Safety – MIL-STD-882D US DoD 10 February 2000. 8. Military Standard Software Development And Documentation. MIL-STD-498. U.S. DoD. December 1994.

Поступила в редколлегию 02.04.2007.

УДК 537.528:537.529

В.С.ГЛАДКОВ, канд.техн.наук; ***О.А.ГУЧЕНКО***; ***О.В.ШЕСТЕРІКОВ***;
І.В.ЯКОВЕНКО, докт.фіз.-мат.наук; НТУ «ХПІ»

ПРОПОНОВАНА ІНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ЕФЕКТИВНОСТІ РУЙНУВАННЯ БЕТОНУ В ЗАЛЕЖНОСТІ ВІД ПАРАМЕТРІВ ІМПУЛЬСУ НАПРУГИ ТА КЛАСУ БЕТОНІВ

Запропоновано інженерну методику розрахунку ефективності руйнування бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону в залежності від параметрів імпульсів та класу бетону, яка побудована на базі урахування електричного пробоя повітряних пор у товщі бетонів.

Engineering procedure for calculation of efficiency of destruction of concrete under the action of voltage pulses of nanosecond range depending on pulse parameters has been proposed. The procedure is based on taking into account electrical breakdown of air pores in depth of concrete.

Метою цієї роботи є викладення розробленої інженерної методики розрахунку ефективності руйнування бетону в залежності від параметрів імпульсу напруги і класу бетонів

На цей час існує не дуже багато інженерних методик розрахунку ефективності електроімпульсного руйнування матеріалів, які за своїми властивостями подібні до бетону. У [1] розроблена інженерна методика розрахунку кі-

нцевих показників електроімпульсної дезінтеграції матеріалів. Вона будується на визначенні функцій відбору, розлому та відсіву спільно з відомими параметрами джерела імпульсів (C,L,R) та властивостями матеріалу, що руйнується, і дозволяє повністю описати процес руйнування гірських порід та штучних матеріалів електроімпульсним способом. Для розв'язання цієї задачі на ЕОМ створено алгоритм розрахунку, який дозволяє у заданий момент часу визначити гранулометричний склад готового продукту та залишку на ситі, тобто дає змогу описати кінетику процесу та кінцеві результати руйнування. Ця методика розрахунку дозволяє визначити питому та загальну продуктивність, енергоємність процесу та оцінити мінімальний рівень питомих витрат енергії, які потрібні для руйнування матеріалу до заданої крупності шматків.

Але в нашому випадку, тобто при руйнуванні бетону, а не його дезінтеграції до заданої крупності матеріалу, не потрібно визначати вплив функцій відбору та відсіву, а враховувати вплив тільки функції розлому. Руйнування бетону чиниться за рахунок імпульсного електричного пробоя, а, як показано у [2,3], імпульсний електричний пробій бетону обумовлений електричним пробоем повітряних пор на межі «бетон-щебінь», «пісок-бетон», «бетон-металева арматура» та і в самому розчині бетону. Було припущено, що динаміка імпульсного електричного розряду в товщі бетону визначає процес руйнування бетону і інженерну методику розрахунку ефективності руйнування бетону в нашому випадку побудовано на інженерній методиці розрахунку процесу імпульсного пробоя повітря при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону за рахунок розвитку перегрівної несталості в плазмі стримерного каналу [4].

Інженерна методика, яка пропонується, побудована на визначенні часу електричного пробоя t_{np} повітряних прошарків у бетоні, який являє собою суму таких часів: часу запалювання імпульсної корони t_k , часу розвитку стримерів t_{cmp} та часу створення перегрівної несталості електронного газу t_n , тобто

$$t_{np} = t_k + t_{cmp} + t_n. \quad (1)$$

1. Розрахунок часу запалювання імпульсної корони

Для розробки методики розрахунку t_k у повітряних прошарках у бетоні найбільш придатний метод еквівалентних зарядів, який дозволяє з достатнім ступенем точності визначати структуру електричного поля в міжелектродному просторі [5,6]. Нашому випадку найбільш відповідає система електродів типу «стержень-площина», розрахунок поля в якій виконується за допомогою системи двох зарядів – заряду на кінці стержня Q_0 та лінійного заряду на осі стержня τ_0 (рис. 1). Ця модель придатна для розрахунку області поля між кінцем стержня та площиною (області розвитку стримерного розряду).

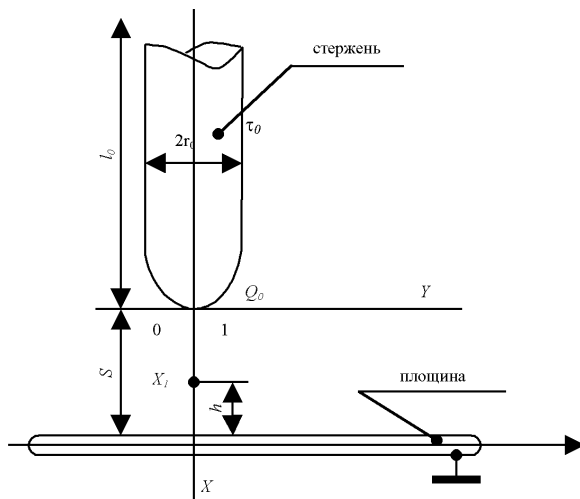


Рисунок 1 – Проміжок «стержень-площина»: l_0 – довжина стержня, r_0 – радіус стержня, S – довжина проміжку, h – відстань від площини до т. X_i .

Напруженість електричного поля в т. 1 визначається з виразу

$$E_1 = \frac{U}{r_o} \frac{\ell n A_o + 1 + \frac{r_o}{2S}}{\ell n B_o}, \quad (2)$$

$$\text{де } A_o = \frac{(\ell_o + 4S + 4r_o)(\ell_o + 2S + r_o)}{(3\ell_o + 4S + 4r_o)(2S + r_o)r_o}, \quad B_o = \left(\frac{\ell_o}{r_o}\right)^2 \frac{\ell_o + 4S + 4r_o}{3\ell_o + 4S + 4r_o},$$

А розподіл зарядів визначається як

$$\begin{cases} Q^* = U \frac{\ell n A_o}{\ell n B_o}; \\ \tau^* = \frac{U}{\ell n B_o}. \end{cases} \quad (3)$$

Використовуючи експериментальні залежності напруги появи спалаху імпульсної корони від крутості наростання імпульсу напруги [7] та вирази (2) і (3), можна визначити як величину, так і час появи імпульсної корони при різних значеннях r_0 , ℓ_0 , S , які відрізняються від тих, що наведені у [7]. Послідовність розрахунків така:

- визначення по [7] величини запалювання корони $U_{к1}$ при крутості наростання напруги, яка наведена у [7];
- визначення по (2) напруженості появи корони $E_{к1}$ для значень крутості та r_0 , ℓ_0 , S , які наведені у [7];
- визначення по (2) та (3) напруги запалювання корони $U_{к2}$ для різних

- визначення часу запалювання корони t_k по імпульсу напруги наносекундного діапазону, прикладеного до проміжку.

Як приклад, були розраховані напруги та час появи корони t_k в залежності від крутості напруги A для повітряного проміжка з $r_0 = 0,5$ см, $\ell_0 = 100$ см та $S = 20$ см при дії імпульсів напруги з тривалостями фронту та полуспаду імпульсу відповідно 1,5-30 нс та 100-400 нс. Результати розрахунку t_k в залежності від крутості наростання імпульсу напруги наведені на рис. 2.

З розгляду графіка, наведеного на рис. 2, можна зробити висновок, що час запалювання імпульсної корони зі збільшенням крутості наростання імпульсу напруги падає.

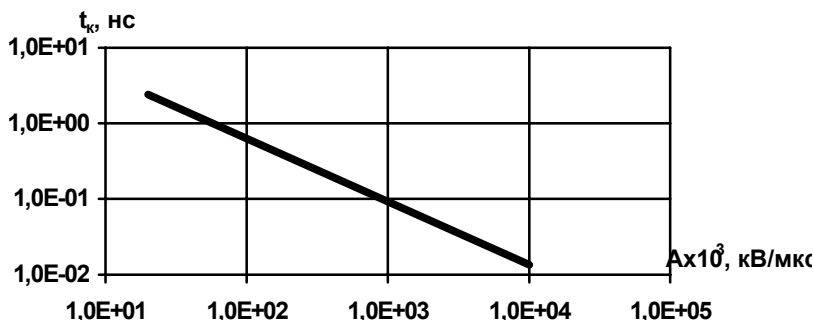


Рисунок 2 – Залежність часу запалення імпульсної корони t_k від крутості наростання імпульсу напруги

2. Розрахунок часу розвитку стримерного каналу

Щоб розрахувати час розвитку стримерного каналу t_{cmp} через розрядний проміжок, скористаємось результатом експериментів, які показали, що швидкість розвитку стримерів v_{cmp} пропорційна крутості імпульсу напруги [8]. Там же наведені залежності v_{cmp} при різних r_0 , ℓ_0 , S . При відомій швидкості v_{cmp} час розвитку стримерів, тобто час, за який стримери перетнуть розрядний проміжок, дорівнює

$$t_{cmp} = \frac{S - d_k}{v_{cmp}}, \quad (4)$$

де d_k – довжина стримера корони.

Довжина стримерів корони залежить від крутості наростання напруги і при невеликій відстані між електродами вони стають порівнянними із самим проміжком. Для визначення довжин стримерів корони використаємо умову виникнення корони

$$\int_0^{x_1} \{\alpha_T [E(x) - a[E(x)]]\} dx = 18 \dots 20, \quad (5)$$

де α_T – іонізаційний коефіцієнт Таунсенда,

$E(x)$ – напруженість електричного поля.

Враховуючи, що $x_1 = d_{\kappa}$, визначимо

$$E(S-h) = \frac{U}{r_o \ln B_o} \left\{ \ln A_o \left[\frac{1}{(S^* - h^* + 1)^2} - \frac{1}{(S^* + h^* + 1)^2} \right] - \right. \\ \left. - \frac{1}{S^* - h^* + 1} + \frac{1}{S^* + h^* + 1} - \frac{1}{S^* - h^* + \ell_o^*} - \frac{1}{S^* + h^* + \ell_o^*} \right\}, \quad (6)$$

$$\text{де } S^* = \frac{S}{r_o}; \quad h^* = \frac{h}{r_o}; \quad \ell_o^* = \frac{\ell_o}{r_o}.$$

Маючи наведену в [7] експериментальну залежність α_T від $E(x)$, відому розрахункову залежність напруги запалювання імпульсної корони від крутості, а також розрахований за (6) розподіл напруженості електричного поля по довжині проміжка, отримаємо розрахункову залежність довжини стримерів корони від крутості наростання A імпульсу напруги (рис. 3).

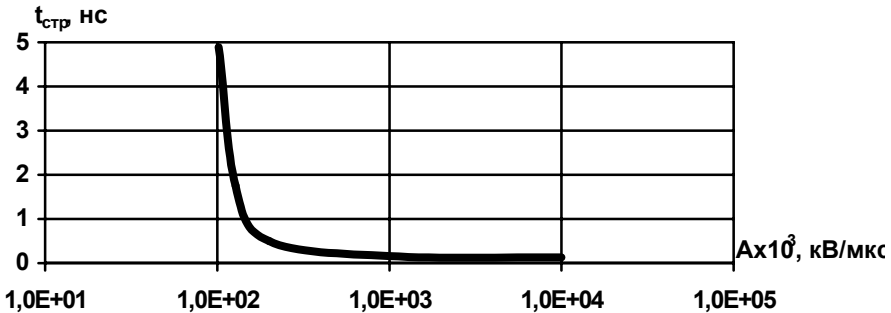


Рисунок 3 – Залежність довжини стримерів корони в повітряних проміжках від крутості наростання імпульсу напруги

При відомій швидкості v_{cmp} [8] були розраховані величини t_{cmp} (рис. 4). З рис. 4 можна зробити висновок, що зі збільшенням крутості наростання імпульсу напруги t_{cmp} падає і асимптотично наближається до 0,2 нс.

3. Визначення часу розвитку перегрівної несталості електронного газу в плазмі стримерів

З [4] відомо, що час за який провідність стримерної плазми σ_{cmp} стане порівнянною з провідністю лідерного каналу σ_{λ} , є часом розвитку перегрівної несталості t_n . Провідність електронного газу стримерного каналу змінюється за законом [4]

$$\sigma = \sigma_{cmp} e^{v_n t}. \quad (7)$$

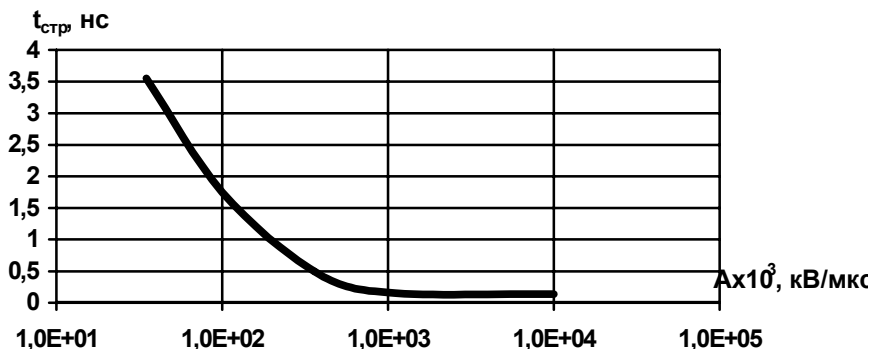


Рисунок 4 – Залежність часу запалення іонізації корони від крутості наростання імпульсу напруги

Прирівнявши (7) величині σ_n і розв'язавши його відносно t_n , отримаємо

$$t_n = \frac{1}{v_n} \ell n \frac{\sigma_n}{\sigma_{cmp}}, \quad (8)$$

де $v_n = \frac{i^3 \sigma_{cmp} E_o^2}{2 N_o \theta} (d - q)$ – інкремент перегрівної несталості [4],

d, q – числа, які характеризують механізм розсіяння енергії та імпульсу,

E_o – напруженість електричного поля,

N_o – концентрація електронів,

θ – ефективна температура.

Розсіяння енергії та імпульсу електронів у стримерній плазмі визначається кулоновським механізмом, тоді відповідно [9]

$$d - q = \frac{1}{2},$$

а величина

$$\theta = \kappa T,$$

де κ – постійна Больцмана, $\kappa = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/°К,

T – температура електронного газу, за якої провідність стримера дорівнює провідності лідера, $T = 3000$ °К [10]. Величина N_o дорівнює $(10^{15} \dots 10^{20})$ 1/м³ [11,12], а величина σ_n – 1×10^4 1/Ом [10]. Величина E_o знаходиться з графіку, який наведено у [10], при цьому враховується різна величина E_o для імпульсів позитивної та негативної полярності ($E_o^\theta = 1,8 E_o^\oplus$) [10].

Провідність стримерного каналу дорівнює [10]

$$\sigma_{cmp} = \frac{e^2 n_e}{m v}, \quad (9)$$

де e, m – заряд та маса електронів,

v_m – швидкість дрейфу електронів, яка визначена у [10],

$$n_e = N_{cmp}(A) = \frac{2\pi R_c d_{kz} d_{kx} w_o}{3(\epsilon_o + 1) d_k^2(A) t_k(A) v_o^3}, \quad (10)$$

де v_o – швидкість,

d_{kx}, d_{kz} – розміри зони стримера,

ϵ_o – діелектрична проникність повітря,

w_o – частота.

Підставляючи значення $N_{cmp}(A)$, v_m та ін. у (9), отримано розрахунковим шляхом залежність σ_{cmp} від крутості (рис. 5). З графіків, які наводяться на рис. 5, видно, що провідність стримерного каналу, починаючи з $A \sim 10^6$ кВ/мкс, не змінює свої величини ($10^{-4} \dots 14 \times 10^{-5}$) 1/Ом.

Розрахункові значення t_n для відповідних значень $E_o, N, \theta, \sigma_s, \sigma_{cmp}$ та $S = 0,2$ м наведені на рис. 6.

З аналізу графіка на рис. 6 можна зробити висновок, що при значеннях $A = (40 \dots 80) \times 10^3$ кВ/мкс, t_n різко зменшується до 5 нс.

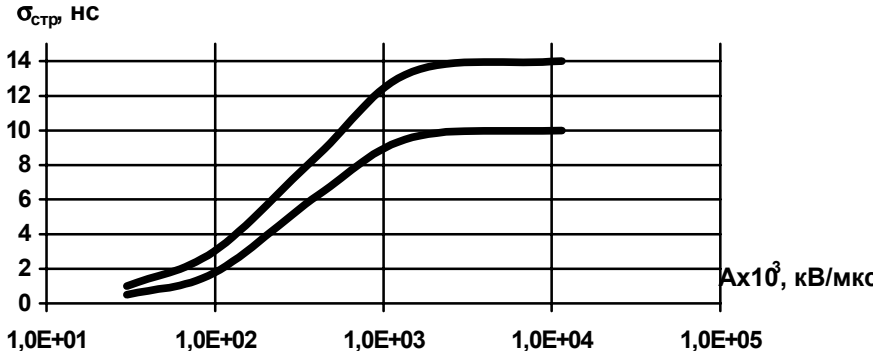


Рисунок 5 – Залежність σ_{cmp} від крутості наростання імпульсу напруги

1 – $\sigma_{cmp} = f(A)$ – для позитивної полярності;

2 – $\sigma_{cmp} = f(A)$ – для негативної полярності.

4. Методика розрахунку ефективності руйнування бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону.

Ефективність руйнування бетону залежить від амплітуди напруги, за якої пробивається бетон, параметрів імпульсу наносекундного діапазону, які залежать від ємності C та індуктивності L джерела імпульсного живлення (ДІЖ), та механічних характеристик бетону (модулю пружності E , межі міцності σ_s та густини ρ). Якщо параметри E , σ_s та ρ є константами для різних марок бетонів, то величина пробивної напруги залежить від багатьох змінних чинників. Тому розробку методики розрахунку ефективності руйнування бетонів треба починати створювати з розробки інженерної методики розрахунку електричної міцності повітряних прошарків у бетонах.

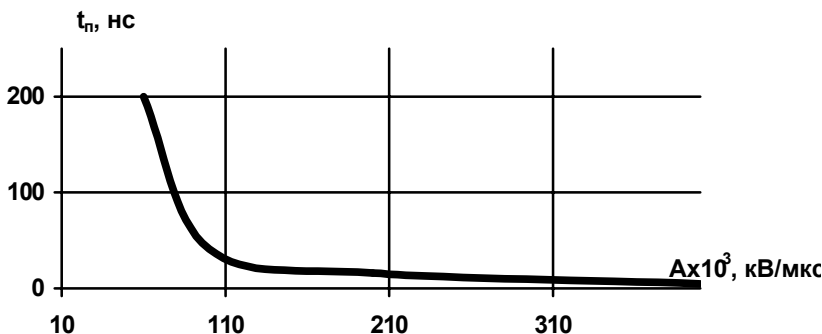


Рисунок 6 – Залежність t_n від крутості наростання імпульсу напруги

Методика розрахунку величини пробивної напруги повітряних прошарків у бетонах при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону побудована в такому порядку:

- для даного проміжка (довжину повітряних прошарків приймаємо рівній товщині бетонних виробів) та крутості наростання імпульсу напруги наносекундного діапазону визначається час пробою t_n як сума часів t_k (рис. 2), $t_{стр}$ (рис. 4) та t_n (рис. 6);
- по імпульсу напруги, який прикладається до бетону, визначається величина напруги, яка відповідає t_{np} ;
- величина напруги, яка відповідає t_{np} , порівнюється з мінімальним значенням напруги $U_{мін}$, яка необхідна для електричного пробую повітряних пор бетону.

Мінімальна напруга $U_{мін}$ визначається за даними роботи [13] за середньою напруженістю в стримерній зоні $E_{стр}$, яка залежить від міжелектродної відстані в момент переходу стримерного каналу в іскровий розряд, тобто

$$U_{мін} = E_{стр} \cdot S. \quad (11)$$

Запропоновано такий порядок розрахунку. Починаючи з моменту $t = 0$, з кроком Δt визначається напруга $U(t)$, яка прикладається до бетону за допомогою електродів. Аналогічні кроки робляться поки не буде досягнуто моменту часу електричного пробую ($t = t_{np}$). Якщо величина напруги, яка прикладена в цей момент до проміжку, менше $U_{мін}$, то процес не завершиться електричним пробуюм. А коли $U(t) > U_{мін}$, то процес завершиться пробуюм.

Величина пробивної напруги U_{np} при руйнуванні бетону вводиться у вираз для розмірів осколку [1]

$$\bar{a} = \sqrt{3\pi}^{3/2} \frac{r^2 v_{кр} \xi^{1/2} z A}{\rho S U_{np} w^{1/2}}, \quad (12)$$

де r – радіус каналу, см,

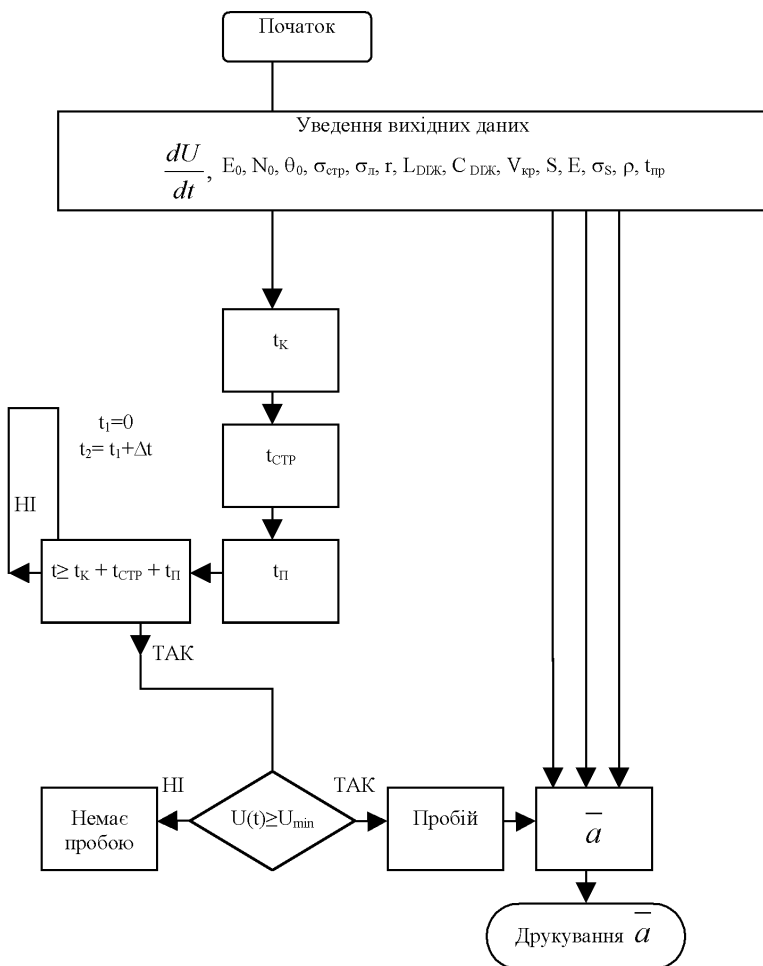


Рисунок 7 – Блок-схема розрахунку руйнування бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону

$$z - \text{хвильовий опір ДІЖ, } z = \sqrt{\frac{L_{\text{ДІЖ}}}{C_{\text{ДІЖ}}}},$$

$L_{\text{ДІЖ}}, C_{\text{ДІЖ}}$ – індуктивність та ємність ДІЖ,

$$A - \text{параметр енергетичної дії, } A = \frac{v_{\text{кр}} r S}{2},$$

S – товщина бетону,

$$v_{кр} - \text{критична швидкість стінки каналу, } v_{кр} = \frac{\sigma_s}{\sqrt{Q\rho}},$$

σ_s – межа міцності,

Q – модуль пружності,

ρ – густина бетону,

$$\xi = \frac{4r^2 + S^2}{48r^4 + 12r^2S^2 + S^4},$$

$$w - \text{кутова частота, } w = \frac{2\pi}{4t_{фр}},$$

$t_{фр}$ – тривалість фронту $U_{пр}$.

Блок-схему розрахунку руйнування бетонів наведено на рис. 7.

Пропонована інженерна методика розрахунку ефективності руйнування бетонів побудована на урахуванні електричного пробоя повітряних прошарків у товщі бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону, а також фізичних характеристик бетонів та розрядних параметрів джерела імпульсного живлення (L,C).

Список літератури: 1. Кузец В.И., Усов А.Ф., Цукерман В.А. Электроимпульсная дезинтеграция материалов // Апатиты, КНЦ РАН, 2002. – 324 с. 2. Танбаев Ж.Г. Импульсная электрическая прочность бетона в дециметровых промежутках // «Изоляция высоковольтных электрофизических установок». – Томск, Изд-во ТГУ, 1988. – С. 55. 3. Куперштох А.П., Stamatelatos C.P., Agoris D.P. Моделирование частичных разрядов в твердых диэлектриках на переменном напряжении // «Физика импульсных разрядов в конденсированных средах», Тр. XII Межд. симп. – Николаев. – 2005. – С. 59. 4. В.С.Гладков, I.B.Яковенко Про можливий механізм електричного розряду у товщі бетону при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону // Вестник НТУ «ХПИ». – 2006. – № 17. – С. 152-161. 5. Колечицкий Е.С., Филиппов А.А. Расчет электрического поля стержневых электродов // «Электричество». – М.: 1979. – № 7. – С. 59-62. 6. Колечицкий Е.С., Расчет электрических полей устройств высокого напряжения // «Энергоатомиздат». – М.: 1983. – С.168. 7. Hutzler et D Modelisation de l'amorçage des grands intervalles d'air // EDF. Bulletin de la Direction des Etudes et Recherches, Serie B, Reseaux Electrique, 1982. 8. Базелян Э.М., Горюнов А.Ю. О механизме развития стримеров в резконеоднородном поле // «Электричество». – М.: 1986. – № 11. – С. 27. 9. Денис В., Пожела Ю. Горячие электроны // Вильнюс, Изд. «Минтис», 1971. 10. Райзер Ю.П. Физика газового разряда. – М.: «Наука», 1987. – 592 с. 11. Петер Г. Электронные лавины и пробой в газах. – М.: «Мир», 1968. 12. Takatoshi Shindo and Tochio Suzuki A new calculation method of breakdown voltage-time characteristics of long air gaps // IEEE Trans. On Pow. App and Syst. – Vol. PAS-104. – № 6. – June^ 1985. – P. 1556.

Надійшла до редколегії 05.04.2007.

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

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОРОТКОИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫМИ МЕТОДАМИ

У статті проведений аналіз основних та додаткових похибок вимірів, які вносяться під час аналого-цифрового перетворення сигналів, які мають тривалості, близькі до граничних параметрів існуючих АЦП та наведена оцінка точності вимірів у цих умовах.

The main and additional mistakes, which inserted during measuring of parameters of signals with length like time characteristics of ADC, are discussed. The value of measurement's precision for such conditions is adduced.

Введение. Для измерения параметров короткоимпульсных электромагнитных полей применяются только реперные измерители, использующие в качестве входного сигнала формируемое излучающей системой электромагнитное поле. Подобные измерители могут рассматриваться как широкополосные приемники, работающие с очень большими уровнями входного сигнала. Исключительно широкая полоса и наличие сравнительно низкочастотных составляющих в спектре анализируемого сигнала приводят к определенным сложностям при измерении его параметров аналого-цифровыми методами. При переходе к скоростным сигналам, отличающимся высокой начальной информационной интенсивностью, в АЦП, как правило, сосредоточены основные методические и технические трудности измерения в целом.

Постановка проблемы. При измерении параметров короткоимпульсных сигналов, имеющих широкий спектр, вопросы оценки погрешностей при их аналого-цифровом преобразовании являются решающими для реализации измерительного процесса.

Анализ литературы. Как правило, при оценке погрешностей измерения при аналого-цифровом преобразовании в качестве единственной ошибки, вносимой АЦП, рассматривается ошибка дискретизации [4-7]. Данную ошибку принято относить к случайной, но в некоторых случаях, как, например, при известном способе уменьшения случайной погрешности путем усреднения ряда результатов наблюдений, подобное упрощение может привести к неверной оценке [1,3]. Дополнительные ошибки АЦП [2] при нормальных условиях не учитываются.

Целью статьи является анализ основных и дополнительных ошибок измерения, вносимых при аналого-цифровом преобразовании сигналов с длительностями, близкими к предельным характеристикам существующих

АЦП и оценка точности измерений в этих условиях.

Основная часть. Погрешности, возникающие в процессе квантования, являются одной из важнейших характеристик аналого-цифрового преобразователя, которые определяют его качество и возможности применения в различных областях техники. Обычно АЦП характеризуют погрешностью, приведенной к пределу измерения – либо максимальной погрешностью

$$\delta_{\text{АЦП max}} = \frac{\Delta_{\text{АЦП max}}}{u_{\text{нр}}},$$

либо средним по шкале квадратом погрешности

$$\bar{\delta}_{\text{АЦП}}^2 = \frac{\bar{\Delta}_{\text{АЦП}}^2}{u_{\text{нр}}^2}.$$

Оценка погрешности АЦП средним квадратом используется тогда, когда необходимо знать ошибку, вносимую АЦП при совместных измерениях в многоканальных информационно-измерительных системах, или ошибку преобразования широкополосных входных сигналов.

Основной особенностью дискретизации в нашем случае является то, что за счет конечного времени одной выборки, сравнимого со временем существенного изменения сигнала на входе, и неопределенности момента ее окончания не удастся получить однозначного соответствия между значениями выборок и моментами времени, к которым они должны быть отнесены. Это приводит к возникновению специфических погрешностей дискретизации, динамических по своей природе. Для их оценки вводится параметр временной неопределенности, называемый апертурным временем.

Эффект апертурного времени проявляется либо как погрешность мгновенного значения сигнала при заданных моментах измерения, либо как погрешность момента времени, в которой производится измерение при заданном мгновенном значении сигнала.

Этот эффект приводит к амплитудным погрешностям, которые называются апертурными. Они численно равны приращению сигнала $\Delta x(t) = x(nt - \tau_a) - x(nT)$, подвергающегося преобразованию с периодом nT ($n = 1, 2, 3, \dots$), где τ_a — сдвиг по времени, определяющий апертуру (неопределенность привязки). Искомая погрешность в момент nT

$$\Delta \hat{x}_a \approx x(nT) \tau_a. \quad (1)$$

Погрешности, возникающие при дискретизации случайных процессов, в частности – апертурные погрешности, представляют собой также случайный процесс и образуют некоторый мешающий шум.

Для каждого компаратора, входящего в состав АЦП, входным является измеряемый сигнал, а в качестве опорного уровня выступает напряжение, чаще всего формируемое источником образцового напряжения посредством

резистивного делителя, как наиболее простого в реализации. Резисторы делителя обладают определенной погрешностью, что приводит к неточной установке опорного уровня и увеличению погрешности АЦП.

Процесс аналого-цифрового преобразования можно представить как замену функции преобразования вида $Y = X$ функцией преобразования вида:

$$Y = q \cdot \text{Int} \left(\frac{X}{q} + 0,5 \cdot \text{Sign } X \right), \quad (2)$$

где q – шаг квантования;

$$\text{Sign } X = \begin{cases} 1 & \text{при } X \geq 0; \\ -1 & \text{при } X < 0 \end{cases} \quad \text{– функция «знак числа } X \text{»};$$

$\text{Int}(A)$ – функция «целая часть числа A ».

Данная функция отображает процесс аналого-цифрового преобразования для случая, когда опорный уровень компаратора может быть найден по формуле:

$$U_{on N} = q(N + 0,5), \quad N = 0, 1, 2, \dots$$

Методическую ошибку такого преобразования можно оценить выражением:

$$\Delta_{мет} = q \cdot \text{int} \left\{ \frac{X}{q} + 0,5 \cdot \text{sign } X \right\} - X = 0,5 \cdot q \cdot \text{sign } X - q \cdot \text{Fr} \left\{ \frac{X}{q} + 0,5 \cdot \text{sign } X \right\},$$

где $\text{Fr}(A)$ – функция «дробная часть числа A ».

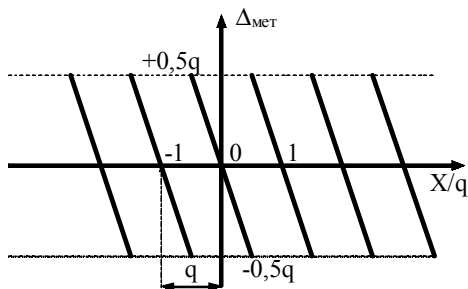


Рисунок 1.

Ошибка является периодической функцией измеряемой величины с периодом, равным q , и экстремумами $\pm 0,5 q$. График данной функции изображен на рисунке.

Данную ошибку принято относить к случайным и считается, что $\Delta_{мет}$ распределена по равномерному закону в пределах $\pm q/2$ с математическим ожиданием, равным 0.

Помимо методической, имеет место так называемая инструментальная ошибка, определяемая особенностями схемной реализации и составляющих элементов. Для реального аналого-цифрового преобразователя инструментальная ошибка может быть записана как

$$\Delta_{инс} = \Delta_{сист} + \Delta_H^0 + \Delta_{мет}^0,$$

где $\Delta_{сист} = M(\Delta_{мет})$;

$\Delta_H^0, \Delta_{мет}^0$ – центрированные ошибка гистерезиса АЦП и случайная ошибка.

На основании всего сказанного дисперсия ошибки реального АЦП может быть определена как:

$$\sigma_{АЦП}^2 = \sigma_0^2 + \frac{H^2}{12} + \frac{q^2}{12}, \quad (3)$$

где σ_0 – СКО центрированной случайной ошибки, определяемой внутренними шумами АЦП и апертурными ошибками;

H – ширина зоны гистерезиса АЦП;

q – шаг квантования.

С учетом того, что в системах, предназначенных для считывания показаний оператором, $\sigma_0 \leq 0,1 q$, а в системах автоматизированного съема результатов $\sigma_0 \leq 0,2 q$, а также того, что наличие гистерезиса у современных АЦП может считаться аномальным явлением и критерием пренебрежимой малости служит соотношение $H \leq 0,6 q$, формула (3) принимает вид:

$$\sigma_{АЦП}^2 \leq \frac{q^2}{(5...10)^2} + \frac{0,36q^2}{12} + \frac{q^2}{12}.$$

В окончательном варианте можно записать:

$$\sigma_{АЦП}^2 \leq 0,153q^2. \quad (4)$$

Полученная оценка приблизительно в 1,8 раза больше, чем использующийся для этой цели средний квадрат погрешности дискретизации АЦП, определяемый как $\bar{\delta}_{АЦП}^2 = \frac{q^2}{12}$.

Выводы. В статье были рассмотрены основные и дополнительные ошибки измерения, вносимые при аналого-цифровом преобразовании сигналов. Было выявлено, что при условиях, близких к предельным для существующих АЦП, пренебрежение дополнительными ошибками может существенно ухудшить точность измерения. Предложены новые критерии для оценки точности преобразования АЦП.

Список литературы: 1. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. – Пер. с английского. – М.: Мир, 1989. 2. Вострокнутов Н.Н. Цифровые измерительные устройства. Теория погрешностей, испытания, поверка. – М.: Энергоатомиздат, 1990. 3. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1990. 4. Мирский Г.Я. Электронные измерения. – М.: Радио и связь, 1986. 5. Кушнир Ф.В. и др. Измерения в технике связи. – М.: Связь, 1976. 6. Изделия электронной техники. Цифровые микросхемы. Микросхемы памяти. Микросхемы ЦАП и АЦП: Справочник / О.Н.Лебедев и др.: Под ред. А.И.Ладика и А.И.Сташкевича. – М.: Радио и связь, 1994. 7. Кончаловский В.Ю. Цифровые измерительные устройства: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1985.

Поступила в редколлегию 11.06.2007.

**В.Н.ДНИЩЕНКО; В.О.ЕРЕМЕЕВ; О.С.НЕДЗЕЛЬСКИЙ;
Е.Г.ПОНУЖДАЕВА;** НТУ «ХПИ»

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ШУНТ ШК-300 ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУДНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ИМИТИРОВАННОГО ИМПУЛЬСА ТОКА МОЛНИИ

У статті приведені основні технічні характеристики, склад, конструкція та результати розрахунків електрофізичних параметрів засобу вимірювання великих імпульсних струмів ШК-300, який дозволяє реєструвати амплітудно-часові параметри повного імпульсного струму імітованої блискавки.

This paper presents the principal technical characteristics, data, design and the results of calculation of electrical and physical parameters of means ShK-300 for measuring of high pulse currents. This means allows registering amplitudes and time parameters of complete pulse current of imitated lightning.

Проблемы обеспечения электромагнитной стойкости (ЭМС) объектов техники, электроэнергетики приобретают все большую актуальность. В частности, обеспечение надежности летательных аппаратов (ЛА) и приборов аэрокосмической техники требует проведения всесторонних исследований и испытаний на ЭМС при воздействии поражающих факторов косвенного и прямого удара молнии.

Действующие нормативные документы [1,2] определяют значительный объем испытаний, в частности, элементов корпуса и обшивки ЛА путем воздействия на них и их фрагменты импульсного тока прямого удара молнии. Имитированный импульс тока представляет собой отдельные или следующие друг за другом компоненты, амплитудно-временные и энергетические параметры которых представлены в табл. 1 [1].

Таблица 1

Компонента тока	Максимальный ток I_m , кА	Средний ток I_{cp} , кА	Заряд Q , Кл	Интеграл действия J , $A^2 \cdot c$	Длительность фронта t_m , мкс	Длительность компоненты t , мкс
A	$200 \pm 10\%$		—	$2 \cdot 10^6 \pm 20\%$	< 50	≤ 500
B		$2 \pm 10 \%$	$10 \pm 10 \%$	—	—	$5 \cdot 10^3 \pm 10\%$
C	0,2–0,8	—	$200 \pm 20\%$	—	—	$(0,25-1) \cdot 10^6$
C*		0,4	—	—	—	$(20-50) \cdot 10^3$
D	$100 \pm 10\%$	—	—	$0,25 \cdot 10^6 \pm 10\%$	> 25	> 500

Для проведения испытаний, отвечающих требованиям [1–2], в НТУ «ХПИ» создан комплекс генераторов импульсов тока (ГИТ), обеспечивающий воздействие на испытываемые объекты импульсов тока с параметрами, указанными в табл. 1. Требуемая точность, стабильность и достоверность воспроизведения и регистрации импульсов тока в значительной степени определяется конструкцией, качеством, надежностью, механическими и электрофизическими характеристиками измерительных средств, позволяющих регистрировать амплитудно-временные параметры [3,4].

Для указанных выше целей разработано и введено в эксплуатацию измерительное средство – шунт измерительный коаксиальный ШК-300 (в дальнейшем – ШК-300).

Общий вид ШК-300 представлен на рис. 1.



Рисунок 1 – Общий вид ШК-300

В состав ШК-300 входят:

- измерительный коаксиальный резистор (ИКР);
- измерительный кабель (ИК);
- делитель согласующий (СД-300).

Основные технические характеристики ШК-300 представлены в табл. 2.

Принципиальная электрическая схема ШК-300 представлена на рис. 2.

Наличие двух выходов СД-300 – 1:1 и 1:2 позволяет, во-первых, более полно реализовать динамический диапазон измеряемых сигналов, во-вторых, подключить несколько регистраторов (осциллографов) для перекрытия амплитудно-временного диапазона полного токового импульса имитированной молнии.

Конструкция ИКР представлена на рис. 3.

Основным элементом ИКР является резистивный элемент (РЭ) 2 (см. рис. 3), выполненный в виде шайбы из листового манганина толщиной 0,3 мм, с внешним эффективным диаметром $D1 = 60$ мм и внутренним эффективным диаметром $D2 = 30$ мм. Ток проходит через присоединительный элемент входного электрода 1, РЭ-2, и через заземленные присоединительные электроды 5 выходного электрода 4. Материал электродов 1, 3 и 4 – латунь. Электрический контакт между РЭ-2 и электродами 1, 3, 4 обеспечива-

ется пайкой припоем ПОС-61. Изоляционные детали (шайбы, втулки, крышки) выполнены из капролона.

Таблица 2

№ п/п	Наименование параметра, характеристики	Величина	Примечание
1	Диапазон измеряемых амплитуд тока, I_m , кА	от 0,1 до 300	
2	Величина активного сопротивления ИКР, $R_{ш}$, Ом	$0,185 \cdot 10^{-3}$ Ом	$\pm 0,001 \cdot 10^{-3}$ Ом
3	Время нарастания переходной характеристики, $T_{пх}$, нс, не более	50	
4	Максимальная рассеиваемая энергия одного импульса W_{max} , Дж, не более	650	
5	Частота повторения импульсов	1 импульс в 5 мин.	При максимальной энергии
6	Коэффициент деления: – на выходе 1 СД-300 – на выходе 2 СД-300	$0,985 \pm 0,1\%$ $0,480 \pm 0,1\%$	
7	Габаритные размеры: – ИКР (диаметр х высота) – ИК (длина) – СДН	92×104 (мм) 65 м $150 \times 50 \times 30$ (мм)	

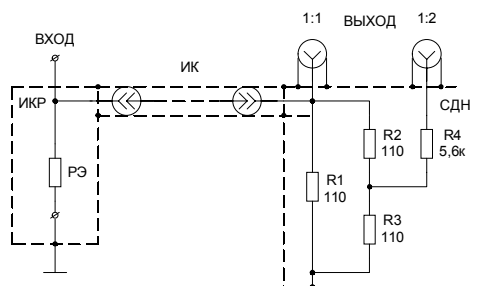


Рисунок 2 – Принципиальная электрическая схема ШК-300:

ИКР – измерительный коаксиальный резистор; $R_{ш}$ – резистивный элемент (РЭ) с сопротивлением $0,185 \cdot 10^{-3}$ Ом; ИК – измерительный кабель (РК-75-4-11); СДН – согласующий делитель напряжения (СД-300)

Одним из основных параметров ИКР является омическое сопротивление РЭ, имеющего конструкцию шайбы с эффективными диаметрами $D1$ и $D2$ и толщину δ . Сопротивление определяется по формуле:

$$R = \rho \frac{(D1-D2)}{\delta \pi (D1+D2)}.$$

Расчетная величина $R = 0,152 \cdot 10^{-3}$ Ом.

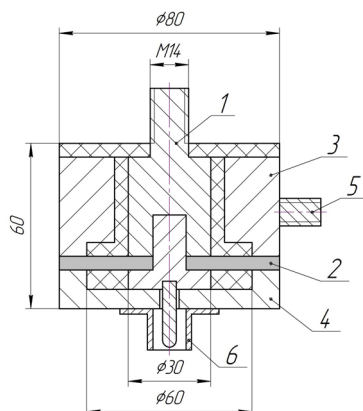


Рисунок 3 – Конструкция ИКР:

1 – входной электрод; 2 – резистивный элемент; 3 – основной выходной электрод; 4 – измерительный выходной электрод; 5 – соединительные элементы выходного электрода; 6 – коаксиальный разъем (СР-75) присоединения ИК; (элементы крепления и связи деталей ИКР на рис. 3 не показаны)

Температура нагрева РЭ при протекании импульса тока определяется формулой [4]:

$$\theta = \frac{\mathfrak{I} \cdot R}{m \cdot c},$$

где m – масса РЭ, c – удельная теплоемкость манганина, $\mathfrak{I}$ – интеграл квадрата тока, определяемый формулой:

$$\mathfrak{I} = \int_0^{\infty} i^2(t) dt.$$

Основные технические характеристики манганина приведены в табл. 3.

Таблица 3

№ п/п	Наименование характеристики	Величина
1	Удельное сопротивление при 20 °С, ρ (Ом · мм ² /м)	0,43
2	Температурный коэффициент сопротивления, 1/К	$20 \cdot 10^{-6}$
3	Плотность q (г/см ³)	8,6
4	Удельная теплоемкость Q (Дж/г·К)	0,41
5	Максимальная рабочая температура T_m (°С)	300

При $\Im = 2 \cdot 10^6 \text{ A}^2 \cdot \text{C}$ (см. табл. 1) расчетная величина $Q = 135 \text{ K}$, что вполне допустимо для описанной конструкции ИКР. При этом изменение сопротивления РЭ ΔR не превышает 0,27 %, а погрешность измерения амплитуды не более 0,1 %.

Электродинамическая стойкость ИКР определяется конструкцией, материалами и технологией изготовления.

ШК-300 прошел контрольные испытания на действующем имитаторе импульса полного тока молнии на стенде НТУ "ХПИ", подтверждающие его характеристики. Характерная осциллограмма, соответствующая импульсу тока с амплитудой 216 кА и величиной $\Im = 2 \cdot 10^6 \text{ A}^2 \cdot \text{C}$, представлена на рис. 4.

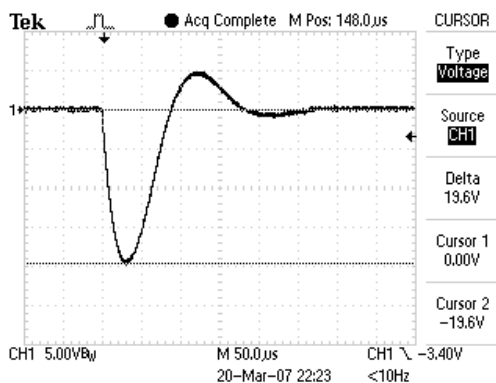


Рисунок 4 – Характерная осциллограмма, соответствующая импульсу тока с амплитудой 216 кА и величиной $\Im = 2 \cdot 10^6 \text{ A}^2 \cdot \text{C}$

Метрологические характеристики ШК-300 подтверждены свидетельством о государственной метрологической аттестации.

Список литературы: 1. SAE ARP 5412 / ED-84 Нормативный документ «Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Идеализированные составляющие внешнего тока». – С. 30-39. 2. SAE ARP 5412 / ED-84 Нормативный документ «Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Условия воздействия молнии на летательные аппараты и соответствующие формы испытательных сигналов». – Стандарт, август 1997 г. 3. Немченко Ю.С., Лесной И.П., Лантушко Б.Н., Князев В.В. Метрологическое обеспечение эксплуатации высоковольтных импульсных электроразрядных установок // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика і перетворююча техніка. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2004. – № 35. – С. 29-54. 4. Шваб А. Измерения на высоком напряжении. – М. Энергоатомиздат, 1983. – 264 с.

Надійшла до редколегії 11.06.2007.

Ю.Г.КАЗАРЯН, Институт импульсных процессов и технологий
НАН Украины, Николаев

ЗАРЯДНЫЕ УСТРОЙСТВА ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ ЯЧЕЕЧНОЙ СТРУКТУРЫ С КОРРЕКЦИЕЙ ОТКЛОНЕНИЙ СОБСТВЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ ЯЧЕЕК

Проаналізовано зміну в АЧХ високочастотного трансформатора у процесі заряду накопичувача енергії. Розроблено блок-схему коміркового ЗП із можливістю врахування розкиду власних параметрів трансформаторів комірок та контролю за зміненням частоти резонансу трансформаторів у процесі заряду ЄНЕ.

The change of a high-frequency transformer's AFC is parsed during a charge of an energy store. The unit-scheme of the cellic STORAGE with a capability of the registration of dispersion of cells' transformers' own parameters and control over the transformer's frequency drift of a resonance is designed during a capacitor charge.

Введение. Объектом исследования является мощное высоковольтное высокочастотное оборудование заряда емкостных накопителей энергии для электроразрядных технологий. Для уменьшения массогабаритных показателей зарядного устройства (ЗУ), эффективным способом является повышение частоты преобразования. Технологические требования заказчиков разнообразны и в большинстве случаев требуют гибкой структуры преобразователя, для чего целесообразно использовать ячеечную структуру построения ЗУ. Диапазон мощностей разрабатываемых устройств 5 – 20 кВт, выходных напряжений 5 – 50 кВ. Параллельно-последовательное соединение ячеек (рис. 1) позволяет изменять выходные параметры ЗУ, наращивать мощность и напряжение в зависимости от требований к устройству. Кроме того, такой подход к построению ЗУ значительно улучшает ремонтпригодность устройства, позволяет использовать более дешевую элементную базу.

В связи с тем, что при мощностях высокочастотного преобразователя 10 – 20 кВт, основные тепловые потери в транзисторах силовых ключей на рабочих частотах (20 – 50 кГц) обусловлены потерями переключения, эффективным способом снижения потерь является использование переключения при нулевом токе, т.е. использование квазирезонансного режима работы инвертора. Соответствующая резонансная цепочка может быть обеспечена собственными параметрами мощного высоковольтного трансформатора, так как нагрузкой инвертора является его первичная обмотка [1]. Таким образом, использование собственных параметров высоковольтного высокочастотного трансформатора (ВВТ) позволяет реализовать на его основе источник тока

вместо использовавшегося ранее для этих целей индуктивно – емкостного преобразователя ИЕП. Особенность проектирования такого устройства - высокая добротность ВВТ [1], которая может привести к значительному изменению поведения системы вблизи резонанса. Резонансная частота в свою очередь изменяется в процессе заряда вследствие изменения эквивалентного сопротивления нагрузки трансформатора от короткого замыкания до бесконечности. Это изменение может привести к непредвиденному выходу трансформатора из квазирезонансного режима и изменению выходного напряжения ячеек, значительно возрастают требования к системе управления, которая должна адекватно и вовремя отреагировать на происходящие изменения. Анализ количественной оценки изменения резонансной частоты в процессе заряда от номинальной, представляет собой важную задачу исследований.

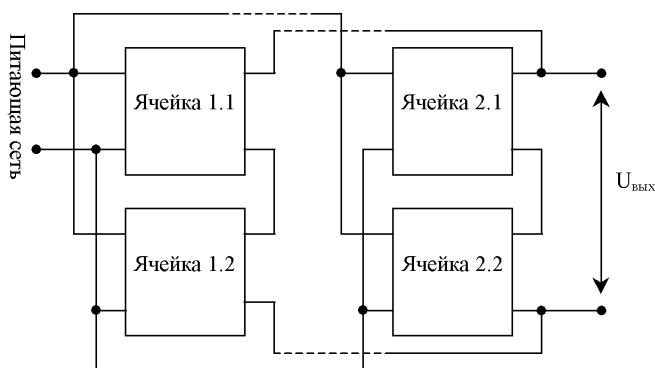


Рисунок 1 – Блок – схема ячеечного ЗУ

Цель работы. Определить количественное изменение резонансной частоты ВВТ в зависимости от разброса собственных параметров трансформаторов ячеек при работе на разноимпедансную нагрузку.

Задачи исследования. Используя математическую модель трансформатора и программный продукт PSpice определить отклонение резонансной частоты ВВТ при изменении собственных параметров трансформаторов ячеек и изменения эквивалентного сопротивления ЕНЭ.

Анализ проблемы. ЗУ ячеечной структуры, содержащее резонансный преобразователь частоты на мощности 10 – 20 кВт, достаточно критично к положению рабочей точки трансформатора на его АЧХ. Во-первых это обусловлено применением квазирезонансного режима работы ВВТ с использованием его собственной емкости вторичной обмотки и индуктивности рассеяния для обеспечения режима переключения ключей при нулевых токах. Это приводит к уменьшению динамических потерь переключения и увеличе-

нию общего КПД преобразователя. Во-вторых, наличие последовательного резонансного контура придает преобразователю свойства естественного ограничения тока, мягкость выходной характеристики и возможность параллельной или последовательной работы нескольких ячеек на общую нагрузку для получения необходимых энергетических характеристик ЗУ [2].

Приведенная матмодель полной Т-образной схемы замещения экспериментального ВВТ позволила определить влияние ее элементов на АЧХ и выделить диапазон рабочих частот.

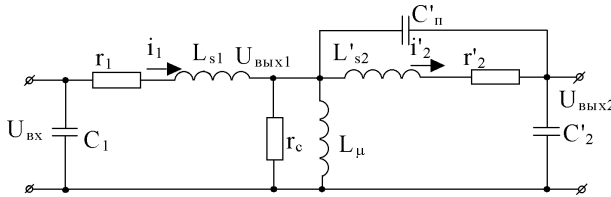


Рисунок 2 – Схема замещения ВВТ

Передаточная функция трансформатора представляет собой последовательное соединение четырех передаточных функций и записывается в виде:

$$W = W_1 \cdot W_2 \cdot W_3 \cdot W_4 = \frac{T_1 p \cdot (T_{33}^2 p^2 + 2\xi_{33} T_{33} + 1)}{(T_{22}^2 p^2 + 2\xi_{22} T_{22} + 1) \cdot (T_{44}^2 p^2 + 2\xi_{44} T_{44} + 1)},$$

где W_1 – дифференцирующее звено с запаздыванием, определяющееся дифференцирующей цепочкой R_1, L_m

$$W_1 = \frac{\frac{L_{\mu}}{r_1} p}{\left(1 + p \frac{L_{s1}}{r_1}\right) \left(1 + p \frac{L_{\mu}}{r_c}\right) + \frac{L_{\mu}}{r_1}} = \frac{T_2 p}{r_1 (T_2 p + 1) (T_3 p + 1) + T_2 p};$$

W_2 – колебательное или аperiodическое звено второго порядка, определяющееся последовательным колебательным контуром L_{μ}, C'_2

$$W_2 = \frac{R_n}{r_2 \left(1 + p \frac{L_{s2}}{r_2}\right) (p R_n C'_2 + 1) + R_n};$$

W_3 – квазифорсирующее или дифференцирующее звено второго порядка, определяющееся параллельным колебательным контуром L_{s2}, C'_2 ;

W_4 – колебательное или аperiodическое звено второго порядка, определяющееся последовательным колебательным контуром C'_1 с параллельно-последовательным соединением L_{s1}, C_n .

W_2, W_3, W_4 – могут иметь как колебательный характер так и аperiodический. Это зависит от величины декремента затухания $\xi < 0,707$. Высота пика

будет тем больше, чем меньше параметр затухания:

$$A(\omega) = \frac{k}{2 \cdot \xi \cdot \sqrt{1 - \xi^2}}.$$

Результаты измерений экспериментального образца трансформатора показали, что его собственные параметры лежат в диапазонах, обеспечивающих резонансные пики на АЧХ. Интерес представляет работа на частоте, соответствующей постоянной времени T_2 (рис. 3). Напряжение на этом участке АЧХ соответствует выходному напряжению, равному входному или выше. На остальных частотах происходит значительное ослабление выходного напряжения, поэтому они не представляют интереса.

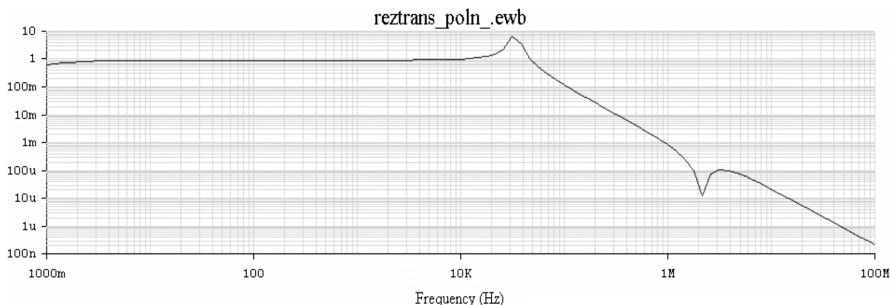


Рисунок 3 – ЛАЧХ ВВТ

Что касается частоты и амплитуды колокола основного резонанса, то анализ результатов моделирования показал, что она изменяется в процессе зарядки и значительно зависит от значения эквивалентного сопротивления на выходе ВВТ, шунтирующего собственную емкость вторичной обмотки C_2 .

В PSpice проведено моделирование работы ВВТ по схеме замещения (рис. 2) на нагрузку, изменяющуюся в широком диапазоне значений. Полученные АЧХ для различных сопротивлений нагрузки представлены на рис. 4.

Из приведенных зависимостей видно изменение резонансной частоты ВВТ в области низкого сопротивления нагрузки в меньшую сторону на 20 %. В области сопротивления близкого к короткому замыканию, резонанс отсутствует.

Полученные зависимости позволяют учесть отклонение резонансной частоты ВВТ при построении системы управления ячейками. Резонансная частота понижается в области низких сопротивлений нагрузки, и, следовательно, начала заряда ЕНЭ. Задачей системы управления ЗУ является поддержание квазирезонансного режима работы преобразователя.

Решение задачи организации работы последовательно соединенных по выходу ячеек для суммирования выходного напряжения предъявляет требования идентичности параметров включенных последовательно ячеек для

равномерного распределения напряжений между ними. Однако неизбежный разброс собственных параметров трансформаторов при изготовлении приведет к отклонению резонансных колоколов их АЧХ и разбросу выходных напряжений ячеек.

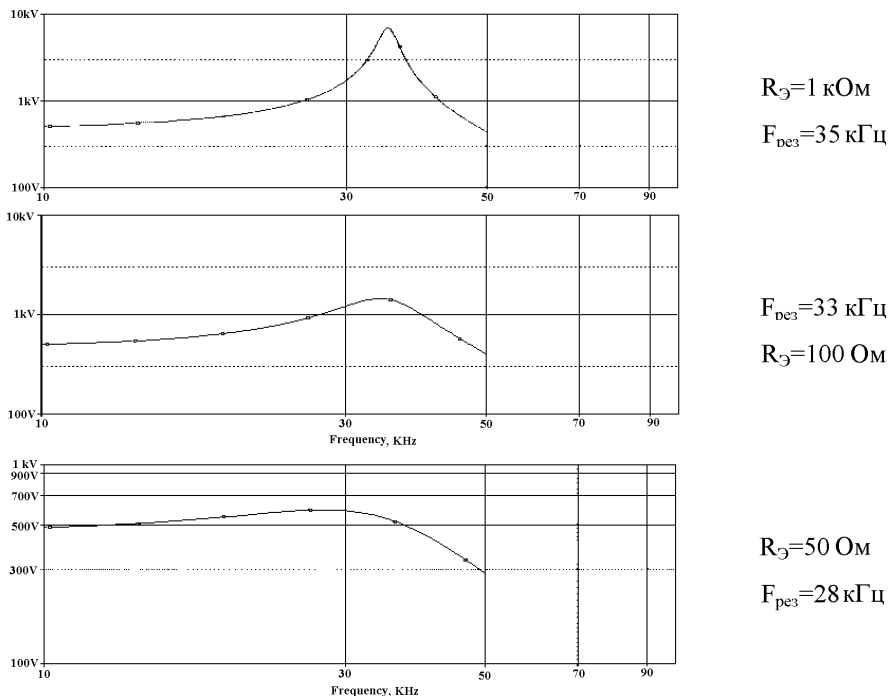


Рисунок 4 – ЛАЧХ ВВТ для разных значений эквивалентного сопротивления нагрузки

Для оценки влияния этих отклонений на работу ЗУ ячейечной структуры с суммированием выходного напряжения была промоделирована в программе PSpice T-образная модель замещения экспериментального ВВТ мощностью 2 кВт и выходным напряжением 10 кВ. Аналитически рассчитаны отклонения индуктивности рассеивания вторичной обмотки трансформатора L_{s2} и собственной емкости вторичной обмотки C_2 , соответствующие отклонению резонансной частоты, на 1, 2, 5 и 10 % в стороны увеличения и уменьшения. Для каждого из отклонений в программе PSpice были построены АЧХ трансформатора и выполнен гармонический анализ Фурье Transient/Fourier Analysis, определены амплитуды основной гармоники при заданной частоте источника напряжения 35 кГц (для номинального значения собственных L и C). По результатам моделирования построены зависимости максимального напряжения на вторичной обмотке трансформатора от от-

клонения собственных L_{s2}' и C_2' (рис. 5, а и 5, б). Как следует из приведенных графиков, отклонение собственной индуктивности рассеивания вторичной обмотки трансформатора ячейки на 10 % при резонансной частоте вызывает изменение выходного напряжения в 3 раза относительно номинального значения. Отклонения такого порядка вызывают определенные трудности, вызванные неравномерным перераспределением напряжений между ячейками ЗУ вблизи резонансных режимов работы при реализации блочной структуры.

Следовательно, при последовательном по выходу включении ячеек ЗУ с разбросом собственных параметров в 10 % можно ожидать уменьшения выходного напряжения в 3 раза относительно расчетного. Такое отклонение выходного напряжения вызывает необходимость перехода от суммирования полупериодов напряжения на выходах выпрямителей синхронизированных по частоте ячеек к суммированию постоянных напряжений путем применения емкостных фильтров. В этом случае ячейки не синхронизируются по частоте, каждая ячейка настраивается на рабочую точку АЧХ своего трансформатора с учетом отклонения его параметров.

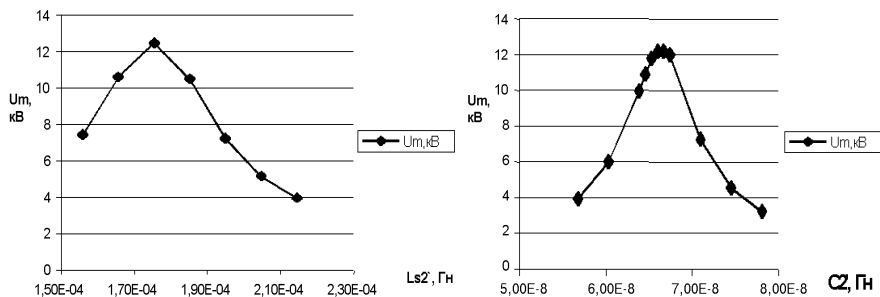


Рисунок 5 – Зависимость изменения выходного напряжения ВВТ от изменения L_{s2} и C_2

С учетом вышеизложенных требований, ячейное ЗУ приобретает вид, как показано на блок-схеме (рис. 6). Каждая ячейка настраивается по частоте на рабочую точку своего трансформатора, обеспечивая квазирезонансный режим работы. Из группы последовательно соединенных по выходу ячеек выделяется эталонная (ячейка N), формирующая эталонное низковольтное напряжение, пропорциональное своему выходному. Эталонное напряжение формируется и остальными ячейками в силу их идентичности, но используется в них для сравнения с входящим напряжением эталонной ячейки [3]. При несоответствии эталонных напряжений (собственного ячейки и входящего от эталонной), изменяется выходное напряжение для подстройки под эталонную ячейку путем изменения рабочей точки на АЧХ ВВТ, т.е. частоты преобразования ячейки. Таким образом, в ЗУ осуществляется выравнивание напряжений. Общая система управления отслеживает аварийные режимы ра-

боты всего ЗУ, выполняет функции защиты устройства и подстройку частоты работы всех ячеек в процессе заряда ЕНЭ для обеспечения квазирезонансного режима работы ВВТ ячеек.

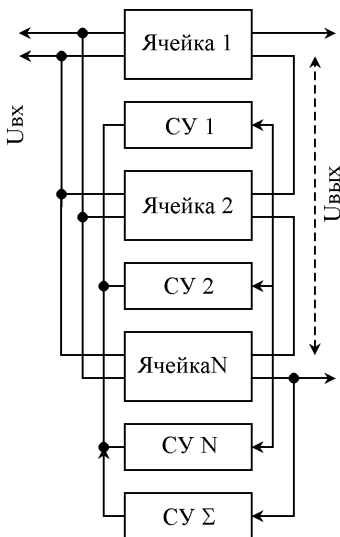


Рисунок 6 – Блок-схема ячеечного ЗУ

На основе поведенных исследований построена экспериментальная ячейка ЗУ с коррекцией отклонений собственных параметров ВВТ и проведены экспериментальные исследования работы ЗУ ЕНЭ. Проведенные исследования подтвердили адекватность результатов моделирования реальным процессам.

Список литературы: 1. Мирошниченко Л.Н., Назарова Н.С., Казарян Ю.Г. Анализ влияния разброса собственных параметров ВВТ на характеристики зарядного процесса емкостного накопителя ячейочной структуры // Вісник НТУ «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – 2006. – № 17. – Харків: НТУ «ХП». – С. 98-104. 2. Регулируемые источники питания для электроразрядных технологий / Л.Н.Мирошниченко, А.Н.Голобородько, Н.С.Назарова, Ю.Г.Казарян // Вісник НТУ «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – 2005. – № 49. – Харків: НТУ «ХП». – С. 104-111. 3. Казарян Ю.Г. Разработка блочных зарядных устройств для электроразрядных технологий // Інформаційно-керуючі системи і комплекси: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, молодих вчених з міжнародною участю. (10 – 11 квітня 2006 р., Миколаїв). – Миколаїв: НУК, 2006. – С.42-46.

Поступила в редколлегию 11.06.2007.

В.П.КАРПУШЕНКО, канд.экон.наук;

В.М.ЗОЛОТАРЕВ, канд.техн.наук; **А.А.НАУМЕНКО**, канд.техн.наук;

В.В.ЗОЛОТАРЕВ; ЗАО «Завод Южкабель», Харьков

ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ РАЗРАБОТКИ КАБЕЛЕЙ СРЕДНЕГО, ВЫСОКОГО И СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЙ

Розглянуто конструкції та техніко-експлуатаційні показники новітніх зразків кабельно-провідникової продукції напругою 1-110 кВ, створені в ЗАТ «Завод Південкабель» з використанням теплостійкої ізоляції у вигляді зшитого поліетилену. Ця група продукції може використовуватись як елементна база в електроенергетиці та різноманітних сучасних електрофізичних високовольтних і надвисоковольтних пристроях.

The constructions and technical and performance figures of new specimens of cable-wire products for voltage 1-110 KV, produced by JSC «Zavod Yuzhkabel» by using heat-resistant insulation in form of cross-linked polyethylene are examined. This group of products can be used as an element basis in electrical power engineering and various modern high-voltage and superhigh-voltage electrophysical devices.

Мировые тенденции совершенствования средств канализации электрической энергии указывают на все более широкое применение кабельных линий как каналов для передачи и распределения электрической энергии, удовлетворяющих всем современным требованиям по надежности и экологической безопасности во всем диапазоне рабочих напряжений и, в первую очередь, линий с использованием кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена [1]. ЗАО «Завод Южкабель» является лидером среди СНГ по разработке новых конструкций кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена в диапазоне напряжений 1...110 кВ, а в ближайшей перспективе до 500 кВ. Такие кабели повышенной нагревостойкости с изоляцией из сшитого в среде газообразного азота (под давлением 15 атм) триингостойкого полиэтилена имеют прежде всего энергетическое назначение, но могут использоваться также в различных высоковольтных испытательных установках, в научных экспериментальных исследованиях и т.п., где требуется применение высоких и сверхвысоких постоянных и переменных напряжений с уровнем до 500 кВ. Сшитая полиэтиленовая изоляция нашла также широкое применение в самонесущих изолированных проводах на напряжение до 30 кВ с использованием в том числе высокопрочных алюминиевых сплавов. Такие провода могут быть широко использованы как элементная база при создании различных высоковольтных и сверхвысоковольтных электрофизических установок на базе крупногабаритных полосковых линий, сверхмощных импульсных генераторов напряжения и тока и т.п.

Рассмотрим базовые конструкции разработанных силовых кабелей

на примере конструкций на напряжение 64 - 110 кВ. Разработанные конструкции имеют следующие основные элементы (рис. 1). Токопроводящая жила - медная или алюминиевая, многопроволочная уплотненная, номинальное сечение от 240 мм² до 800 мм² (алюминиевая жила — до 1000 мм²). Возможна герметизация жилы от продольного распространения влаги с помощью водонабухающих нитей. Внутренний полупроводящий слой, изоляция и внешний полупроводящий слой, наложенные одновременно методом тройной экструзии. Эти элементы выпрессовываются из композиций сшиваемого полиэтилена высокой чистоты производства фирмы «Borealis», Швеция, и вулканизируются в среде азота при высоких значениях температуры и давления. Полупроводящие слои по жиле и по изоляции прочно соединены с изоляцией, что увеличивает стойкость кабеля к токам короткого замыкания и воздействию циклов нагрева и охлаждения. Экран, выполненный в виде комбинации из медных проволок и лент. Номинальное сечение экрана от 35 до 150 мм². Возможна продольная герметизация экрана при помощи водонабухающего полотна, а также дополнительная поперечная герметизация при помощи алюмополимерной ленты, сваренной с наружной оболочкой; Экструдированная наружная оболочка изготовлена из полиэтилена высокой плотности или поливинилхлоридного (ПВХ) пластика. Возможно изготовление кабелей с наружными оболочками в исполнении «нг» (не распространяющих горение) или в исполнении «нгд» (не распространяющих горение и с низким выделением дыма и коррозионноактивных газов), а также в тропическом исполнении.

Марки кабелей содержат краткое обозначение конструктивных элементов, которые определяют основные условия прокладки и эксплуатации кабеля. (см. табл. 1). Кабели изготавливаются на номинальное напряжение 64/110 кВ промышленной частоты в сетях с заземленной нейтралью. Их номинальное линейное напряжение $U = 110$ кВ (действующее напряжение между токопроводящими жилами кабелей одной трехфазной системы). Номинальное фазное напряжение составляет 64 кВ (действующее напряжение между токопроводящей жилой и металлическим экраном, на которое рассчитан кабель).

Максимальное линейное напряжение, при котором могут длительно работать кабели U_m , равно 123 кВ, и принято, с целью гармонизации со стандартами стран СНГ, по ГОСТ 29322-92 (МЭК38-83) «Стандартные напряжения», а также требованиями международной электротехнической комиссии стандарт МЭК 60183 «Рекомендации по выбору кабелей высокого напряжения» и МЭК 60840:1999 «Силовые кабели с экструдированной изоляцией и арматура для них на номинальное напряжение выше 30 кВ. Методы испытаний и требования».

Конструкция кабелей, технические требования и результаты испытаний позволяют использовать кабели 110 кВ в сетях с максимальным напряжением

ем 126 кВ.

Технологии и качество. Технологический процесс производства кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена на «Южкабеле» соответствует последним достижениям в области кабельной техники.

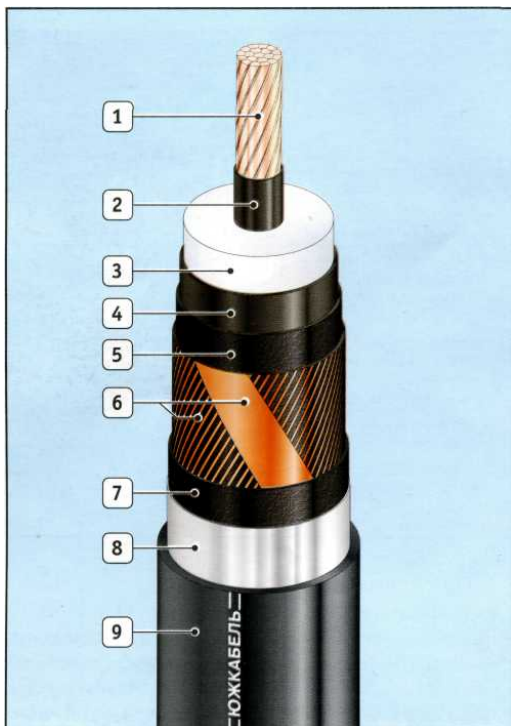


Рисунок 1 – Базовая конструкция кабеля на средние, высокие, и сверхвысокие напряжения в одножильном исполнении с изоляцией из сшитого полиэтилена:

1 – медная токопроводящая жила; 2 – внутренний экструдированный полупроводящий слой; 3 – экструдированная изоляция из сшитого полиэтилена; 4 – внешний экструдированный полупроводящий слой; 5 – обмотка полупроводящим водонабухающим полотном; 6 – медный экран, выполненный в виде повива медных проволок, скрепленных спирально наложенной медной лентой; 7 – обмотка водонабухающим полотном; 8 – алюмополимерная лента, наложенная продольно и сваренная с наружной оболочкой; 9 – экструдированная наружная оболочка из полиэтилена высокой плотности.

В производстве применяются материалы только наилучшего качества, прошедшие входной контроль: триингостойкие высокочистые изоляционные и полупроводящие композиции сшиваемого полиэтилена и полиэтилена высокой плотности для оболочек с использованием импортного сырья произ-

водства фирмы «Borealis», которое не производится в Украине, а также сырья на базе поливинилхлоридных пластиков, в т.ч. пониженной горючести и пониженной пожароопасности фирмы «Проминвест пластик» (Украина), водоблокирующие материалы фирм «Lantor», «Geca Tapes». Применение вакуумной упаковки при транспортировке изоляционных материалов и закрытого процесса их загрузки и экструзии обеспечивает максимальную чистоту изоляции.

Таблица 1 – Обозначения в новых отечественных марках разработанных кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена

Токопроводящая жила	А	алюминиевая жила
	-	медная жила (без обозначения)
Изоляция	П _в	изоляция из сшитого полиэтилена
Экран	Э	медный экран по изолированной жиле
	г	продольная герметизация экрана водонабухающими лентами
	га	продольная и поперечная герметизация экрана водонабухающими материалами и алюмополимерной лентой
Наружная оболочка	П	наружная оболочка из полиэтилена или сополимера полиэтилена
	пу	усиленная полиэтиленовая оболочка
	в	наружная оболочка из ПВХ пластиката
	Внг	наружная оболочка из ПВХ пластиката, не распространяющего горение при групповой прокладке кабелей
	Внгд	наружная оболочка из ПВХ пластиката, не распространяющего горение и с низким выделением дыма и коррозионноактивных газов
Климатическое исполнение		исполнение У (УХЛ) (без обозначения)
	Т	исполнение Т (тропическое)

Так как оборудования для скрутки токопроводящих жил на Украине не производится, разработанные ЗАО «Завод «Южкабель» специально для жил больших сечений технологии скрутки реализованы с помощью импортного оборудования. Токопроводящие жилы скручиваются и уплотняются на крутильной машине фирмы «Cortinovis». Применение уплотнения по повивам позволяет получить высокий коэффициент уплотнения жилы и гладкую ее поверхность. На крутильной машине при необходимости накладываются также водоблокирующие материалы.

Разработанные конструкции кабелей с трехслойной изоляцией и техно-

логию ее наложения удалось реализовать на импортном оборудовании ввиду того, что в Украине никогда не производились линии для вулканизации изоляции. Одновременное наложение изоляции и полупроводящих экранов осуществляется на наклонной линии газовой вулканизации фирмы «Troester», вулканизация происходит в среде азота при высоких значениях температуры и давления («сухая» вулканизация), что дает возможность исключить попадание влаги в изоляцию и получить гладкую и однородную изоляцию без пустот и посторонних включений, с плотно прилегающими полупроводящими экранами. Толщина и эксцентриситет слоев непрерывно контролируются приборами лазерного контроля.

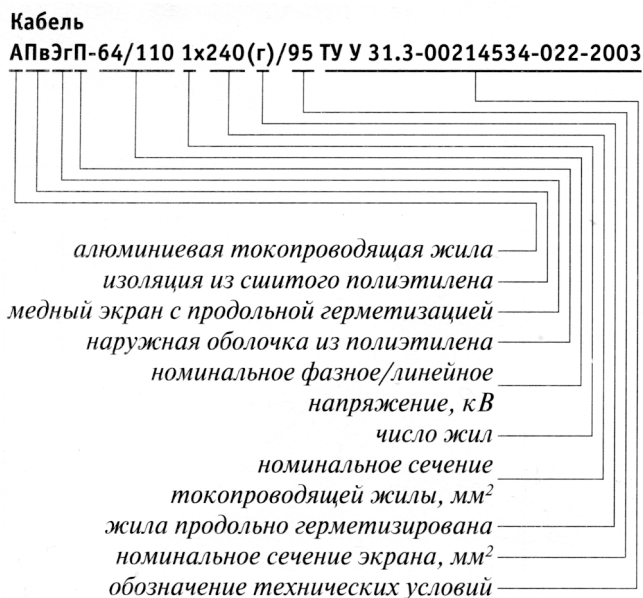


Рисунок 2 – Схема обозначений конструктивных элементов кабелей среднего, высокого напряжения в соответствии с разработанными техническими условиями Украины ТУУ 31.3-00214534-022-2003.

В бывшем Советском Союзе отсутствовали мощности по производству тяжелого крутильного оборудования, не было его и в Украине. Поэтому наложение обмоток водонабухающими лентами, экранов из медных проволок и лент реализовано на универсальной крутильной машине Drum Twister фирмы «Pourtier» с учетом последних мировых тенденций в создании крутильного оборудования такого класса.

Экструдирование наружных оболочек кабелей и наложение алюмополимерных лент (при необходимости) происходит на экструзионной линии

фирмы «Troester», оснащенной приборами измерения диаметра, контроля герметичности оболочки и устройством для маркирования с помощью печатающей ленты (ввиду отсутствия мощностей для выпуска аналогичного оборудования в Украине).

Для электрических испытаний освоенных новых типов кабелей среднего, и высокого напряжения была разработана отечественная нормативно-техническая база, полностью гармонизированная с требованиями стран СНГ и мировых стандартов (МЭК). Разработанные методики испытаний реализованы в разработанных ЗАО «Завод «Южкабель» испытательных схемах с использованием новейшей элементной базы американской фирмы «Hipotronics», что позволяет проводить испытания кабелей на наличие в изоляции частичных разрядов, а также испытания готовых кабелей повышенным напряжением в полном соответствии с требованиями мировых стандартов. Все перечисленное оборудование имеет компьютеризированное управление разработанными ЗАО «Завод «Южкабель» технологическими процессами и испытаниями на базе математического, программного и технического обеспечения, поставленного фирмой «Siemens» (Германия), включая системы рецептов и отчетов.

Система управления производством выполняет следующие функции: автоматический расчет технологических параметров линий (например, для наклонной линии газовой вулканизации - послойное соотношение температуры как функции времени, основанное на расчете теплопередачи между слоями, температурной зависимости периода полураспада пероксида и т.д.); обеспечение полной синхронизации всех узлов, линий в зависимости от параметров технологического процесса и их изменений; сигнализацию и мониторинг в случае достижения одним или несколькими технологическими параметрами своих критических значений; отслеживание стабильности параметров технологического процесса и обеспечение практически мгновенной реакции на их текущие измерения. Система управления оборудована современными промышленными компьютерами с интерфейсом, позволяющим создавать, хранить, а при необходимости и выдавать технологические параметры или результаты испытаний для принятия управленческих решений.

Кабели подвергаются приемо-сдаточным, периодическим и типовым испытаниям. В процессе приемо-сдаточных испытаний строительные длины кабелей подвергаются следующим видам испытаний: проверка герметичности оболочки; испытание переменным напряжением 160 кВ в течение 30 мин; измерение уровня частичных разрядов; измерение электрического сопротивления токопроводящей жилы; проверка маркировки и упаковки.

Образцы, взятые от строительных длин кабелей, подвергаются таким испытаниям: проверка конструктивных элементов и основных размеров; испытание на тепловую деформацию изоляции. При этом периодически проверяются следующие параметры: стойкость кабелей к монтажным изгибам;

электрическая емкость кабелей. Типовые испытания проводятся при внесении изменений в конструкцию кабелей, технологию их изготовления или применяемые материалы, если это изменения влияют на технические характеристики кабелей.

В состав типовых испытаний могут включаться: электрические испытания (измерение электрического сопротивления медного экрана, измерение $\tan \delta$ изоляции, измерение уровня частичных разрядов в изоляции до и после испытания на изгиб, а также после воздействия циклов нагрева и охлаждения, испытание импульсным напряжением величиной 550 кВ, измерение удельного электрического сопротивления полупроводящих экранов); испытания на стойкость к внешним воздействующим факторам (стойкость к повышенной и пониженной температуре окружающей среды, в повышенной влажности, испытание на водонепроницаемость, испытание на нераспространение горения, в т.ч. при прокладке в пучках, испытание на дымогазовыделение при горении и тлении кабелей); механические и физико-химические испытания материалов изоляции и оболочки; испытание готовых кабелей старением при повышенной температуре для проверки совместимости материалов

Кабели сертифицированы в системе УкрСЕПРО и в системе сертификации ГОСТ Р (Россия) с привлечением испытательной базы ОАО «ВНИИ КП» г. Москва, РФ и НИИВН г. Славянск, Украина, что позволяет поставлять их в страны СНГ и дальнего зарубежья.

Длительно допустимые токовые нагрузки. Длительно допустимая токовая нагрузка силовых кабелей рассчитывается по методике СЕI IEC 60287. Длительно допустимый ток кабеля рассчитывается в общем случае по формуле:

$$I = \sqrt{\frac{\Delta\Theta - W_d(0,5T_1 + n(T_2 + T_3 + T_4))}{RT_1 + nR(1 + \lambda_1)T_2 + nR(1 + \lambda_1 + \lambda_2)(T_3 + T_4)}},$$

где $\Delta\Theta$ – разница температур между токоведущей жилой и окружающей средой, °С;

W_d – диэлектрические потери на единицу длины, Вт/м;

T_1 – термическое сопротивление между жилой и металлическим экраном (оболочкой), °С·м/Вт;

T_2 – термическое сопротивление между металлическим экраном (оболочкой) и броней, °С·м/Вт;

T_3 – термическое сопротивление наружного покрова, °С·м/Вт;

T_4 – термическое сопротивление окружающей кабель среды, °С·м/Вт (для земли эта величина обусловлена процессом теплопроводности, а для воздуха – процессом конвекции);

R – электрическое сопротивление токопроводящей жилы переменному току при максимально допустимой температуре жилы, Ом/м;

n – число жил в кабеле;

λ_1, λ_2 – отношение общих потерь в металлических экранах (оболочках) и броне к сумме потерь в токопроводящих жилах.

При расчете по этой формуле сделаны допущения о том, что подсушивание грунта вокруг кабелей, проложенных в земле, не учитывается, а кабели, проложенные на воздухе, защищены от воздействия солнечного излучения.

Длительно допустимые токовые нагрузки кабелей, приведенные в таблице 2, рассчитаны при следующих условиях: температура жилы 90 °С; температура окружающей среды 20 °С при прокладке в земле и 30 °С при прокладке на воздухе; фактор нагрузки 1,0; глубина прокладки в земле 1,5 м; удельное тепловое сопротивление грунта 1 °К·м/Вт; при прокладке треугольником кабели проложены вплотную, при прокладке в плоскости расстояние между кабелями в свету равно диаметру кабеля; кабели на воздухе проложены свободно (на расстоянии от опоры) и защищены от воздействия солнечного излучения; заземление экрана на обоих концах линии. Длительно допустимые токи кабелей должны быть уточнены (при помощи поправочных коэффициентов) в зависимости от следующих основных факторов и условий их эксплуатации [2, 3]: температуры окружающей среды; выбранной глубины прокладки; удельного теплового сопротивления окружающей среды (при прокладке в грунте, воздухе, трубах или каналах); взаимного расположения кабелей при прокладке.

Допустимые токи короткого замыкания по жиле и по экрану. Допустимые токи односекундного короткого замыкания по жиле, приведенные в таблице 3, рассчитаны, исходя из начальной температуры жилы кабеля 90 °С и конечной температуры 250 °С.

Таблица 2 – Длительно допустимая токовая нагрузка для различных видов кабелей

Номинальное сечение жилы, мм ²	Длительно допустимая токовая нагрузка, А							
	кабелей с медной жилой				кабелей с алюминиевой жилой			
	в земле		на воздухе		в земле		на воздухе	
240	520	544	670	744	404	422	520	578
300	587	615	766	853	456	478	595	663
350	621	651	817	911	487	510	640	714
400	669	703	888	992	524	549	694	775
500	760	802	1026	1152	599	630	808	905
630 (625)	858	912	1178	1336	683	721	935	1057
800	959	1028	1340	1535	773	821	1079	1226

Для продолжительности короткого замыкания, отличающейся от 1 с, значения допустимого тока короткого замыкания по жиле или экрану необходимо умножить на поправочный коэффициент: $k = 1/\sqrt{t}$, где t – продолжительность короткого замыкания, с.

Таблица 3 – Допустимый ток короткого замыкания

Материал жилы	Допустимый ток короткого замыкания по жиле, кА, (при длительности к.з. 1 с), для кабелей с номинальным сечением жилы, мм ²						
	240	300	350	400	500	625 (630)	800
алюминий	22,7	28,2	32,9	37,6	47,0	59,0	75,2
медь	34,3	42,9	50,1	57,2	71,5	90,1	114,4

Рассмотренные выше конструкции и технологии выпуска кабеля на напряжение до 110 кВ включительно позволили создать необходимую технологическую и методическую базу для организации производства выпуска в самом ближайшем будущем отечественных кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена на напряжение до 500 кВ включительно.

Список литературы: 1. Карпушенко В.П., Щебенюк Л.А., Антоненко Ю.О., Науменко О.А. Силові кабелі низької та середньої напруги. – Харків.: Регіон-Інформ, 2000. – 376 с. 2. Руководящий технический материал по сооружению, испытаниям и эксплуатации кабельных линий с использованием кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена на напряжение 64/110 КВ. – Под ред. Шидловского А.К. и Золотарева В.М. – Харьков: Майдан, 2007. – 62 с. 3. Руководящий технический материал по сооружению, испытаниям и эксплуатации кабельных линий с использованием кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена на напряжение 6-35 КВ. – Под ред. Шидловского А.К. и Золотарева В.М. – Харьков: Майдан, 2007 – 65 с.

Поступила в редколлегию 29.05.2007

УДК 621.317.3

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

УСТАНОВКА ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ НА СТОЙКОСТЬ К ЗАТУХАЮЩЕМУ ПЕРЕМЕННОМУ МАГНИТНОМУ ПОЛЮ С ЧАСТОТОЙ 100 КГЦ

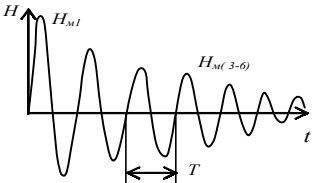
Описано конструкцію та результати іспитів установки, призначеної для іспиту технічних засобів на стійкість до загасаючого змінного магнітного поля (ЗЗМП) з частотою 100 кГц відповідно до діючих в Україні нормативних документів, і яка генерує магнітне поле, що створює в полелутворюючих системах напруженість ЗЗМП трьох рівнів: 10, 30 та 100 А/м.

The construction and the testing of the plant intended for testing of technical means for immunity to decaying alternating magnetic field (DAMF) with frequency 100 KHz according to Ukrainian standards and which generates magnetic field which forms there levels of DAMF intensity in field forming systems: 10, 30 and 100 A/m are described.

Все технические средства (ТС), имеющие в своем составе электротехнические, электронные и радиоэлектронные компоненты и эксплуатируемые вблизи или в низко- и высоковольтных подстанциях, обязательно проходят испытания в лабораторных условиях по государственным нормативным документам ДСТУ 2625-94 [1], а также МЭК 61000-4-10:2001 [2].

Ниже описана разработанная и изготовленная нами установка У-ЗПМП-100, предназначенная для лабораторных испытаний ТС на стойкость к затухающему переменному магнитному полю с частотой 100 кГц по ДСТУ 2625-94 и МЭК 61000-4-10:2001.

Выходные параметры испытательной установки У-ЗПМП-100 полностью соответствуют требованиям к ней по вышеупомянутым НД и приведены в таблице.

Параметр	Единица измерения	Значение
1. Форма затухающего переменного магнитного поля (синусоидальная затухающая волна)		
2. Пиковое значение напряженности магнитного поля H_m для степеней жесткости: – 3 – 4 – 5	А/м А/м А/м	10 ± 1 30 ± 3 100 ± 10
3. Частота колебаний напряженности магнитного поля $f_{0,1}$ МГц	МГц	$0,1 \pm 0,01$
4. Частота повторяемости выходных импульсов, не менее	Гц	40
5. Коэффициент затухания δ	–	50 % пикового значения после 3-6 циклов

Общий вид установки У-ЗПМП-100 приведен на рис. 1, а ее структурная схема – на рис. 2.

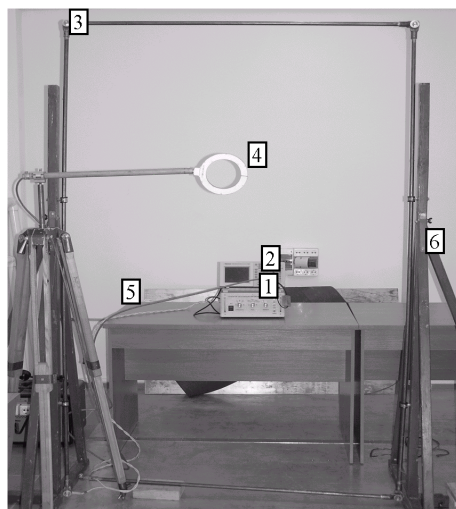


Рисунок 1 – Общий вид установки У-ЗПМП-100:

1 – генератор затухающего переменного магнитного поля Г-ЗПМП-100; 2 – цифровой двухканальный запоминающий осциллограф Tektronix TDS 1012; 3 – полеобразующая система ПС5; 4 – измеритель напряженности магнитного поля ИНМП-2С; 5 – соединительный кабель СК; 6 – изоляционная стойка ИС

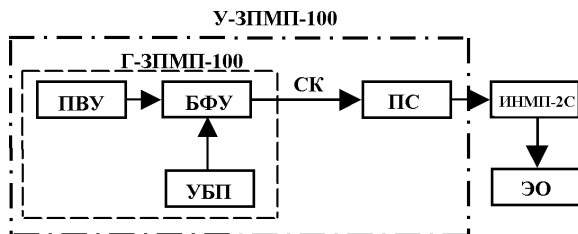


Рисунок 2 – Структурная схема У-ЗПМП-100:

У-ЗПМП-100 – установка У-ЗПМП-100; Г-ЗПМП-100 – генератор Г-ЗПМП-100; ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство; БФУ – блок формирующего устройства; УБП – управляемый блок поджига; СК – соединительный кабель; ПС – полеобразующая система; ИНМП-2С – измеритель напряженности магнитного поля; ЭО – цифровой двухканальный запоминающий осциллограф Tektronix TDS 1012

Установка У-ЗПМП-100 конструктивно состоит из генератора затухающих переменных магнитных полей с частотой 100 кГц (Г-ЗПМП-100), пяти видов полеобразующих систем (ПС1 – ПС5), соединительного кабеля (СК) и изоляционной стойки (ИС). Дополнительным оборудованием, используемым при первичной аттестации данной установки, является система измерений, в которую входят измеритель напряженности

магнитного поля (ИНМП-2С) с кабельной линией передачи информации и цифровой двухканальный запоминающий осциллограф Tektronix TDS 1012 (ЭО).

Генератор Г-ЗПМП-100 собран в металлическом корпусе с габаритами 345х315х150 мм и включает в себя повысительно-выпрямительное устройство (ПВУ), блок формирующего устройства (БФУ) и управляемый блок поджига (УБП). На рис. 3 показан генератор Г-ЗПМП-100 со снятой верхней крышкой, а на рис. 4 – передняя панель генератора Г-ЗПМП-100.

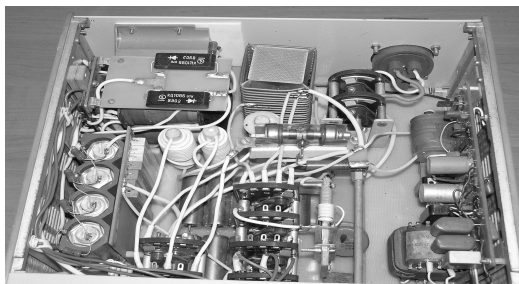


Рисунок 3 – Г-ЗПМП-100 со снятой верхней крышкой



Рисунок 4 – Передняя панель Г-ЗПМП-100

На передней панели генератора Г-ЗПМП-100 расположены следующие органы управления и контроля установки:

- клавиша СЕТЬ с подсветкой служит для подачи напряжения питания 220 В 50 Гц на генератор Г-ЗПМП-100 и для его отключения после окончания работы;
- тумблер НЕПРЕРЫВ – 2 СЕК служит для переключения продолжительности работы генератора Г-ЗПМП;
- кнопка ПУСК служит для запуска генератора Г-ЗПМП;
- индикаторная лампочка (светодиод) загорается во время работы генератора;

- переключатель ПОЛЯРНОСТЬ служит для установления полярности выходного напряжения генератора Г-ЗПМП-100: «+» или «-» ;
- переключатель НАПРЯЖ. МАГН. ПОЛЯ, А/м служит для установления степени жесткости напряженности магнитного поля на выходе генератора Г-ЗПМП-100 и имеет три положения: «10», «30», «100»;
- переключатель ТИП ПС служит для подключения к выходу генератора Г-ЗПМП-100 разных полеобразующих систем: «1 x 1» (ПС1), «1,4 x 1,4» (ПС2), «2,8 x 1,4» (ПС3), «2,3 x 1,8» (ПС4) и «2,3 x 1,4» (ПС5).

На задней панели генератора Г-ЗПМП-100 находятся: сетевой разъем ~220 В, два предохранителя по 3 А, клемма заземления корпуса «⏏» и разъем ВЫХОД для подсоединения при помощи СК выхода генератора Г-ЗПМП-100 с полеобразующей системой.

ПВУ предназначено для выработки высокого постоянного напряжения, необходимого для заряда конденсаторов блока формирующего устройства.

БФУ предназначен для формирования в полеобразующих системах импульсов магнитного поля заданных амплитудно-временных параметров.

УБП предназначен для формирования импульсов поджига коммутатора Р-37, следующих с частотой 40 Гц.

Для подключения генератора Г-ЗПМП к полеобразующей системе служит соединительный кабель (СК) длиной 3 м.

ИНМП-2С предназначен для измерения амплитудно-временных параметров выходных импульсов напряженности магнитного поля в полеобразующих системах установки У-ЗПМП-100.

ПС1 – ПС5 предназначены для создания в их объеме магнитного поля с напряженностями в геометрическом центре от 30 до 100 А/м.

Для установки на испытательной площадке ПС1 – ПС5 служат изоляционные стойки ИС (1 комплект), позволяющие ориентировать ПС в трех взаимно перпендикулярных направлениях.

На рисунках 5 и 6 приведены осциллограммы импульсов напряженности магнитного поля положительной и отрицательной полярности в полеобразующей системе ПС5, полученные на ЭО, с выхода генератора Г-ЗПМП-100 амплитудой $U_{ЭО}^{ИНМП} = 100$ А/м.

Для получения истинного значения амплитуды импульса напряженности магнитного поля $H_{ПС}$, необходимо воспользоваться формулой:

$$H_{ПС} = \frac{U_{ЭО}^{ИНМП}}{K_n^{ИНМП}},$$

где $U_{ЭО}^{ИНМП}$ – амплитуда импульса напряжения на экране ЭО, мВ;

$K_n^{ИНМП}$ – коэффициент преобразования ИНМП-2С, мВ/А/м, берется из Свидетельства о метрологической аттестации.

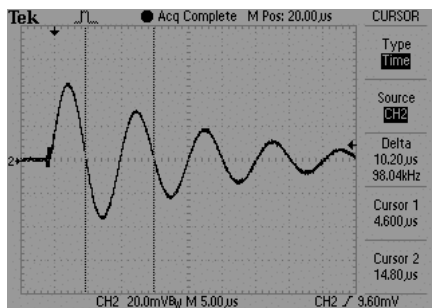


Рисунок 5

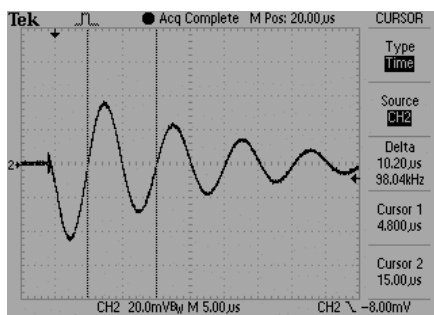


Рисунок 6

Выводы: Разработана и согласована с ДП «Харьковстандартметрология» программа и методика аттестации установки У-ЗПМП-100.

Список литературы: 1. ДСТУ 2625-94 Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к затухающему переменному магнитному полю. Технические требования и методы испытаний. 2. МЭК 61000-4-10:2001 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4–10: Testing and measurement techniques – Damped oscillatory magnetic field immunity test. 3. Измеритель напряженности импульсных магнитных полей ИНМП-2С. Руководство по эксплуатации. ИНМП-2С–000.000.000 РЭ.

Поступила в редколлегию 22.05.2007.

С.С.КОЗИРЄВ, Інститут імпульсних процесів і технологій
НАН України; Національний університет кораблебудування, Миколаїв

НЕЧІТКА МОДЕЛЬ ЕЛЕКТРОВИБУХОВОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ ЯК ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ

Побудовано нечітку модель керування електровибуховим перетворенням енергії на основі фаз-зі-апроксимації. Використання нечіткої моделі при синтезі систем керування забезпечить її адаптивність при змінних технологічних параметрах та зовнішніх впливах.

The fuzzy model of control of discharge energy conversion was developed. The fuzzy approximation was used. The fuzzy model provides adaptability of control system under variable technological parameters and external conditions.

Вступ. Електровибухове перетворення енергії використовується в рядно-імпульсних технологіях як джерело концентрованого, дозованого впливу у заданих локальних об'ємах з високими питомими енергетичними показниками. Відбувається воно в каналі високовольтного розряду в рідині, де енергія електричного поля зарядженої конденсаторної батареї перетворюється в механічну роботу розширення каналу. Імпульс тиску, який виникає внаслідок миттєвого розширення каналу розряду під дією енергії високої густини, використовується в якості основного фактора технологічного впливу на об'єкти обробки. До основних переваг електровибухового перетворення енергії відноситься можливість досягнення високих питомих енергетичних показників та можливість забезпечення керованості процесу. Реалізація основної переваги електровибухового перетворення енергії - керованості, потребує його всебічного вивчення та формалізації, тобто побудови математичної моделі керування.

Постановка проблеми. Існуючі моделі функціонування, які побудовані на основі вивчення електро- та гідродинамічних перехідних процесів і описуються системою нелінійних диференціальних рівнянь [1,2], навіть при значних спрощеннях, є занадто складними. Вони до того ж не враховують багатьох факторів впливу на режим розряду та стохастичності процесу, обумовленого статистичними закономірностями елементарних процесів на стадії формування каналу розряду, тому не можуть бути застосовані в процесі керування. Аналіз моделей, на основі яких синтезовані системи регулювання та стабілізації окремих параметрів процесу електровибухового перетворення енергії [3], показав що всі вони побудовані з використанням лінеаризації передатних функцій об'єкта і описують роботу в околі точки номінального режиму при певних припущеннях відносно збурень. Враховується тільки вхідне

збурення по координаті l – довжина розрядного проміжку, яке апроксимується лінійною функцією часу $\Delta l(t)$, та вважається адитивним, тобто таким, що поступає на вхід об'єкта керування та додається до поточного значення координати.

Прийняті припущення при побудові моделей керування електровибуховим перетворенням енергії допустимі для дуже вузького класу задач. В реальних умовах існує значна кількість не врахованих збурень, які суттєво впливають на режим розряду. До таких збурень необхідно віднести зменшення питомого опору рідини ρ , в якій відбувається високовольтний електричний розряд, за рахунок забруднення залишками формуючих сумішей, поглинання CO_2 , підвищення температури. Швидкість зміни ρ визначається складом формуючих сумішей, інтенсивністю режимів обробки. При відсутності систем регенерації нехтувати змінами питомого опору неможливо, тому необхідно розглядати додаткову координату $\rho[n]$, яка впливає на оператор об'єкта керування та статистичні характеристики інформаційних координат. Припущення про лінійність збурення по координаті $l[n]$ також діє тільки при обробці поверхонь з незначними перепадами висот та в околі точки оптимального режиму. Тому існуючі моделі керування не придатні для використання при синтезі адаптивних систем керування, які повинні забезпечувати керованість процесу електровибухового перетворення енергії в усьому просторі станів при зміні технологічних параметрів в широкому діапазоні та дії непередбачуваних зовнішніх впливів.

Мета роботи – побудова адекватної моделі керування електровибуховим перетворенням енергії в умовах значних змін параметрів середовища і збурюючи впливів з урахуванням суттєвої нелінійності та стохастичності об'єкта на основі сучасних методів апроксимації з використанням апарату нечіткої логіки, що при синтезі системи керування забезпечить розширення зони керованості об'єкта, підвищення точності підтримки оптимальних режимів в реальних умовах.

Аналітично модель керування електровибуховим перетворенням енергії для всього простору станів побудувати практично не можливо, так як фізичні процеси, що відбуваються в каналі розряду дуже складні, нелінійні, недостатньо вивчені, мають стохастичний характер, погано піддаються формалізації [1,2], тому пропонується, використовуючи базу експериментальних даних, застосувати сучасні методи фаззи-апроксимації, для побудови нечітких моделей керування [4].

З метою побудови нечіткої моделі керування режимом електровибуху на усьому просторі станів проведено теоретичне і експериментальне дослідження процесу дискретного, з періодом T , електровибухового перетворення енергії в розрядному контурі ПС як об'єкта керування:

$$Y(nT) = AX(nT),$$

n – поточна реалізація процесу. Координатами вхідного вектора $\mathbf{X}(nT)$ можна вважати параметри розрядного контуру: U – зарядна напруга накопичувача; C – ємність батареї конденсаторів; L – індуктивність розрядного контуру, $l(nT)$ – величина розрядного проміжку та $\rho[n]$ – питомий опір рідини. Вихідний вектор $\mathbf{Y}(nT, \tau)$ – результат електровибухового перетворення енергії в каналі розряду, характеризується випадковими імпульсними функціями: $i(\tau)$ – розрядного струму, $u(\tau)$ – напруги на розрядному проміжку, $p(\tau)$ – тиску в каналі розряду, τ – тривалість розряду ($\tau \ll T$). В якості координат вихідного вектора $\mathbf{Y}(nT)$ можуть бути прийняті функціонали цих функцій, які кількісно і однозначно їх характеризують, наприклад, максимальні значення розрядного струму $i_m[n]$ і тиску $p_m[n]$ та пробивна напруга $u_{пр}[n]$. Експериментальне дослідження координат вихідного вектора [3] показало, що вони є дискретними випадковими функціями з нормальним законом розподілу в кожній точці факторного простору (відповідно критерію згоди χ^2 це не суперечить істині з рівнем значимості $\alpha = 0,01$) і можуть бути представлені у вигляді:

$$y_m[n] = M_{y_m}[n] + y^0,$$

де $M_{y_m}[n]$ – математичне сподівання вихідної координати, y^0 – завада – стаціонарна випадкова величина з законом розподілу Гауса, статистичні характеристики якої визначаються процесами формування каналу розряду і залежать від положення об'єкта в просторі станів. Оператор об'єкта $\mathbf{A}$ множині вхідних станів $\mathbf{X}$ ставить у відповідність множину $\mathbf{Y}$ функціонального простору можливих реалізацій вихідних функцій.

В якості інформаційної координати необхідно взяти таку вихідну координату або лінійну комбінацію корельованих координат з коефіцієнтами кореляції протилежного знаку, яка забезпечить найкращу статистичну ефективність. Для визначення найбільш статистично ефективної інформаційної координати проведено дослідження статистичних характеристик та кореляційних відношень координат вихідного вектора, за результатами якого в якості статистично ефективної інформаційної координати прийнято їх лінійну комбінацію:

$$\Sigma[n] = i_m[n] + k u_{пр}[n] / i_m[n].$$

З метою отримання бази експериментальних даних для побудови нечіткої моделі процесу електровибухового перетворення енергії проведено експериментальне дослідження залежності вихідної інформаційної координати $\Sigma[n]$ та її статистичних характеристик (σ_Σ – середньоквадратичне відхилення) від змін координат вхідного вектора $\mathbf{X} < l[n], \rho[n] >$ на всьому просторі станів. Поставлено дробовий факторний експеримент, при одночасному варіюванні усіх незалежних змінних на усіх вибраних рівнях значень з використанням методів планування експерименту [5]. Експеримент проводився при $U(t) = \text{const}$, $C(t) = \text{const}$, $L(t) \approx \text{const}$ і комбінуванні факторів $l[n]$, $\rho[n]$ та рівнів їх значень. Відгуком у факторному експерименті були значення спосте-

режуваних координат вихідного вектора $\mathbf{Y} < i_m[n], u_{np}[n] >$, на основі яких шляхом математичної обробки визначалось математичне сподівання інформаційної координати $M(\Sigma[n])$. Оскільки процес електровибухового перетворення енергії має імовірнісний характер, то величина вибірок складала 100-110 реалізацій в кожній точці факторного простору, що забезпечило отримання довірчих оцінок з надійністю 0,95. Результати математичної обробки експериментальних даних у відносних одиницях наведено в табл. 1, 2. За базові значення прийнято амплітудне значення розрядного струму при короткому замиканні $I_{кз}$, початкове значення напруги накопичувача – U_0 .

Таблиця 1 – Математичне сподівання координати $M(\Sigma[n])$

$l, \text{ м}$	$\rho, \text{ Ом} \cdot \text{ м}$				
	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0
0,025	0,56	0,57	0,58	0,60	0,64
0,050	0,40	0,42	0,44	0,56	0,60
0,075	0,26	0,28	0,28	0,49	0,53
0,100	0,13	0,16	0,18	0,40	0,42

Таблиця 2 –Середньоквадратичне відхилення σ_Σ

$l, \text{ м}$	$\rho, \text{ Ом} \cdot \text{ м}$				
	6,0	7,5	10,0	15,0	20,0
0,025	0,0277	0,0241	0,0229	0,0154	0,0097
0,050	0,0369	0,0361	0,0356	0,0143	0,0122
0,075	0,0425	0,0403	0,0387	0,0147	0,0127
0,100	0,0741	0,0695	0,0435	0,0166	0,0157

Синтез нечіткої моделі електровибухового перетворення енергії проводимо, використовуючи фаззі-апроксимацію на основі експериментальних даних (табл. 1-2). В якості лінгвістичних змінних фаззі-апроксиматора приймаємо координати $l[n], \rho[n]$. Кількість термів (лінгвістичних значень) для кожної змінної вибираємо рівною кількості рівнів значень за планом факторного експерименту. В даному випадку кількість термів дорівнює 5 та 4. Функції приналежності координат вектора стану апроксимуємо трикутною функцією.

База правил формується на основі бази знань, в якості якої використовуємо експериментальні дані. База правил у вигляді нечітких логічних рівнянь дозволяє пов'язати функцію приналежності вихідної змінної та координат вхідного вектора, в результаті чого отримуємо лінгвістичні значення вихідної змінної. Нечітке моделювання проводимо в середовищі FuzzyTECH, використовуючи пакет Fuzzy Logic Toolbox [4], який має простий інтерфейс для проектування і діагностики нечітких моделей. Графічні засоби Fuzzy Logic Toolbox дають змогу інтерактивно відслідковувати поведінку системи.

Результати нечіткої апроксимації залежностей між вхідними і вихідними координатами вектора стану об'єкта керування та залежності статистичних характеристик інформаційної координати від положення об'єкта у факторному просторі представлені на рис. 1, 2.

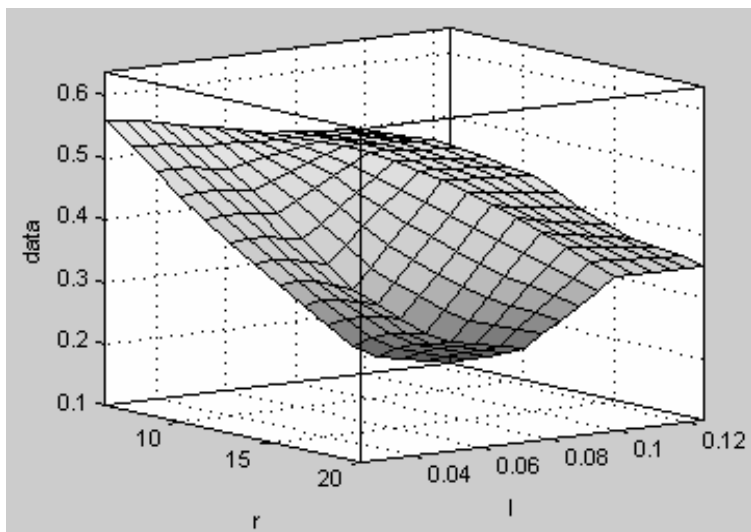


Рисунок 1 – Залежність $M\Sigma[n]=F(l[n], \rho[n])$

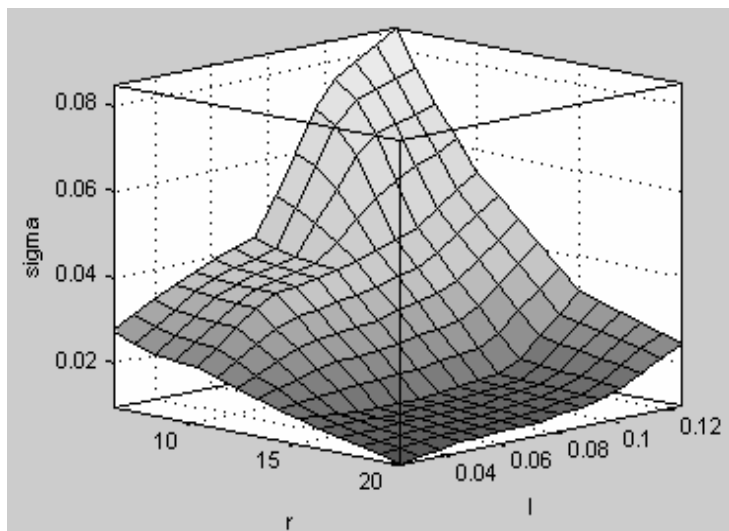


Рисунок 2 – Залежність $\sigma_{\Sigma} = F(l[n], \rho[n])$

Аналіз нечітких моделей, побудованих з допомогою методів фаззі-апроксимації, підтверджує суттєву нелінійність об'єкта керування, що вимагає для забезпечення керованості в усьому діапазоні змін входних координат вносити корективи в закон керування в залежності від положення об'єкта в просторі станів. Залежність статистичних характеристик інформаційних координат також залежить від положення об'єкта в просторі станів та потребують корекції в процесі керування, тобто адаптації.

Синтезовані нечіткі моделі можуть використовуватися в адаптивній системі керування електровибуховим перетворенням енергії для коригування параметрів системи керування в залежності від положення об'єкта в просторі станів, що дозволить розширити зону керованості, підвищити усталену точність керування та надасть системі керування властивість адаптивності.

Висновки. Побудовано нечітку модель керування електровибуховим перетворенням енергії на основі використання методів фаззі-апроксимації, яка оперуючи математичним сподіванням інформаційної координати $M(\Sigma[n])=F(I[n], \rho[n])$, описує об'єкт на всьому просторі станів з врахуванням нелінійності. При синтезі нечіткої моделі в якості бази знань використано базу експериментальних даних, яка при зміні технологічних параметрів може бути легко розширена, забезпечуючи адаптивність керування при різних режимах роботи.

Побудовано нечітку модель залежності статистичних характеристик електровибухового перетворення енергії, таких як середньостатистичне відхилення інформаційної координати σ_Σ , від положення об'єкта в просторі станів $\sigma_\Sigma = F(I[n], \rho[n])$, використання якої в системі керування дасть змогу розширити зону керованості, підвищити усталену точність та надасть системі керування властивість адаптивності.

Використання побудованих нечітких моделей при синтезі системи керування забезпечить керованість об'єкта у всьому просторі станів та адаптивність системи керування при зміні технологічних параметрів та параметрів середовища в широкому діапазоні.

Впровадження адаптивної системи керування синтезованої на основі нечітких моделей дозволило підвищити продуктивність розрядноімпульсних технологій на 15-20 %.

Список літератури: 1. Кривицкий Е.В., Шамко В.В. Переходные процессы при высоковольтном разряде в воде. – Киев: Наукова думка, 1979. – 208 с. 2. Кривицкий Е.В. Динамика электровзрыва в жидкости. – Киев: Наукова думка, 1986. – 206 с. 3. Управление электрогидроимпульсными процессами / И.Т.Вовк, В.Б.Друмирецкий, Е.В.Кривицкий, Л.Е.Овчинникова. – Киев: Наукова думка, 1984. – 186 с. 4. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и FuzzyTECH. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 736 с. 5. Володарский Е.Т., Малиновский Б.Н., Туз Ю.М. Планирование и организация измерительного эксперимента. – Киев: Вища школа, 1987. – 280 с.

Надійшла до редколегії 18.06.2007.

Ю.В.КОВТУН, Е.И.СКИБЕНКО, канд.физ.-мат.наук;
В.Б.ЮФЕРОВ, докт.техн.наук.; ННЦ ХФТИ

КОАКСИАЛЬНЫЙ УСКОРИТЕЛЬ ДЛЯ ЗАПОЛНЕНИЯ МАГНИТО-ПЛАЗМЕННЫХ СЕПАРАТОРОВ ПЛАЗМОЙ

Розглядається можливість використання коаксіального прискорювача для магніто-плазмового сепаратора. Сформульовані вимоги до параметрів плазмового потоку. Оцінена швидкість плазмового згустку. Зроблено висновок про роль металевих продуктів ерозії. Виміряна енергія, яка переноситься згустком плазми. Розглянуто декілька варіантів джерел живлення плазмового прискорювача.

The opportunity of application of the coaxial accelerator for a magnetoplasma separator is considered. Requirements to parameters of a plasma stream are formulated. Speed of a plasma clot is appreciated. The conclusion about a role of metal products of erosion of electrodes is made. Energy, transferable is measured by a clot of plasma. Some variants of power supplies of the plasma accelerator are considered.

В настоящее время в литературе [1,2] обсуждаются проекты магнито-плазменных сепараторов (МПС) радиоактивных отходов (РАО) или отработанного ядерного топлива (ОЯТ), которые ориентированы на разделение вещества РАО и ОЯТ, соответственно, на легкие и тяжелые массовые группы – так называемая условно «частичная сепарация» либо поэлементное разделение – «полная сепарация». РАО и ОЯТ представляют собой сложные по составу элементов и их соединений смеси и сплавы [2]. Для моделирования процесса разделения РАО и ОЯТ предполагается проведение демонстрационно-имитационных экспериментов, на начальной стадии которых планируется использование смеси благородных газов Хе-Кг-Аг. Для действующего макета сепаратора [1], в экспериментах со смесью Хе-Кг-Аг возможен квазистационарный режим работы плазменного источника, к которому предъявляются следующие основные требования:

– источник должен работать во внешнем магнитном поле, совместимым с полем сепаратора.

– ограничения на плотность ионов в плазме n_i вытекают из необходимости исключить в процессе нагрева деселектирующее влияние столкновений ионов, частота которых: $\nu_{ii} = 5 \cdot 10^{-7} n_i / T_i^{3/2} \sqrt{M}$ (T_i – температура ионов, эВ, M – атомный вес). Из условия селективности нагрева $\nu_{ii} / \omega_{ci} \ll \Delta M_i / M_i$ следует, что для разделения ксенона и криптона с разностью масс ΔM равной 48, предельные значения плотности ионов n_i при температуре 20 эВ находятся в диапазоне $10^{11} - 10^{12} \text{ см}^{-3}$.

– время пролета ионов через зону нагрева должно быть меньше времени

между их столкновениями $t < 1/v_{ii}$, отсюда определяется и скорость плазменного потока $V > l v_{ii}$ (l – длина зоны нагрева). Для сепаратора [1] с зоной нагрева 70-100 см $V > 3,4-4,9 \cdot 10^4$ см.

– длительность плазменного импульса должна быть не менее чем в 2–5 раз больше времени пролета системы самыми тяжелыми ионами плазмы, то есть: $\tau \approx L/v$ (L – длина системы, v – скорость тяжелых ионов). Таким образом, длительность импульсов должна находиться на уровне 1-10 мс.

Учитывая характер эксперимента и основные требования к плазменному источнику, нами был выбран коаксиальный плазменный ускоритель (КПУ) с внешним магнитным полем. Такие плазменные ускорители [3] обладают высокими разрядными токами и способны создавать плазму с плотностями до и выше 10^{13} см⁻³. Для них характерны два режима работы: медленный, когда температура ионов составляет до 100 эВ, скорость до $6,5 \cdot 10^6$ см/с и быстрый – T_i выше 1 кэВ, $v = 4-6 \cdot 10^7$ см/с. Согласно [3] при использовании эрозийных ускорителей энергозатраты для получения ионов с кинетической энергией порядка 20-300 эВ составляют 150-500 эВ на одну электрон-ионную пару. Для КПУ порядок величин должен оставаться практически таким же, что является довольно привлекательным.

Исследования проводились на макете, описанном в работах [5-7]. Электроды были выполнены из нержавеющей стали. Магнитное поле в максимуме составляло 1200 Э. Источником питания КПУ служила конденсаторная батарея общей емкостью 1400 мкФ и напряжением до 3 кВ. Камера предварительно откачивалась до давления $3 \cdot 10^{-5}$ тор. Рабочий газ, аргон, подавался через центральный электрод, в количестве 0,7 н.см³/имп. Максимальный ток разряда составил 41 кА, длительность 420 мкс. Как отмечалось ранее в [7], КПУ работает в медленном режиме.

Согласно [8] скорость плазменного сгустка в электродинамическом приближении при постоянной массе равна:

$$\dot{z} \equiv v = \frac{b}{2m_1} \int_0^t \dot{Q}^2 dt, \quad (1)$$

где изменение заряда $\dot{Q} = I$, I – разрядный ток,

m_1 – масса плазменного сгустка (шайбы), кг;

b – погонная индуктивность ускорительного канала, Гн/м.

На рис. 1 представлены значения скорости плазмы, полученные путем математической обработки осциллограмм разрядного тока, представленных на рис. 2. Принимая изменение индуктивности ускорителя в виде $L = L_0 + bz$ (где L_0 – индуктивность контура, Гн) и аппроксимировав осциллограмму разрядного тока выражением [9]:

$$I = I_0 e^{-\beta_0 t} \sin \omega_0 t, \quad (2)$$

где I_0 , β_0 , ω_0 – постоянные, определяемые по осциллограммам. Подстав-

для аппроксимированные значения тока в формулу 1, при этом получаем значения скорости сгустка плазмы.

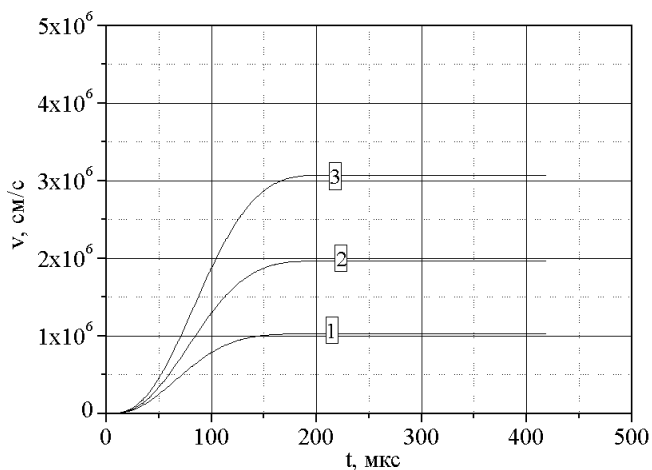


Рисунок 1 – Скорость плазменного сгустка во времени:
1 – напряжение на конденсаторной батарее 2 кВ, 2 – 2,5 кВ, 3 – 3 кВ

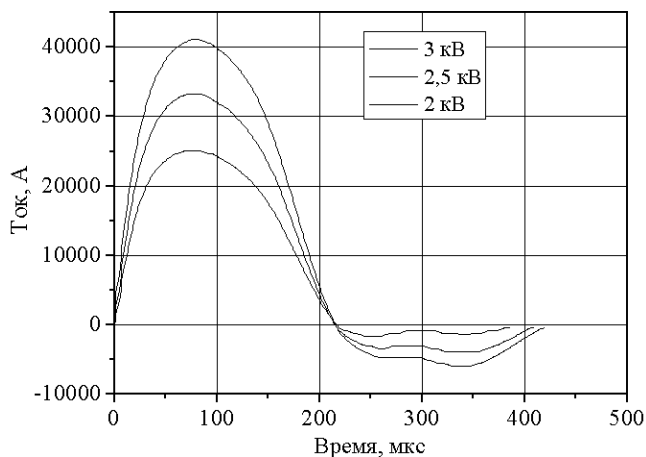


Рисунок 2 – Осциллограммы разрядного тока

Измерения энергии, переносимой плазмой, проводились калориметром, который представлял собой медный экранированный цилиндр, с отношением $l/d = 0,7$; согласно [10] доля энергии, поглощаемая калориметром в таком случае составляет 0,5.

Значение энергии ΔQ , передаваемой калориметру можно найти из следующего отношения:

$$\Delta Q = 4,186 \cdot M_c \cdot C_p \cdot \Delta T = N \cdot W_x \cdot A \cdot f, \quad (3)$$

где ΔQ – энергия, Дж;

M_c – масса калориметрического элемента, г;

C_p – удельная теплоемкость материала калориметра, Дж/(г К);

ΔT – наблюдаемое увеличение температуры, К;

A – площадь калориметрического элемента, см²;

N – количество частиц на 1 см²;

W_x – средняя кинетическая энергия частиц, Дж;

f – доля энергии, поглощаемая калориметром – коэффициент аккумуляции.

На рис. 3 представлена зависимость энергии плазменного сгустка от запасенной в конденсаторной батарее энергии. Как видно из графика, произведение NW_x выше при отрицательном потенциале центрального электрода, чем при положительном потенциале. Такая зависимость наблюдалась и в [7].

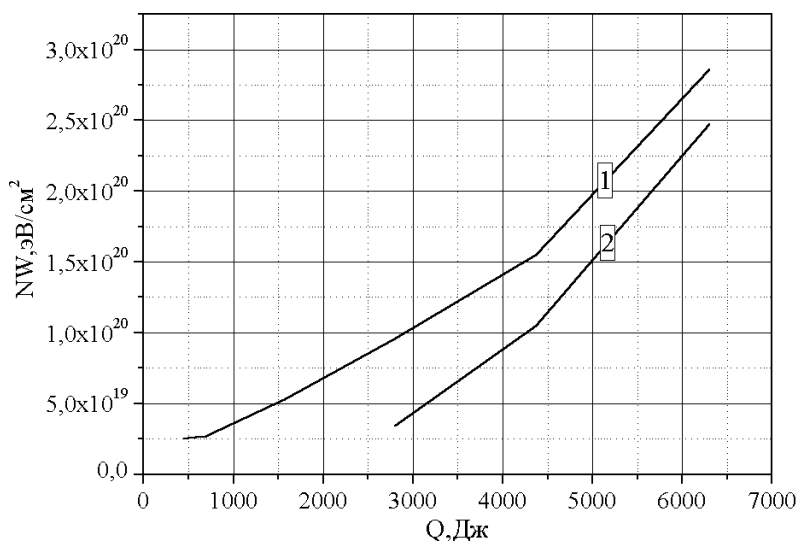


Рисунок 3 – Зависимость энергии плазменного сгустка от запасенной энергии в конденсаторной батарее:

1 – отрицательный потенциал центрального электрода,

2 – положительный потенциал центрального электрода

Поглощение заряженных частиц поверхностью электродов приводит к эрозии электродов и разложению поверхностной пленки на электродах. Продукты разложения электродов поступают в объем плазмы, частично ионизи-

руются в пограничном слое у электродов и являются, таким образом, источником примесных ионов в плазме. Количество металла, испаряющегося с поверхности электродов, зависит от условий протекания разряда. Различают два механизма, приводящих к эрозии: эрозия при бомбардировке электродов ионным током (катодное распыление электродов), и эрозия за счет джоулевого оплавления электродов (анодное распыление электродов).

Количество испаряющегося металла при катодном распылении описывается приближенным выражением [9]:

$$m = a_3 \int_0^t |I|(t) dt, \quad (4)$$

где a_3 – коэффициент пропорциональности,
Значение коэффициента a_3 можно найти из выражения [10]

$$a_3 = 0,31 \frac{\varepsilon_0}{CT_0}, \quad (5)$$

где ε_0 – энергия передаваемая ионами катоду,
 C – удельная теплоемкость материала катода,
 T_0 – температура его плавления.

Количество испаряющегося металла при джоулевом оплавлении электродов (анодное распыление электродов) описывается эмпирической зависимостью [11]:

$$m = a_4 \int_0^t I^2 dt, \quad (6)$$

где a_4 – коэффициент, зависящий от геометрии электродов и свойств материала электродов.

Значение коэффициента a_4 можно найти из зависимости

$$a_4 = 0,71 \frac{\delta \rho}{cT_0}, \quad (7)$$

где δ – толщина скин-слоя,
 ρ – удельное сопротивление материала электродов,
 c – теплоемкость электродов.

Расчет показывает, что масса испаряющегося металла при джоулевом оплавлении электродов, находится на уровне $4,9 \cdot 10^{-5} - 1,6 \cdot 10^{-4}$ г/имп., при напряжении на источнике питания 2 – 3 кВ, что составляет $5 \cdot 10^{17} - 1,7 \cdot 10^{18}$ частиц. Следует заметить, что при проведении экспериментов на смесях Хе-Кг-Аг, металлические примеси добавят в масс-спектр атомные номера между 80 и 30, то есть между Кг и Аг, что не должно сказаться на результатах сепарационного эксперимента.

Полученная длительность импульса разряда меньше требуемой, что не удовлетворяет поставленному требованию длительности на уровне 1-10 мс.

Для увеличения длительности потребуется увеличение емкости конденсаторной батареи или установка дополнительной индуктивности, при этом ток разряда уменьшится. Рассматривается несколько вариантов источников питания КПУ, использующие следующие конденсаторы ИМ 2-5-140 ($C = 140$ мкФ, $U = 5$ кВ), К75-88 ($C = 5,6$ мФ, $U = 4$ кВ, максимальный допустимый ток разряда в импульсном режиме 120 кА), В43456 ($C = 12$ мФ, $U = 450$ В). Для оценки параметров источников питания, а также скорости плазменного сгустка, примем: геометрию и размеры электродов аналогично [7], количество рабочей смеси, с процентным содержанием газов на 1 см^3 Ar 20 %, Kr 71,1184 %, Xe 5,6 % остальных, в том числе N_2 и O_2 3,22816 %. Скорость плазменного сгустка и КПД ускорителя [8] можно оценить из выражений в критериальной форме:

$$v = \frac{2R}{b} (\sqrt{1 + \lambda_2} - 1); \quad (8)$$

$$\eta = \frac{\sqrt{1 + \lambda_2} - 1}{\sqrt{1 + \lambda_2} + 1}, \quad (9)$$

где v – скорость сгустка, см/с;

η – КПД ускорителя;

λ_2 – электродинамический параметр;

R – полное сопротивление контура, Ом.

Электродинамический параметр λ_2 равен:

$$\lambda_2 = \frac{Q_0^2 \cdot b^2}{4 \cdot m_1 R^2 C}, \quad (10)$$

где Q_0 – заряд батареи, Кл;

C – емкость конденсаторной батареи, Ф.

Значения скорости и КПД, вычисленные по формулам (8-10), являются завышенными, так как в них учитываются только потери на паразитных омических сопротивлениях контура. Результаты оценок приведены в таблице, где W – запасенная энергия в конденсаторной батарее.

Тип	C , мФ	W , кДж	L_0 , Гн	v , см/с	η
ИМ 2-5-140	1,4	6,3	$2 \cdot 10^{-5}$	$5,6 \cdot 10^6$	0,867
К75-88	11,2	89,6	$2 \cdot 10^{-5}$	$2,3 \cdot 10^7$	0,963
В43456	12	1,2	$2,2 \cdot 10^{-6}$	$2,3 \cdot 10^6$	0,723

Из проведенных оценок следует: в случае использования конденсаторов ИМ 2-5-140 для удлинения токового импульса потребуется установка дополнительной индуктивности ($2 \cdot 10^{-5}$ Гн), что снизит разрядный ток примерно в 2 раза; источник питания на конденсаторах К75-88 имеет большую запасенную энергию, но для ограничения тока разряда до 100 кА, также требует до-

полнительной индуктивности ($2 \cdot 10^{-5}$ Гн). По сравнению с предложенными вариантами применение конденсаторов В43456 позволит значительно уменьшить массо-габаритные размеры источника питания, а также дает возможность наращивания запасенной энергии при минимальном увеличении габаритов источника до значения 12 кДж и выше. К недостатку такого источника можно отнести низкое рабочее напряжение, что потребует установки дополнительной системы поджига.

Выводы:

1. Сформулированы требования к параметрам плазменного потока Хе-Кг-Аг смеси для проведения демонстрационно-имитационного эксперимента.
2. Выбран источник плазмы совместимый с магнитной топографией сепаратора.
3. Оценена скорость плазменного сгустка с рабочим газом аргоном, которая составляет $1-3 \cdot 10^6$ см/с.
4. Измерена калориметрическим методом энергия, переносимая сгустком плазмы.
5. Проведенная оценка количества испаряющегося металла с поверхности электродов показывает, что в плазму может вноситься на уровне $5 \cdot 10^{17} - 1,7 \cdot 10^{18}$ частиц материала электрода за импульс.
6. Рассмотрены несколько вариантов источников питания с периодом разряда 1-2 мс. Оценены параметры источников питания, а также скорости плазменного сгустка и КПД ускорителя.

Список литературы: 1. В.Б.Юферов, Ю.В.Ковтун, О.М.Швец и др. Резонансный плазменный сепаратор для разделения изотопов, выбор параметров // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск: Электроэнергетика и преобразовательная техника. – 2004. – Т. 35. – С. 169-179. 2. J. Gilleland, T. Ohkawa, S. Agnew, et. al. // Application of Archimedes Filter for Reduction of Hanford HLW, WM'02 Conference. February 24-28, 2002, Tucson, AZ. 3. Физика и применение плазменных ускорителей. – Под ред. А.И.Морозова. – Минск, Наука и техника, 1974. – 393 с. 4. Плазменные ускорители. – Под ред. Л.А.Арцимовича. – М.: Машиностроение, 1972. – 312 с. 5. V.B.Yuferov, U.V.Kovtun, D.V.Vinnikov et. al. Technological coaxial plasma accelerator // Problems of atomic science and technology. – 2006. – № 3. Series: Nuclear physics investigations (47). – P. 49-51. 6. В.Б.Юферов, Ю.В.Ковтун, Д.В.Винников и др. Плазменный источник для сепаратора // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск: Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. – 2006. – Т. 35. – С. 125-131. 7. В.Б.Юферов, Ю.В.Ковтун, Д.В. Винников и др. // Вопросы атомной науки и техники. Серия: Плазменная электроника и новые методы ускорения. – 2006. – № 5. – С. 215-217. 8. С.Д. Гришин, Л.В. Лесков, Н.П. Козлов Плазменные ускорители. – М., Машиностроение, 1983. – 227 с. 9. Колесников П.М. Электродинамическое ускорение плазмы. – М.: Атомиздат, 1971. – 390 с. 10. Ю.С.Азовский, И.Т.Гужовский, Б.Г.Сафронов Об измерении плазменных сгустков термозондами // Физика плазмы и проблемы управляемого термоядерного синтеза. – В. 4. – Киев, 1965. – С. 247-249. 11. Н.А.Хижняк, В.В.Балыбердин Некоторые вопросы теории электродинамического ускорения плазмы // Исследование плазменных сгустков. – Киев, 1967. – С. 89-103.

Поступила в редколлегию 04.06.2007.

В.М.КУПРИЕНКО, канд.техн.наук;

Р.М.ОСТАФИЙЧУК, канд.техн.наук;

Научно-исследовательский центр 26 ЦНИИ МО РФ

О ПРИМЕНЕНИИ ПОНЯТИЙ И ТЕРМИНОВ «УСТОЙЧИВОСТЬ», «СТОЙКОСТЬ» И «ПРОЧНОСТЬ» В ОБЛАСТИ ЭМС ТС

У статті робиться спроба встановити зв'язок із установленними стандартами по електромагнітній сумісності між поняттями «стійкість до електромагнітних перешкод» і «випробування на стійкість до електромагнітних перешкод» із застосовуваними в ряді стандартів і робіт поняттями «стійкість до електромагнітних перешкод» і «випробування на стійкість до електромагнітних перешкод».

In this article an attempt is made to find the relationship with accepted in standards on electromagnetic compatibility, conceptions of «resistance to electromagnetic disturbances» and «test on resistance to electromagnetic disturbances» with used, in a number of standards and works, conceptions of «immunity to electromagnetic disturbances» and «test on stability to electromagnetic disturbances».

Радикальные изменения мировой и региональной технической политики в области обеспечения электромагнитной совместимости технических средств, последовавшие после принятия Директивы Совета Европейских Сообществ №89 / 336 / ЕЕС от 3 мая 1989 года, потребовали введения целого ряда новых основных понятий и терминов [1, 2, 3] и уточнения условий их применения.

Для качественной характеристики отношения технических средств (ТС) к электромагнитным помехам стандартом ГОСТ Р 50397-92 [2] установлено одно понятие «устойчивость (помехоустойчивость)», под которой понимается «способность технического средства сохранять заданное качество функционирования при воздействии на него внешних помех с регламентированными значениями параметров в отсутствие дополнительных средств защиты от помех, не относящихся к принципу действия или построения ТС». Для количественной оценки устойчивости международным стандартом МЭК 50-161-90 [3] установлено понятие «уровень устойчивости (уровень помехоустойчивости)», под которым понимается «максимальный уровень электромагнитной помехи конкретного вида, воздействующей на определенное ТС, при котором ТС сохраняет заданное качество функционирования».

В соответствии с ГОСТ Р 51317.2.5 [4] результаты испытания технических средств (ТС) на воздействие электромагнитных помех должны быть классифицированы. Основой для этого служат четыре указанных в таблице

критерия оценки качества функционирования.

Наряду с указанными в ряде стандартов [5, 6] и широко известных работ по ЭМС ТС, опубликованных как до [7, 8, 9, 10], так и после [11] введения стандартов [2, 3], применяются и другие понятия и термины.

Критерии оценки качества функционирования ТС при испытаниях на устойчивость к воздействию электромагнитных помех по ГОСТ Р 51317.2.5-2000

Критерии качества функционирования	Признаки
А	Нормальное функционирование в соответствии с установленными требованиями.
В	Временное ухудшение качества функционирования или прекращение выполнения установленной функции с последующим восстановлением нормального функционирования, осуществляемым без вмешательства оператора.
С	Временное ухудшение качества функционирования или прекращение установленной функции, которые требуют вмешательства оператора или перезапуска системы.
Д	Ухудшение качества функционирования или прекращение выполнения установленной функции, которые не подлежат восстановлению оператором из-за повреждения оборудования (компонентов), нарушения программного обеспечения или потери данных.

В частности, для качественной характеристики отношения ТС к электромагнитным помехам применяется понятие «стойкость», а для количественной оценки такие характеристики, как уровень электрической прочности, величина энергии разрушения.

В межгосударственных стандартах ГОСТ 30585-98 [5], ГОСТ 30586-98 [6] и работах [7, 9] применяются оба термина. Определение термина «устойчивость» к помехам соответствует принятому в современной терминологии по ЭМС ТС. Для понятия «стойкость» приводится следующее определение: «стойкость ТС к электромагнитным воздействиям грозовых разрядов (грозостойкость) – способность ТС противостоять поражающему воздействию больших токов, высоких напряжений (перенапряжений) и электромагнитных полей грозовых разрядов до определенного их уровня». Однако связь данного определения с терминологией по ЭМС ТС отсутствует.

Э. Хабигер в монографии [10] дает близкое по смыслу к ГОСТ 30586-98, но более общее определение различия между понятиями «помехоустойчивость» и «стойкость» ТС к воздействию электромагнитных помех: «стойкость к повреждению означает способность противостоять воздействиям,

вызывающим необратимые нарушения функционирования, а помехоустойчивость – воздействиям, вызывающим обратимые нарушения».

Авторы широко известной монографии [8] по стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям оказались в затруднении при попытке дать определение понятия «стойкость к электромагнитным излучениям» и предложили распространить на это понятие определения «радиационная стойкость» по ГОСТ 18298-79 [11].

В этой связи представляются закономерными следующие вопросы:

- какова взаимосвязь приводимой в ГОСТ 30586 и в [4] характеристики «стойкость к электромагнитным помехам» с установленными в стандартах по ЭМС ТС определениями характеристики «устойчивость к электромагнитным помехам»;
- как должны быть организованы испытания ТС «на стойкость к электромагнитным помехам».

Ниже делается попытка дать на них ответы.

Уровни помехоустойчивости, соответствующие различным критериям качества функционирования, могут быть установлены путем проведения исследовательских испытаний при воздействии внешней помехи регламентированного вида. В общем случае при постепенном увеличении уровня помехи будут определены уровни помех, при которых качество функционирования будет оцениваться сначала критерием «А», затем - критерием «В» и, наконец, - критерием «С». Очевидно, что для каждого из этих трех критериев будет существовать область устойчивости, характеризующаяся минимальным и максимальным уровнями электромагнитной помехи регламентированного вида, в пределах которых ТС будет функционировать с соответствующим качеством:

- по критерию «А»: минимальный $A_{\min}$ и максимальный $A_{\max}$ уровни устойчивости;
- по критерию «В»: минимальный $B_{\min}$ и максимальный $B_{\max}$ уровни устойчивости;
- по критерию «С»: минимальный $C_{\min}$ и максимальный $C_{\max}$ уровни устойчивости.

При уровнях помехи не больших тех, при которых качество функционирования оценивается критерием «С», ТС будет оставаться принципиально устойчивым, так как нарушения функционирования во всех случаях будут носить обратимый характер.

Однако практическое определение максимального уровня помехоустойчивости по критерию «С» неизбежно сопряжено с проведением испытаний с уровнями помехи, при которых наступают необратимые нарушения функционирования ТС. В этих случаях результат испытания оценивается по критерию «D»:

$$D_{\min} \geq C_{\max}.$$

Уровень помехи	Область неустойчивости по критерию D (нарушение функционирования необратимое) D_{min}
	C_{max} Область устойчивости по критерию C (нарушение функционирования обратимое) C_{min}
	B_{max} Область устойчивости по критерию B (нарушение функционирования обратимое) B_{min}
	A_{max} Область устойчивости по критерию A (нарушение функционирования отсутствует) $A_{min} = 0$
	0
Независимая переменная (например, частота)	
Оценка качества функционирования технических средств при испытаниях на устойчивость к воздействию электромагнитных помех	

Испытания на помехоустойчивость при решении задач обеспечения ЭМС предназначены для проверки качества функционирования ТС при воздействии электромагнитных помех, то есть являются частным видом испытаний качества продукции. Их определения и смысл должны быть согласованы с определениями основополагающего стандарта ГОСТ 16504-81 [12], термины и определения которого обязательны к применению в документации всех видов, в том числе, и в стандартах по ЭМС ТС.

При проведении испытаний ТС на устойчивость к помехам оценивается, как отмечено выше, результат воздействия. Следовательно, термины и определения, применяемые при этом, должны быть согласованы с терминами и определениями по ГОСТ 16504-81 для группы видов испытаний по отличительному признаку «результат воздействия». К их числу отнесены следующие пять видов:

- неразрушающие испытания (определение – п. 71);
- разрушающие испытания (определение – п. 72);
- испытания на стойкость (определение отсутствует);
- испытания на прочность (определение – п. 73);
- испытания на устойчивость (определение – п. 74).

Испытания на устойчивость к электромагнитным помехам при уровнях,

в пределах которых качество функционирования ТС оценивается критериями «А», «В» и «С», соответствуют виду испытаний «на устойчивость» по ГОСТ 16504-81. Такой вывод следует из определения (п.74), в соответствии с которым «испытания на устойчивость проводятся для контроля способности изделия выполнять свои функции и сохранять значения параметров в пределах установленных норм во время воздействия на него определенных факторов». Можно добавить также, что испытания на помехоустойчивость одновременно являются «неразрушающими» испытаниями по ГОСТ 16504-81. При этом качественной характеристикой свойства ТС выдерживать воздействие помех без необратимых нарушений качества функционирования в полном соответствии с ГОСТ Р 50397-92 остается устойчивость.

Количественной характеристикой свойства ТС сохранять заданное качество функционирования при воздействии помехи с регламентируемыми значениями параметров является уровень устойчивости. При этом, как отмечено выше, одно и то же ТС в общем случае может иметь три области устойчивости к помехам, соответствующие трем критериям качества функционирования.

При попытке квалифицировать на основе ГОСТ 16504-81 испытания ТС с целью определения уровней помех, при которых наступают необратимые нарушения качества функционирования, возникают трудности.

С одной стороны, исследовательские испытания, проводимые с целью определения уровней помех, при воздействии которых качество функционирования оценивается критерием «D» по ГОСТ Р 51317.2.5 и сопровождается необратимыми нарушениями, приближается по определению к виду «разрушающих» испытаний «на прочность» по ГОСТ 16504-81. В первую очередь это относится к тем видам испытаний на помехоустойчивость, в которых используются испытательные воздействия подобные тем, которые используются для испытания изоляции (микросекундные импульсные помехи большой энергии, колебательные затухающие помехи и тому подобное).

С другой стороны, условия проведения испытаний «на помехоустойчивость» и «на электрическую прочность» в соответствии с ГОСТ 29280-92 [13] принципиально различны, а именно:

- при испытаниях на устойчивость ко всем видам электромагнитных помех испытуемое ТС всегда получает питание от электрической сети и нормально функционирует;
- испытания изоляции на прочность проводят в целях обеспечения защиты людей, животных или оборудования от повреждений, которые могут быть вызваны высокими напряжениями, возникающими в результате пробоями изоляции; эти испытания всегда проводят с ТС, отключенными от сети.

Следует также отметить, что в общем случае физические процессы, приводящие к необратимым нарушениям качества функционирования при

воздействии помех, не имеют ничего общего с процессами пробоя изоляции (например, потеря памяти в программно-вычислительных комплексах).

Таким образом, квалифицировать испытания на воздействие помех с уровнями, приводящими к необратимым нарушениям, как испытания «на прочность» по ГОСТ 16504-81, неправомерно.

В ГОСТ 16504-81 в числе видов испытаний по признаку «результат воздействия» имеется еще один вид - «испытания на стойкость». Однако по каким-то причинам его определение в основной части стандарта отсутствует.

Учитывая приведенные выше соображения, представляется логичным определить [16, 17]:

- «стойкость к электромагнитным помехам» как способность ТС при воздействии электромагнитных помех регламентированного вида не допускать качества функционирования по критерию «D» по ГОСТ Р 51317.2.5-2000 (т.е. не допускать возникновения необратимых нарушений) и сохранять качество функционирования по критерию «C»; другими словами «стойкость к электромагнитным помехам» является «предельной устойчивостью к электромагнитным помехам»;

- испытания «на стойкость к электромагнитным помехам» как исследовательские испытания, проводимые с целью установления уровней помех регламентированного вида, при которых наступают необратимые нарушения качества функционирования по критерию «D»;

- «уровень стойкости к помехе» как максимальную величину помехи регламентированного вида $S_{\max}$, при воздействии которой ТС сохраняет качество функционирования по критерию «C»; в отличие от «уровней устойчивости» эта характеристика ТС является однозначной (в пределах статистического разброса результатов испытаний).

При проведении испытаний «на стойкость», как и при всех испытаниях «на устойчивость» к электромагнитным помехам, испытываемое ТС питается от электрической сети и нормально функционирует. Отметим, что такие условия комплексных испытаний «на стойкость при воздействии электромагнитных помех» на радиоэлектронную аппаратуру были приняты и ранее в работе [7, с. 219] до появления стандарта ГОСТ 29280-92. Такие испытания предполагали измерение контролируемых параметров РЭС как *во время*, так и *после воздействия* помехи. Единственное изменение, связанное с введением стандарта ГОСТ Р 51317.2.5 состоит в установлении понятия «устойчивость к помехе» и указанных выше критериев оценки качества функционирования, идентификация, которых, естественно, предполагает контроль параметров функционирования как *во время*, так и *после воздействия* помехи.

Таким образом, обеспечение уровня стойкости гарантирует лишь отсутствие необратимых нарушений функционирования ТС, но не гарантирует требуемого качества функционирования. Для ТС, которые должны функционировать при воздействии регламентированной помехи по критериям «А»

или «В», ориентация на уровень стойкости в указанном выше смысле может привести к нарушению безопасности. Например, при решении задач, рассматриваемых в [14, 15], при электромагнитном воздействии должна быть установлена связь и соотношение показателей безопасности и устойчивости по ГОСТ Р 51317.2.5, а не только стойкости. Кроме того, без знания предельных уровней помех, при которых наступают необратимые нарушения функционирования ТС, невозможно определить такие важнейшие характеристики ЭМС, как «запас помехоустойчивости» и «запас электромагнитной совместимости».

Следует также отметить, что для оценки воздействия ионизирующих излучений на аппаратуру в соответствии с ГОСТ 18298-79 [11] применяется только термин «радиационная стойкость изделия», а при оценке воздействия на диэлектрики в соответствии с ГОСТ 21515-80 [18] применяется только термин «радиационная стойкость диэлектрика». При этом указывается, что применение термина «радиационная устойчивость» является недопустимым. Указанное обстоятельство, объясняет трудности, с которыми столкнулись авторы монографии [8], применив уже в самом названии работы общий термин «стойкость» к ионизирующим и электромагнитным излучениям.

Авторы надеются, что поднятые в настоящей статье вопросы будут способствовать уточнению сущности и соотношения понятий и терминов «электромагнитная совместимость» и «электромагнитная стойкость», которые рассматривались в статье [19] применительно к радиоэлектронным средствам в отсутствие стандартов ГОСТ 29280-92 и ГОСТ Р 50397-92.

Список литературы: 1. Кармашев В.С. Электромагнитная совместимость технических средств: Справочник. – М.: Изд-во «НОРТ», 2001. – 401 с. 2. ГОСТ Р 50397-92 / ГОСТ 30372-95. Совместимость технических средств электромагнитная. Термины и определения. 3. МЭК 50-161-90. Международный электротехнический словарь. Глава 161. Электромагнитная совместимость. 4. ГОСТ Р 51317.2.5-2000 (МЭК 61000-2-5-95). Совместимость технических средств электромагнитная. Электромагнитная обстановка. Классификация электромагнитных помех в местах размещения технических средств. 5. ГОСТ 30585-98. Совместимость технических средств электромагнитная. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний. 6. ГОСТ 30586-98. Межгосударственный стандарт. Совместимость технических средств электромагнитная. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Методы защиты. 7. Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И. Радиоэлектронные средства и мощных электромагнитные помехи / Под ред. В.И. Кравченко. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с. 8. Мырова Л.О., Чепиженко А.З. Обеспечение стойкости аппаратуры связи к ионизирующим и электромагнитным излучениям. – М.: Радио и связь, 1988. – 296 с. 9. Кравченко В.И. Грозазащита радиоэлектронных средств: Справочник. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с. 10. Хабигер Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике. / Пер. с нем. – М.: Энергоатомиздат, 1995. – 304 с. 11. ГОСТ 18298-79. Стойкость аппаратуры, комплектующих элементов и материалов радиационная. Термины и определения. 12. ГОСТ 16504-81. Испытания и контроль качества продукции. Основные термины и определения. 13. ГОСТ 29280-92 (МЭК 1000-4-92). Совместимость технических средств электромагнитная. Испытания на помехоустойчивость. Общие положения. 14. ГОСТ Р 50746-95. Совместимость технических средств электромагнитная. Технические средства для атомных станций. Технические требования и ме-

тоды испытаний. **15.** *Комягин С.И.* Связь и соотношение показателей стойкости и безопасности оружия при электромагнитном воздействии // Сб. докладов Восьмой научно-технической конференции по электромагнитной совместимости и электромагнитной безопасности ЭМС-2004, 22-24 сентября 2004, Санкт-Петербург. – Санкт-Петербург, 2004. – С.521-526. **16.** ГОСТ 21515-80. Материалы диэлектрические. Термины и определения. **17.** *Купrienko В.М., Мельников В.А., Остафийчук Н.А., Остафийчук Р.М.* О применении терминов «устойчивость» и «стойкость» к электромагнитным помехам // 6-ой Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, 21-24 июня 2005, Санкт-Петербург: Материалы симпозиума. – Санкт-Петербург, СПбЭТУ (ЛЭТИ), 2005. – С.252-255. **18.** *Купrienko В.М., Остафийчук Р.М.* Критерии и условия проведения испытаний на устойчивость, стойкость и прочность при воздействии электромагнитных помех // Сб. докладов Девятой Российской научно-техн. конф. по электромагнитной совместимости и безопасности ЭМС-2006, 21-23 сентября 2006г., Санкт-Петербург. – Санкт-Петербург, ВИТУ, 2006. – С.396-399. **19.** *Кравченко В.И.* О сущности и соотношении понятий и терминов «электромагнитная совместимость» и «электромагнитная стойкость» радиоэлектронных средств // Вопросы обеспечения стойкости радиоэлектронных средств к воздействию излучений естественного и искусственного происхождения. Материалы Всесоюзной научно-технической конференции, Харьков, 14-16 мая 1991 г. Часть 2. – М.: НТЦ «Информтехника». – С.5-7.

Надійшла до редколегії 25.06.2007.

УДК 681.51: 537.528

Л.М.МИРОШНИЧЕНКО, канд.техн.наук; **Л.Є.ОВЧИННИКОВА**,
канд.техн.наук; **А.М.ГОЛОБОРОДЬКО**, канд.техн.наук;
С.С.КОЗИРЄВ; Інститут імпульсних процесів і технологій НАН Украї-
ни

АРХІТЕКТУРА СИСТЕМИ ДІАГНОСТИКИ ЗАЛИШКОВОГО РЕСУРСУ І ЯКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ІЗОЛЯЦІЇ ПРОМИСЛОВИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СПОРУД НА БАЗІ ТЕСЛІВСЬКИХ КІЛ

Проведено аналіз факторів, що впливають на стан електричної ізоляції електротехнічних об'єктів; розроблено архітектуру системи діагностики залишкового та якості електричної ізоляції промислових об'єктів на базі теслівських кіл.

The architecture and algorithm of diagnostic system were developed. System analyzes remaining life and quality of electric isolation of industrial electrotechnical installations. Diagnostic system is based on Tesla's circuits.

Вступ. Активізація робіт з дослідження стану технічних та експлуатаційних ресурсів держави, розробка заходів по їх покращанню, створення і впровадження відповідних попереджувальних заходів неруйнівного контролю та діагностики технічних об'єктів обумовлене загальним станом технічних ресурсів, електрообладнання та електромереж в Україні. За оцінками

експертів зношеність електрообладнання по країні становить 45%. Такий стан конструкцій, обладнання та інженерних мереж, що складають 60% основних фондів України, дозволяє класифікувати рівень безпеки більшості промислових об'єктів як низький. Значна частина електрообладнання, що експлуатується у базових галузях, вичерпала свій ресурс, кожен третій промисловий об'єкт є потенційно небезпечним.

Загальна вартість основних фондів потужного енергообладнання відповідає декільком річним бюджетам країни, а витрати, пов'язані з ліквідацією аварій і відновленням експлуатаційної придатності об'єктів, що знаходяться в незадовільному технічному стані, в багатьох випадках досягають їхньої первісної вартості. Тому необхідно щорічно виділяти значні ресурси для підтримки в робочому режимі важливих технічних систем і об'єктів, які знаходяться у незадовільному технічному стані.

Усе це вимагає проведення досліджень, пов'язаних з розробкою методів та засобів для визначення стану технічних і експлуатаційних ресурсів, робіт по створенню і впровадженню відповідних засобів неруйнівного контролю та діагностики стану технічних об'єктів.

Метою роботи є подовження терміну використання електричної ізоляції шляхом створення засобів неруйнівного контролю та діагностики стану технічних об'єктів за допомогою використання теслівських кіл для безконтактного методу визначення відхилень діелектричних характеристик середовищ від нормативних.

Розробка систем неруйнівного контролю електричної ізоляції є задачею актуальною та своєчасною, про що свідчить велика кількість досліджень, публікацій та запропонованих пристроїв контролю. Переважно результати цих досліджень стосуються ультразвукового, теплового, магнітного та віхреструмового методів контролю.

Раніше запропоновані методи раннього виявлення погіршення ізоляції не дозволяють діагностувати стан ізоляції об'єктів складної та невизначеної конфігурації і структури, значних об'ємів неоднорідного складу. Застосування теслівських кіл для діагностики та контролю за діелектричним станом об'єкта базується на ґрунтовних дослідженнях у провідних інститутах НАН України: Інституті електродинаміки, Інституті електрозварювання ім. Є.О.Патона [1]. На даному етапі роботи цей напрям поширюється. Інститут імпульсних процесів і технологій (ІПТТ) НАН України має досвід створення високовольтного високочастотного потужного обладнання для реалізації теслівських процесів [2].

Рівень розвитку перетворювальних систем в ІПТТ дозволяє на практиці реалізувати і впровадити теслівські кола для діагностики і контролю непередбачуваних процесів в приміщеннях або середовищах, заповнених різнорізними діелектричними компонентами. Для створення теслівських кіл не-

обхідне високовольтне високочастотне обладнання, що працює в резонансному режимі. Саме це є невід'ємною умовою існування теслівських процесів, які можна використовувати для діагностики стану діелектричних характеристик середовища, бо передача енергії по однопровідній лінії обов'язково враховує стан діелектричних компонентів середовища. Тому, контролюючи зміни у процесах, що залежать від стану діелектричних характеристик об'єктів, система діагностики може відповідним чином визначати і попереджувати про аварійно небезпечні зміни у стані контрольованого об'єкту. Як показали попередні теоретичні дослідження резонансних властивостей перетворювачів, процеси зарядки ємнісного накопичувача, що є вихідним контуром системи контролю, залежать від багатьох факторів. Насамперед це добротність резонансних контурів, що змінюється при підвищенні частоти перетворення, напруги та потужності системи.

Результати проведених досліджень є теоретичною базою для створення системи неруйнівного контролю за станом ізоляції. Графічні залежності доводять суттєву чутливість запропонованої системи до змін у навколишньому середовищі [3]. Як показали попередні дослідження середовище не обов'язково має бути повітряним – така реакція можлива і у водному середовищі і будь-якому іншому.

Система тестування відзначатиме можливий дозволений діапазон змін параметрів середовища, а про аварійний стан система контролю буде сигналізувати при порушенні визначених вимог. Фактори впливу визначаються умовами існування середовища і мають бути відкориговані згідно з технічним завданням на розробку системи діагностики.

На основі системного аналізу процесів в об'єкті контролю, в якості якого розглядається електрична ізоляція промислових електротехнічних споруд як складна система, та в результаті дослідження поведінки системи при зміні діелектричних властивостей досліджуваного середовища встановлено:

- об'єкт контролю необхідно розглядати як складову частину вимірювального діагностичного комплексу;

- визначено електричні характеристики процесу вимірювання, які дозволять контролювати зміну діелектричних властивостей об'єкта, а їх функціонали можуть використовуватись в якості інформаційних характеристик стану об'єкта в системі діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд;

- визначено діапазони змін електричних характеристик, які прийнято в якості інформаційних координат, що зумовлені зміною діелектричних властивостей об'єкта діагностики.

При дослідженні об'єкта методами математичного моделювання діелектричні властивості об'єкта моделювались за допомогою ідеального конденсатора у схемі зарядки з діелектричною проникністю $\epsilon_{\text{сеп}}$ (рис. 1).

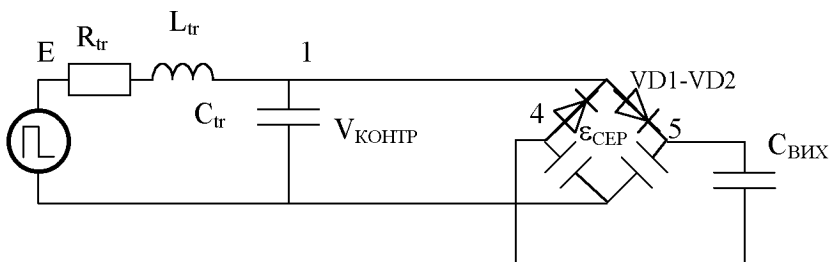


Рисунок 1 – Схема заміщення системи контролю для математичного моделювання

Зміна діелектричних характеристик об'єкта контролю впливає на параметри вимірювального кола, що викликає значні зміни його електричних характеристик.

З метою визначення інформаційно ефективних координат контролю проведено дослідження методами математичного моделювання наступних інформаційних характеристик процесу діагностики об'єкта:

- вхідний струм $i_{ВХ}$ (що вимірюється на L_{tr}),
- вхідна напруга $u_{КОНТР}$ (що вимірюється на C_{tr}),
- вихідна напруга $u_{ВИХ}$ (що вимірюється на $C_{ВИХ}$),
- час зарядки $t_{зар}$.

Результати математичного моделювання підтвердили високу чутливість запропонованої вимірювальної системи до змін діелектричної проникності середовища.

Найбільш високий рівень інформаційної ефективності контролю зміни діелектричної проникності об'єкта має час зарядки $t_{зар}$, що дозволяє вважати цей параметр основною інформаційною координатою в системі діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд.

Визначено діапазони змін електричних характеристик процесу вимірювання, тобто інформаційних координат системи діагностики, що зумовлені зміною діелектричних властивостей об'єкта контролю, методами математичного моделювання.

Проведені дослідження дозволили сформуванати базу правил або базу знань для синтезу інтелектуальної системи діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд.

Аналіз факторів впливу, що викликають зміни в стані електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд, дозволив провести їх класифікацію та виділити фактори середовища, простору, потужності (табл. 1).

Для реалізації складного багатфакторного процесу діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд доцільно використовувати архітектуру, побудовану на базі штучних нейронних мереж (рис. 2).

Таблиця 1

Фактори середовища	Температура оточуючого середовища, t , $^{\circ}\text{C}$; вологість, δ , $\%$; агресивність.
Фактори простору	Площа поверхні границі середовища, $S_{\text{пов}}$, м^2 ; об'єм, V , м^3 .
Фактори потужності	Потужність джерела; потужність випромінювання об'єкта.

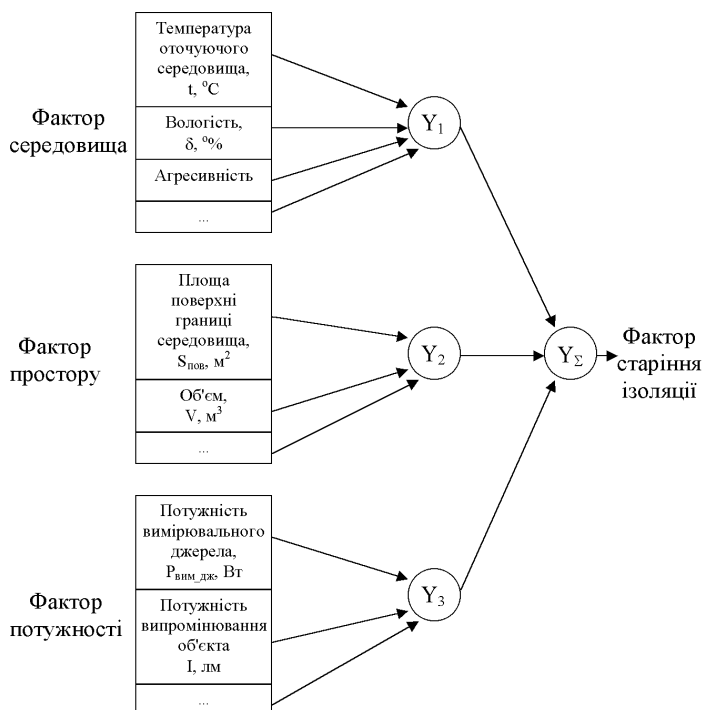


Рисунок 2 – Архітектура системи діагностики рівня старіння ізоляції на базі штучної нейронної мережі

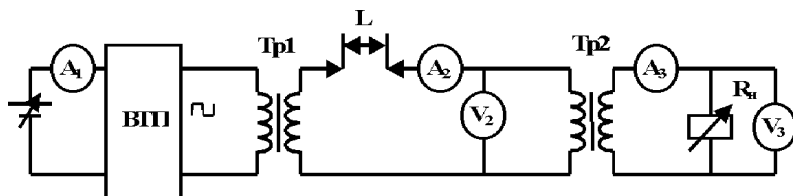


Рисунок 3 – Схема експериментального стенда для контролю об'єкта складної геометрії

На основі експериментального стенда для дослідження системи неруйнівного контролю на базі теслівських кіл (рис. 3) проведено серію випробувань, які дозволили уточнити перелік параметрів та діапазонів їх варіювання в системі неруйнівного контролю.

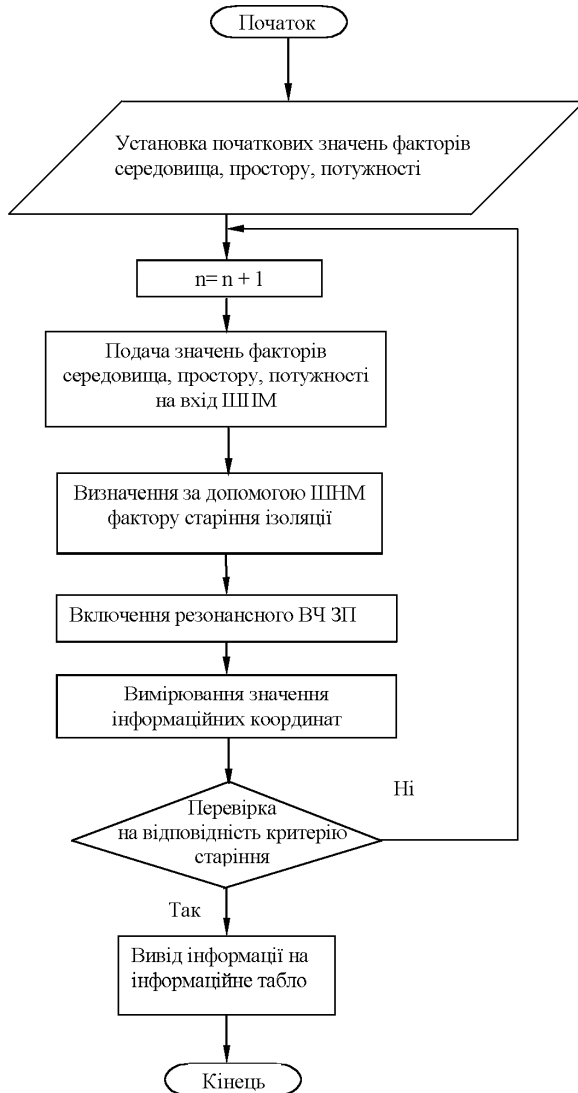


Рисунок 4 – Алгоритм роботи системи діагностики залишкового ресурсу якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд

Регулювання потужності в експериментальній схемі відбувається шляхом пакетної передачі несучої високої частоти, модульованої низькочастотними керуючими сигналами регульованої тривалості.

На основі аналізу роботи експериментального стенда для дослідження системи неруйнівного контролю на базі теслівських кіл синтезовано приблизний алгоритм роботи системи діагностики залишкового ресурсу й якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд (рис. 4).

Висновки. На основі проведеного аналізу встановлено, що відомі раніше методи неруйнівного контролю складні або неефективні.

Обґрунтовано доцільність використання теслівських кіл у системі неруйнівного контролю та діагностики стану технічних об'єктів для безконтактного методу визначення відхилень діелектричних характеристик середовищ від нормативних.

Встановлено, що основним варіантом побудови діагностичної системи залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції є використання теслівських кіл, реалізованих на основі резонансних височастотних зарядних пристроїв ємнісних накопичувачів.

Визначено електричні характеристики процесу вимірювання, які дозволять контролювати зміну діелектричних властивостей об'єкта, а їх функціонали можуть використовуватись в якості інформаційних характеристик стану об'єкта в системі діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд. Визначено діапазони змін електричних характеристик, які прийнято в якості інформаційних координат. Встановлено, що найбільш високий рівень інформаційної ефективності має час зарядки $t_{зар}$, що дозволяє вважати цей параметр основною інформаційною координатою в системі діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд.

Сформовано базу правил або базу знань для синтезу інтелектуальної системи діагностики залишкового ресурсу. Проведено класифікацію факторів впливу, що викликають зміни в стані електричної ізоляції та виділено фактори середовища, простору, потужності.

Побудовано архітектуру системи діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд на базі штучних нейронних мереж.

Розроблено алгоритми роботи системи діагностики залишкового ресурсу й якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд.

На основі аналізу математичних моделей керування електроімпульсними установками для електророзрядних технологій узагальнені основні задачі керування ЕГУ, що дозволило розробити архітектуру інформаційно-керуючого комплексу, який забезпечує підвищення ефективності ЕГУ.

Список літератури: 1. Волков И.В., Пентегов И.В. Тесловские процессы в высоковольтных высокочастотных электрических цепях // Технічна електродинаміка: Тем. випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2000. – Ч.1. – С. 7-11. 2. Мирошніченко Л.Н. Резонансные зарядные устройства емкостных накопителей энергии для унифицированных блоков ГИТ / Л.Н.Мирошніченко, А.Н. Голобородько, В.М. Рябенкий // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки. – 2004. – Ч. 7. – С. 125-129. 3. Мирошніченко Л.Н. Зарядные устройства ГИТ с промежуточным преобразованием частоты // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силовая електроніка та енергоефективність. – 2001. – Ч. 1. – С. 13-16.

Поступила в редколлегию 15.05.2007

УДК 681.51: 537.528

Н.С.НАЗАРОВА, канд.техн.наук; **Д.В.ВИННИЧЕНКО**;
И.Л.НАЗАРОВА; Институт импульсных процессов и технологий НАН
Украины; Национальный университет кораблестроения, Николаев

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ РАЗРЯДНОГО ТОКА ДЛЯ РАЗРЯДНОИМПУЛЬСНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Розроблено архітектуру автоматизованої системи вимірювання розрядного струму для розрядноімпульсних технологій в установках з рухомим електродом, яка дозволяє ефективно контролювати стан об'єкту керування.

The architecture of the automated measuring system for of discharge technology installations with a mobile rod is designed, which one allows effectively to control a condition of object of control.

Введение. В современном промышленном производстве получили широкое применение импульсные технологии, которые позволяют осуществлять концентрированное, дозированное воздействие в заданных координатах, с достижением при этом высоких удельных энергетических показателей. Среди импульсных технологий несомненные преимущества с точки зрения простоты реализации, эффективности, безопасности, высокой мощности, возможности управления процессом импульсного влияния на материалы и изделия имеют технологии, в которых используется высоковольтный электрический разряд в жидкости. Источником влияния является импульс давления, которое генерируется каналом электрического разряда, возникающего между электродами (или электродом и изделием). Техническим средством для реализации разрядноимпульсных технологий в промышленности являются электрогидроимпульсные установки (ЭГУ), которые применяются для импульсного разрушения материалов (технологии очистки отливок, снятия остаточных напряжений, разрушения негабаритов).

Дальнейшее расширение области применения разрядноимпульсных технологий требует создания эффективных устройств регулирования режима импульсного воздействия на обрабатываемые изделия высоковольтного электрического разряда в жидкости. Как показывают теоретические и экспериментальные исследования, параметры импульсного влияния определяются режимом разряда и зависят от многих факторов, таких, как параметры установки, свойства жидкости, длина излучателя (канала разряда), которая определяется длиной межэлектродного промежутка. В зависимости от технологического назначения ЭГУ острота проблем, связанных с необходимостью регулирования режима разряда, разная. Она определяется, в основном, влияниями возмущений, которые в процессе работы ЭГУ действуют на факторы, которые определяют режим разряда. С этой точки зрения острейшая проблема регулирования стоит в установках для очистки отливок и снятия остаточных напряжений, в которых общий вес изделий, загружаемых на платформу для обработки, достигает 200 т (в ЭГУ модели 36216).

В современной теории управления ЭГУ с подвижным электродом, в которых характеристики процессов, протекающих в технологическом узле, имеют случайный характер с нормальными распределениями, показана возможность использования в качестве информационных координат амплитуды разрядного тока $i_m[n]$, напряжения на канале разряда в момент замыкания плазменного канала $U_{np}[n]$ и их линейных комбинаций [1, 2].

Для дальнейшего развития теории автоматического регулирования режимов разряда в электрогидроимпульсных установках с подвижным электродом, необходимо провести синтез и создать оптимальную систему автоматического регулирования с унифицированными интерфейсами, которая будет представлять собой один из блоков многоуровневой иерархической системы управления электроимпульсными установками [3].

Целью работы является создание автоматической подсистемы измерения импульсного разрядного тока с унифицированным интерфейсом на базе программируемых однокристальных микроконтроллеров.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

- на основании анализа информационных координат технологического процесса в электрогидроимпульсных установках с подвижным электродом, разработать функциональную схему измерительной системы;
- на основе анализа современной элементной базы и требований к точности измерения информационных координат выходного вектора объекта управления, разработать архитектуру измерительного комплекса, которая позволит эффективно контролировать состояние объекта.

Анализ проблемы. Анализ математической модели системы автомати-

ческого регулирования электрогидроимпульсных установок [1] показал, что в качестве информационной координаты можно использовать текущую реализацию случайной величины $U_{\text{пр}}[n]/i_m[n]$, которая имеет меньшую дисперсию, что позволяет повысить точность оценки состояния объекта регулирования. Там же показано, что она определяется только активной стадией разряда и не зависит от стадии формирования канала разряда, которая имеет стохастическую природу, что позволяет уменьшить погрешность оценки состояния объекта регулирования (зона достоверной оценки исходной координаты уменьшается до 22 % от номинальной величины, в сравнении с 39 % в известных устройствах).

Выходные координаты $U_{\text{пр}}[n]/i_m[n]$ и $ki_m[n]$ имеют корреляционную связь с коэффициентом корреляции близким к минус единице [2]. Это обусловило возможность использования информационной координаты

$$\Sigma[n] = (U_{\text{пр}}[n]/i_m[n] + ki_m[n])/2,$$

имеющей по результатам последних экспериментальных данных наименьшую дисперсию. Среднеквадратичное отклонение этой величины находится в пределах от 2 до 4 % от номинальной величины в границах области технологического процесса.

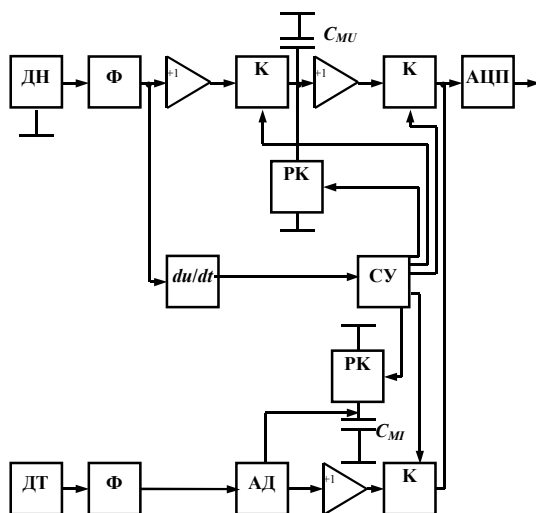
Таким образом, входными данными измерительной системы являются сигналы с датчиков напряжения и разрядного тока. Разработанная авторами функциональная схема включает в себя аналоговую и цифровую части, управление которыми осуществляется программно автоматической системой управления СУ. Аналоговая часть представлена на рисунке.

На схеме обозначены датчик напряжения (ДН), фильтр (Ф), высокоомные повторители (+1), ключи (К), разрядные ключи (РК), накопительные конденсаторы (C_M), дифференциатор (du/dt), амплитудный детектор (АД), система управления (СУ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), который является блоком, сопрягающим аналоговую и цифровую части измерительного комплекса.

Для получения значения напряжения на канале разряда в момент замыкания плазменного канала $U_{\text{пр}}[n]$ используется измерительный тракт, включающий в себя ДН, ФНЧ, C_{MU} – на котором запоминается значение напряжения в момент резкого увеличения сигнала с дифференциатора (du/dt). Для измерения разрядного тока используется бесконтактный датчик тока, основанный на эффекте Холла (датчик Холла). Амплитудное значение разрядного тока запоминается на C_{MB} , на который поступает от ДТ через ФНЧ и АД. После обработки сохраненных сигналов с обоих каналов запоминающие конденсаторы разряжаются с помощью разрядных ключей, управляемых СУ. Представленная схема предполагает мультиплексированный вход АЦП.

Для разработки архитектуры измерительного комплекса был проведен анализ современной элементной базы и требований к точности измерения информационных координат выходного вектора объекта управления. Анализ

показал, что точность измерения информационных координат должна быть не менее 1 % максимального значения измеряемых величин. Это достаточное условие для эффективной работы системы автоматического управления режимом разряда в ЭГУ с подвижным электродом. Для экспериментальных исследований информационных координат желательно поднять точность измерений на порядок. Современная элементная база позволяет использовать многоразрядные АЦП с пониженным энергопотреблением и высокой точностью измерений. Основным требованием для экспериментальных исследований является высокое быстродействие системы (1,25 миллионов операций в секунду). Немаловажным требованием является необходимость сохранения большого массива данных (128 килобайт), которые поступают с указанной выше скоростью. Для обеспечения этого требования используется внешнее 16-ти разрядное статическое оперативное запоминающее устройство с механизмом прямого доступа к памяти (ПДП). Для экспериментальных исследований мониторинг процессов в объекте управления должен осуществляться с помощью персонального компьютера.



Структурная схема измерителя параметров импульсов

Для обеспечения этих требований авторами разработана архитектура измерительного комплекса со следующими параметрами:

- ядро вычислительной системы – 8-ми разрядный микроконтроллер ATmega128 с тактовой частотой 16 МГц;
- 12-ти разрядный АЦП AD7492 с быстродействием 1,25 млн. счетов в секунду;
- два кристалла статического ОЗУ KM68512 с циклом записи/чтения 50

- нс, организованных как 65536 слов 16 разрядов каждое;
- разрядность интерфейсов: – 16-ти разрядная шина данных и 20 разрядная шина адреса;
- USB-UART преобразователь FT232BM или MAX232 для организации интерфейса между ПК и устройством.

Выводы. Разработана архитектура автоматизированной измерительной системы для разрядноимпульсных технологий в установках с подвижным электродом, которая позволяет эффективно контролировать состояние объекта управления.

Список литературы: 1. Вовк И.Т., Овчинникова Л.Э., Назарова Н.С. Синтез модели управления режимом высоковольтного разряда в жидкости // Сборник научных работ УДМТУ, Николаев. – 2000. – № 1 (366). – С. 128-135. 2. Назарова Н.С. Анализ статистической эффективности координат выходного вектора объекта управления // Сборник научных работ УДМТУ, Николаев. – 2001. – 1 (373). – С. 130-137. 3. Назарова Н.С., Овчинникова Л.Е., Винниченко Д.В. Разработка информационно-управляющего комплекса для разрядноимпульсных технологий // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг, – Харків: НТУ «ХПІ». – 2006. – № 37. – С. 156-164. 4. Вовк И.Т., Вовченко А.И., Назарова Н.С. Управление электрогидроимпульсными установками // Техническая электродинамика. Тематический вып. «Проблемы современной электротехники», Киев. – 2002. – Ч. 9. – С. 28-31.

Поступила в редколлегию 22.06.2007.

УДК 621.317.32.027

Ю.С.НЕМЧЕНКО, НТУ «ХПИ»

ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

У статті наведені підсумки розробки в НДПКІ «Молнія» нестандартизованих засобів виміру імпульсних магнітних полів електророзрядних установок (ЕРУ), використовуваних для випробувань технічних засобів (ТЗ) на молнієстійкість. За період з 1972 по 2004 роки проводилася теоретична розробка різних типів засобів вимірювальної техніки, їх створення та метрологічна атестація. У результаті цієї роботи було створено більш ніж 30 типів цих ЗВТ, у тому числі кілька типів широкополосних ЗВТ.

The results of the development are brought in article in RDDI «Molniya» NTU «KPI» not standard facilities of the measurement by pulsed electromagnetic flap electrorazryadnykh installation, used for test the technical facilities on molniiestoykost. For period with 1972 on 2004 was conducted theoretical development of the different types of the facilities of the measuring technology, their creation and metrological qualification. As a result of this work was created more than 40 types of the facilities of the measuring technology, including several types broadband.

Введение. На Объекте национального достояния Украины – Экспериментальной базе (ЭБ) Научно-исследовательского и проектно-конструкторского института «Молния» (НИПКИ «Молния») Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» (НТУ «ХПИ») эксплуатируется более 10 высоковольтных электроразрядных установок (ЭРУ), моделирующих мощные электромагнитные помехи (МЭП) естественного и искусственного происхождения, например, молниевые разряды, разряды статического электричества и др.

Эти ЭРУ предназначены для испытания технических средств (ТС), содержащих электрическое, электронное и радиотехническое оборудование и блоки, на стойкость к МЭП и выработки методов и средств защиты ТС от МЭП в рамках решения нашей основной задачи – проверки и обеспечения электромагнитной совместимости ТС.

АВД магнитных полей молниевых разряда. Одним из поражающих факторов МЭП являются импульсные магнитные поля, имеющие чрезвычайно широкий амплитудно-временной диапазон (АВД). Рассмотрим это на примере одного из наиболее тяжелых поражающих факторов, а именно, на молниевом разряде. В соответствии с международно принятой в высоковольтной импульсной технике методикой молниевый разряд аппроксимируется униполярным импульсом биэкспоненциальной формы, рис. 1.

Такой импульс характеризуется тремя параметрами [1]:

- амплитудой A_m ;
 - длительностью фронта $T_\phi = T_{0,9} - T_{0,1}$;
 - длительностью полуспада $T_c = T_{0,5}$
- и записывается как импульс формы T_ϕ / T_c , мкс.

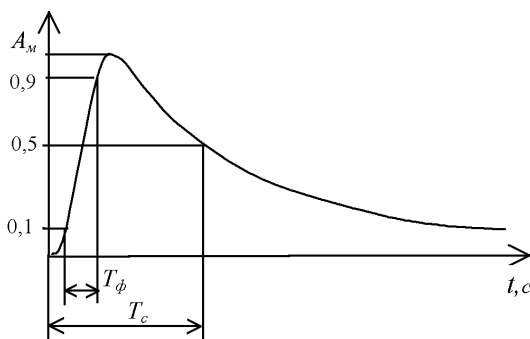


Рисунок 1 – Импульс молниевых разряда

Исходя из этой информации, рассмотрим различные версии АВД молниевых разряда, приводимые в ныне действующих нормативных документах

этой области, а именно:

- испытательный импульс магнитного поля формы 2/50 мкс по ГОСТ 30585-98 (ДСТУ 3681-98) [2], п.6.2.2;

- испытательный импульс электромагнитного поля (ГЭМИ) формы 0,1/1 мкс [2], п.6.2.3;

- испытательный импульс магнитного поля вдали от канала прямого удара молнии формы 6,4/16 мкс [3, 4];

- импульс прямого удара молнии амплитудой 200 кА по КТ-ВВФ/DO-160D/ED-14D [5], применяемый при испытаниях на ЭМС самолетов (рис. 2). Он содержит четыре фрагмента (А, В, С и D), причем при испытаниях могут использоваться как отдельные фрагменты, так и их различные комбинации.

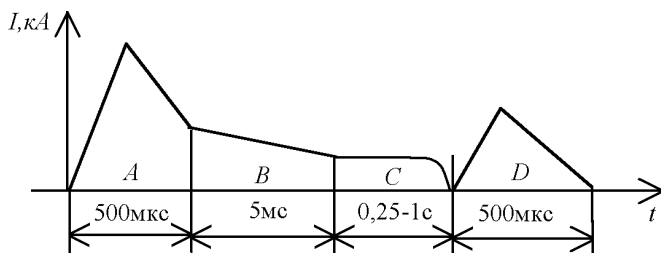


Рисунок 2 – Испытательный импульс для самолетов

Импульсы тока молнии генерируют импульсы магнитного поля с формой, идентичной форме тока, и убывающей амплитудой по мере удаления от канала молнии. В табл. 1 приведены АВД магнитных полей молниевых разряда различных форм.

Таблица 1 – Амплитудно-временные диапазоны магнитных полей молниевых разряда

Вид магнитного поля	Диапазон, амплитудное значение, H_m , А/м	Длительность фронта, T_{ϕ}^u , мкс	Длительность полуспада, T_c^u , мкс
по п.6.2.2 ГОСТ 30585	50 – 300	$2 \pm 20 \%$	$50 \pm 20 \%$
по п.6.2.3 ГОСТ 30585	40 – 250	$0,1 \pm 30 \%$	$1,0 \pm 20 \%$
по ДСТУ 2626 –94	100 – 1000	$6,4 \pm 20 \%$	$16 \pm 20 \%$
по DO-160C (фрагмент А)	100 – 10000	до 50	до 500
по DO-160C (фр.А + фр.В)	100 – 10000	до 50	до $5 \cdot 10^3$

Таким образом, суммарный АВД всех видов испытательных импульсных магнитных полей (ИМП) лежит в пределах:

- по амплитуде H_m от 40 до 10000 А/м;
- по временным параметрам от 0,1 мкс до 5 мс.

Отдельной проблемой является измерение магнитных полей, проникающих при испытаниях ТС внутрь их корпусов (назовем их внутренние магнитные поля (ВМП)) и вызывающих сбои и даже отказы в работе ТС.

Формы ВМП зависят от экранирующих свойств корпуса ТС [6], а именно от габаритов, толщины и электрофизических свойств материала корпуса, а также наличия в корпусе ТС неоднородностей (дверей, люков, швов, неэкранированных вводов и т.д.).

Идеализированная форма ВМП приведена на рис.3, где фрагмент А – это импульс от ИМП, проникший внутрь корпуса ТС через неоднородности (по форме он повторяет импульс ИМП). Фрагмент В – это импульс ЭМП, проникший внутрь корпуса ТС через стенки корпуса (эта компонента обычно трансформирует ИМП в более низкочастотную область).

АВД импульсов внутри корпусов ТС могут иметь следующие значения:

- амплитуда, $H_m^{вн}$ – от 0,1 А/м до H_m (ИМП);
- длительность фронта, $T_{\phi}^{вн} = T_{\phi}^u$;
- длительность импульса, $T_c^{вн}$ – до 100 мс,

где $H_m^{вн}$ – напряженность магнитного поля внутри корпуса ТС;

$T_{\phi}^{вн}$ – длительность фронта импульса внутри корпуса ТС;

T_{ϕ}^u – длительность фронта исходного импульса (вне корпуса ТС);

$T_c^{вн}$ – длительность спада импульса внутри корпуса ТС.

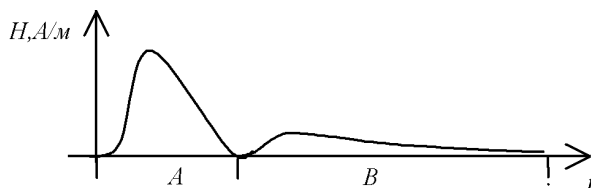


Рисунок 3 – Идеализированная форма ВМП

Таким образом, исходные требования к средствам измерительной техники (СИТ) импульсных магнитных полей молниевых разрядов как снаружи, так и внутри корпусов испытываемых ТС, можно сформулировать следующим образом:

- амплитудный диапазон измеряемых полей – от 0,1 до 10000 А/м;
- временной диапазон измеряемых полей – от 0,1 мкс до 100 мс.

Средства измерения импульсных магнитных полей. В семидесятые годы прошлого века в НИПКИ «Молния» начались интенсивные разработки, изготовление и поставки в различные организации СССР высоковольтных ЭРУ мощных электромагнитных помех. Все эти ЭРУ должны были комплек-

товаться штатным измерительным комплексом, обязательно имеющим в своем составе СИТ импульсных магнитных полей (ИНМП).

К сожалению, и тогда и сейчас отечественная промышленность не выпускала такого рода СИТ, а также отсутствовали серьезные теоретические работы по ИНМП. Поэтому мы начали самостоятельно вести всесторонние работы в этой области, которые завершились созданием более 40 видов ИНМП различного назначения, которыми и были оснащены не только ЭРУ нашей ЭБ, но и ЭРУ других организаций СССР. Это связано с тем, что разработанные нами ИНМП характеризуются следующим:

- суммарный амплитудный диапазон – от 0,1 А/м до 10^7 А/м;
- суммарный временной диапазон – от 1 нс до 100 мс;
- все разработанные ИНМП прошли метрологическую аттестацию в органах Госстандарта СССР и Украины.

Краткие сведения о наших разработках в этой области приведены в [7].

В НИПКИ «Молния» для измерения импульсных магнитных полей применяются ИНМП с индукционным измерительным преобразователем (ИП). Этот тип измерителей был отобран из других видов [8] по ряду существенных преимуществ, а именно:

- слабой зависимостью его метрологических характеристик (МХ) от климатических факторов, что особенно существенно для работы в составе ЭРУ, расположенных на открытом воздухе;
- простотой конструкцией и легкостью в эксплуатации;
- широким АВД, полностью перекрывающим АВД практически любых измеряемых магнитных полей.

Для иллюстрации вышеизложенного на рис. 4 приведен общий вид одного из ИНМП, а именно ИНМП-2С микросекундного диапазона, на рис. 5 – блок-схема, поясняющая принцип работы ИНМП.

Теория работы ИНМП. Схематично ИНМП содержит индукционный измерительный преобразователь (ИП), соединяемый через интегратор (И) при помощи линии передачи информации (ЛПИ) с регистратором (Р). ИП – это рамочная антенна круглой формы, помещаемая в измеряемое магнитное поле $\vec{H}_u(t)$.

Э.д.с., наводимая при этом в ИП, определяется по закону электромагнитной индукции:

$$e_n = -\mu_o \mu_r s w \frac{dH_u(t)}{dt} \cos \varphi, \quad (1)$$

где $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;

μ_k – относительная магнитная проницаемость материала сердечника ИП;

s – площадь ИП, м²;

w – количество витков ИП;

φ – угол между направлением $\vec{H}_u$ и нормалью к плоскости ИП.



Рисунок 4 – Измеритель напряженности импульсных магнитных полей ИНМП-2С

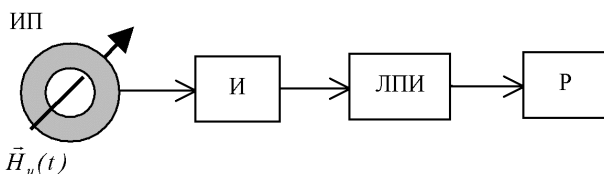


Рисунок 5 – Блок-схема ИНМП-2С: ИП – измерительный преобразователь; И – интегратор; ЛПИ – линия передачи информации; Р – регистратор; $\vec{H}_u(t)$ – измеряемое магнитное поле

Так как $\varepsilon_n \sim \frac{d\vec{H}_u(t)}{dt}$, то для получения истинной формы измеряемого магнитного поля сигнал с выхода ИП пропускают через интегратор И. На рис. 6 приведена схема замещения ИП, где L_n , R_n , C_n – собственные параметры ИП, а R_0 – входное сопротивление последующих цепей.

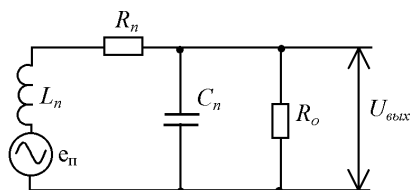


Рисунок 6 – Схема замещения измерительного преобразователя

Связь между э.д.с. e_n и напряжением на выходе ИП $U_{вых}$, описывается уравнением:

$$e_n = L_n C_n \frac{d^2 U_{\text{вых}}}{dt^2} + \left(\frac{L_n}{R_n} + R_n C_n \right) \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} + \left(1 + \frac{R_n}{R_o} \right) U_{\text{вых}}. \quad (2)$$

Из (2) видно, что ИП является измерителем второго порядка и, вследствие этого, напряжение на его выходе содержит колебательные или апериодические составляющие, наложенные на основной импульс. Для того, чтобы сознательно использовать вытекающую из этого уравнения информацию, необходимо предъявить требования к метрологическим характеристикам (МХ) измерителя. В соответствии с ГОСТ 8.256-77 [9], к МХ, которые нас интересуют в первую очередь, относятся параметры переходной характеристики (ПХ) измерителя, а именно:

- форма ПХ;
- время нарастания ПХ – $T_n^{\text{ПХ}}$;
- постоянная времени спада ПХ – $T_c^{\text{ПХ}}$;
- коэффициент преобразования $K_n = \frac{U_{\text{вых}}}{H_u}$,

где $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе ИНМП при измерении магнитных полей с напряженностью H_u .

Из опыта эксплуатации ИНМП следует, что для получения максимальной точности измерений форма ПХ должна быть гладкой (то есть не содержать никаких аномалий) и математически простой.

Исходя из того, что поля, генерируемые ЭРУ, имеют форму биэкспоненциальных импульсов, ПХ ИНМП должна быть такой же формы, и в таком случае параметры ИНМП можно охарактеризовать простыми соотношениями:

$$T_\phi \geq (3 \div 5) T_n^{\text{ПХ}}; \quad (3)$$

$$T_u \geq (10 \div 50) T_c^{\text{ПХ}}; \quad (4)$$

$$m_y^{\min} \geq \frac{K_n H_u}{3}, \quad (5)$$

где T_ϕ , T_c – длительность фронта и спада измеряемых импульсов магнитного поля напряженностью H_u ;

$m_y^{\min}$ – минимальная чувствительность регистратора, чаще всего электронного осциллографа.

Подставляя в (2) э.д.с. в виде одиночного скачка, то есть $e_n = 1(t)$, получим уравнения ПХ для ИП:

$$U'_{\text{вых}} = \frac{R_o}{R_o + R_n} \left[1 + \frac{1}{p_1 - p_2} (p_2 e^{-p_1 t} - p_1 e^{-p_2 t}) \right], \quad (6)$$

где p_1 и p_2 – корни характеристического уравнения:

$$p^2 + ap + b = 0; \quad (7)$$

$$a = \frac{1}{C_n R_o} + \frac{R_n}{L_n}; \quad (8)$$

$$b = \frac{R_o + R_n}{C_n L_n R_n}; \quad (9)$$

$$p_{1,2} = -\frac{a}{2} \pm \sqrt{\frac{a^2}{4} - b}. \quad (10)$$

При $a^2/4 < b$ корни p_1 и p_2 будут комплексными, а ПХ – колебательной, при $a^2/4 > b$ корни p_1 и p_2 будут действительными, а ПХ – аperiodической. Минимальными по степени деформации измеряемого импульса будут ИП с критически согласованной ПХ (при $a^2/4 = b$ и $p_1 = p_2$), описываемой уравнением:

$$U'_{\text{вых}} = \frac{R_o}{R_o + R_n} \left[1 - \left(1 + \frac{at}{2} \right) e^{-\frac{at}{2}} \right]. \quad (11)$$

Параметр $a = 2/\sqrt{L_n C_n}$ (при $R_o \gg R_n$) является одной из важнейших характеристик ИП, так как характеризует время нарастания ПХ, определяемое по формуле:

$$T_n^{\text{ПХ}} = 3,35 \sqrt{L_n C_n}. \quad (12)$$

Таким образом, из рассмотрения уравнений (6) ÷ (12) можно утверждать, что параметры ИП определяют, в первую очередь, $T_n^{\text{ПХ}}$ переходной характеристики, то есть возможность измерения высокоскоростной составляющей измеряемого импульса – его фронта T_ϕ .

Для получения на выходе ИНМП сигнала, пропорционального H_u , необходимо сигнал с ИП проинтегрировать. Существуют два простых способа интегрирования:

- 1) с использованием элементов ИП (RL -интегрирование), рис. 7;
- 2) с внешним RC -интегратором, рис. 8.

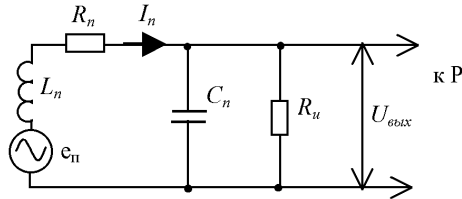


Рисунок 7 – Схема замещения ИНМП с RL -интегратором (самоинтегрирующий ИП)

В первом случае необходимо выполнить условия:

$$L_n \frac{di_n}{dt} \gg (R_n + R_u) i_n; \quad (13)$$

$$C_n \rightarrow 0.$$

При этом оказывается, что

$$e_n = K_{ин} \frac{dH_u}{dt} = L_n \frac{di_n}{dt}, \quad (14)$$

где $K_{ин}$ – коэффициент пропорциональности, включающий в себя параметры по (1), то есть $i_n \sim H_u$, а, следовательно, $U_{вых} = i_n R_u \sim H_u$. Такого рода ИП называют самоинтегрирующими с постоянной интегрирования

$$T_{инт}^{RL-c} = \frac{L_n}{R_u + R_n}. \quad (15)$$

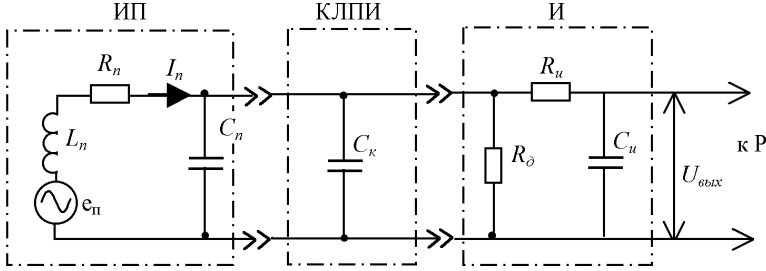


Рисунок 8 – Схема замещения ИНМП с внешним RC-интегратором (несамоинтегрирующий ИП)

Условия малоискаженного измерения формы биэкспоненциальных импульсов магнитного поля вида $H_u = H_{max}(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$, характерных для ЭРУ большой энергии, самоинтегрирующими ИП, можно выразить как:

$$R_u C_n \ll \frac{1}{\beta}; \quad (16)$$

$$T_{инт}^{RL-c} \ll \frac{1}{\alpha}.$$

У несамоинтегрирующих ИП на выход включают RC-цепочку, тогда при выполнении условий:

$$U_{Ru} \gg U_{Cu}; \quad U_{Ru} \gg U_{Ln}; \quad R_u \gg R_n; \quad C_n \rightarrow 0, \quad (17)$$

$$i_n = \frac{e_n}{R_n} = \frac{K_{ин}}{R_u} \frac{dH_u}{dt}; \quad (18)$$

$$U_{Cu} = \frac{1}{C_u} \int i_n dt = \frac{K_{ин}}{R_u C_u}, \quad (19)$$

где $R_u C_u = T_{инт}^{RC-n}$ – постоянная интегрирования RC-интегратора несамоинтегрирующего ИП.

Таким образом, способность ИНМП измерять низкоскоростную составляющую измеряемого импульса магнитного поля определяется постоянной времени спада ПХ $T_c^{ПХ}$, то есть постоянной интегрирования $T_{инт}^{RC-n}$.

Коэффициент преобразования ИП обоих видов определяется по формуле

$$K_n = \frac{U_{вых}}{H_{max}} = \frac{\mu_o \mu_r S w \cdot \cos \varphi}{T_{инт}}, \quad (20)$$

где $U_{вых}$ – напряжение на входе осциллографа (выходное напряжение ИП), В;

H_{max} – амплитуда напряженности измеряемого магнитного поля, А/м;

$T_{инт} = T_{инт}^{RL-c}$ для самоинтегрирующих ИП и $T_{инт} = T_{инт}^{RC-n}$ для несамоинтегрирующих ИП

Для определения области применения ИНМП с ИП обоих видов необходимо их сравнить по чувствительности и возможности удовлетворения условиям (16), (20) при измерениях магнитных полей с различными временными характеристиками:

При измерении полей с наносекундными фронтами несамоинтегрирующие ИП должны иметь малую индуктивность L_n , то есть малый параметр $S \cdot w$ и, значит, малую чувствительность. В то же время у самоинтегрирующих ИП время нарастания ПХ не зависит от L_n , а, следовательно, параметры $S \cdot w$ и K_n могут быть достаточно велики.

При измерении полей миллисекундной длительности у самоинтегрирующих ИП невозможно выполнить условие $T_u \gg T_c^{ПХ}$ (4), так как даже при сопротивлении внешней подключаемой цепи $R_o \rightarrow \infty$, постоянная интегрирования $T_{инт}^{RL-c}$ не может достигнуть большой величины (15). В то же время у ИНМП с RC-интегратором условие $T_u \gg T_c^{ПХ}$ легко выполнимо.

Исходя из приведенных предпосылок можно сделать вывод, что:

1) для измерения магнитных полей наносекундного диапазона предпочтительны ИНМП с самоинтегрирующими ИП, а для измерения магнитных полей микро- и миллисекундного диапазона – ИНМП с RC-интегратором;

2) применение ферритовых сердечников для повышения чувствительности самоинтегрирующих ИП (K_n^c) и несамоинтегрирующих ИП (K_n^n) за счет большого μ_r нежелательно, так как зависимость $\mu_r = f(H_u, w)$ может приводить к нелинейным искажениям выходного сигнала ИНМП, а, кроме того, магнитное поле в зоне измерения значительно искажается.

После изложенной преамбулы по теории ИНМП с ИП перейдем к рассмотрению конструктивных параметров ИНМП для измерения магнитных полей по табл. 1, а также ВМП.

Даже поверхностный анализ уравнения (20) показывает, что нереально создать образец ИНМП, пригодный для измерения вышеуказанных магнитных полей. Охватить весь АВД магнитных помех молниевых разрядов можно

только комплектом ИНМП, состоящим из ИНМП для измерения отдельных участков измеряемых полей. Наибольшую сложность в этом случае носит процесс «сшивания» результатов измерения отдельными ИНМП, а, следовательно, и погрешности такого измерения будут достаточно велики. Эта сложная задача была решена в нашем институте после создания широкополосного ИНМП-Ш, который позволил одним прибором измерять импульсы магнитного поля с очень широким АВД [6]. Пояснительная электрическая схема ИНМП-В приведена на рис. 9.

Принцип построения широкополосных ИНМП. Измеритель содержит два независимых канала: канал измерения фронта импульса – ИНМП-ВФ и канал измерения длительности импульса – ИНМП-ВС. Канал ИНМП-ВФ достоверно измеряет форму импульса в диапазоне времен от единиц наносекунд до 10 мкс, а канал ИНМП-ВС – в диапазоне времен от 10 мкс до нескольких десятков миллисекунд. Канал ИНМП-ВФ построен по схеме ИНМП с RL -интегратором (элементы $R1, L1$), а канал ИНМП-ВС – по схеме с RC -интегратором (элементы $L2, C1, R5$).

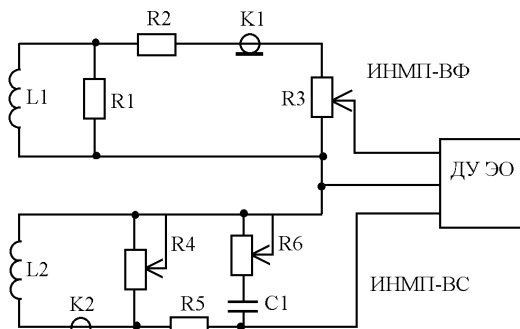


Рисунок 9 – Схема широкополосного ИНМП

Рассмотрим принцип работы ИНМП-Ш на примере измерения импульсов магнитного поля ЭРУ, у которых крутой фронт и очень большой спад, то есть $H(t) = K_m H_{\max} (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t})$, а $\beta / \alpha \geq 10^5 \div 10^6$. Напряжение на выходе каналов ИНМП-ВФ и ИНМП-ВС в этом случае можно записать как:

$$U_\phi = K_m^\phi (e^{-t/T_u^\phi} - e^{-\beta t}); \quad (21)$$

$$U_c = K_m^c (e^{-\alpha t} - e^{-t/T_n^c}), \quad (22)$$

где T_u^ϕ – постоянная интегрирования канала фронта;

T_n^c – постоянная времени нарастания переходной характеристики канала спада импульса;

K_M, K_M^ϕ, K_M^c – коэффициенты формы, позволяющие довести уровни импульсов до единицы при «сшивании» импульсов.

Сумма обоих сигналов

$$U_{\text{вых}} = K_M^\phi e^{t/T_n^\phi} - K_M^\phi e^{-\beta t} + K_M^c e^{-\alpha t} + K_M^c e^{t/T_n^c}. \quad (23)$$

При выполнении условий:

$$T_n^\phi = T_n^c; \quad (24)$$

$$K_M^\phi = K_M^c; \quad (25)$$

$$U_{\text{вых}} = K_M^\phi (e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \sim H(t). \quad (26)$$

Таким образом, для реализации (26) необходимо, чтобы амплитуды сигналов с выходов обоих каналов были одинаковы (условие (25)), а формы сигналов на спаде импульса канала ИНМП-ВФ и фронта импульса канала ИНМП-ВС совпадали (условие (24)). Реализация условия (24) достигается путем плавного изменения T_n^ϕ при $T_n^c = \text{const}$ переменным резистором $R4$, уменьшение величины которого приводит к «завалу» переходной характеристики ИНМП-ВС, то есть к росту T_n^c . Реализация условия (25) осуществляется изменением U_ϕ резистором $R3$ при $U_c = \text{const}$. Сложение сигналов U_ϕ и U_c производится в дифференциальном усилителе осциллографа (ДУ ЭО).

На рис. 10 приведены осциллограммы, иллюстрирующие работу ИНМП-Ш при измерениях импульсов магнитного поля прямоугольной формы (кривая 4). Кривая 2 представляет собой сигнал U_ϕ , кривая 1 – сигнал U_c , а кривая 3 – $U_\phi + U_c$.

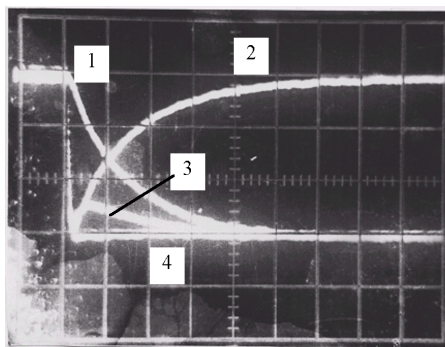


Рисунок 10 – Иллюстрация работы ИНМП-Ш

Из-за некоторого отличия формы реальных сигналов U_ϕ и U_c от описанных уравнениями (21) и (22), в месте их стыка наблюдается небольшой провал, который устраняется при настройке измерителя корректирующим резистором $R6$ (кривая 4).

Конструктивно блок измерительных преобразователей ИНМП-Ш пред-

ставляет собой два соосных и параллельных друг другу одинаковых по габаритам ИП (ИП-Ф и ИП-С), закрепленных на расстоянии d , где d – диаметр ИП. В разных конструкциях ИНМП-Ш его значение варьируется от 100 до 200 мм.

В первых конструкциях ИНМП-Ш передача информации от ИП к Р осуществлялась по триаксиальному измерительному кабелю марки РК с дополнительной оплеткой типа ПМЛ 10х16 длиной 10-50 м, что снижало помехозащищенность измерителя при измерениях магнитных полей ЭРУ, генерирующих мощные помехонесущие электрические поля: измерительный кабель в этом плане являлся наиболее слабым звеном измерительной цепи. Для устранения этого недостатка кабельная линия передачи информации в дальнейшем была заменена на волоконно-оптическую (ВОЛС) на световоде марки КП-1 с диаметром внутренней жилы 1 мм и длиной до 200 м. На рис. 11 приведена блок-схема ИНМП-Ш с ВОЛС.

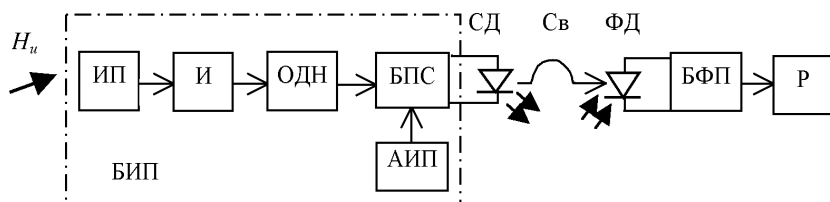


Рисунок 11 – Блок-схема ИНМП-Ш с ВОЛС

Схема работает следующим образом. Сигнал с ИП, помещенного в измеряемое магнитное поле H_u , через интегратор (И) и омический делитель напряжения (ОДН) поступает на вход блока преобразования электрического сигнала в световой (БПС). Все эти элементы, включая автономный источник питания (АИП), составляют блок индукционного преобразователя (БИП). Сигнал в БПС преобразуется в пропорциональный ему по интенсивности световой сигнал – на выходе БПС стоит излучающий светодиод АЛ-139. К окну светодиода подстыковывается гибкий моносветовод (Св) типа КП-1 длиной до 200 м. На выходе Св установлен фотоприемник (БФП) с фотодиодом типа ФД-227, в котором происходит обратное преобразование светового сигнала в пропорциональный ему электрический сигнал и дальнейшее усиление до уровня, достаточного для работы осциллографа любого типа. Элементы БПС+Св+БФП образуют волоконно-оптическую линию связи (ВОЛС).

И в заключение необходимо сказать, что в НИПКИ «Молния» было разработано несколько типов ИНМП-Ш; характеристики некоторых из них приведены в табл. 2.

Общий вид измерителя с ВОЛС типа ИНМП-ЛГ показан на рис.12.

Таблица 2 – Характеристики ИНМП-Ш

Тип ИНМП- Ш	Назначение	Амплитуд- ный диапа- зон, А/м	Временной диапазон	Вид ЛПИ	Габариты БИП, мм
ИНМП- В1Т	Измерение ИМП по трем координатам	10 – 1000	40 нс – 10 мс	кабельная $\ell=50$ м	$250 \times 250 \times$ $\times 250$
ИНМП- ЭТ	Измерение ВМП по трем координатам	0,1 – 100	50 нс – 100 мс	кабельная $\ell=50$ м	$250 \times 250 \times$ $\times 250$
ИНМП- ЛГ	Измерение ИМП по одной координате	100 – 3000	20 нс – 100 мс	ВОЛС $\ell=100$ м	$120 \times 120 \times$ $\times 250$

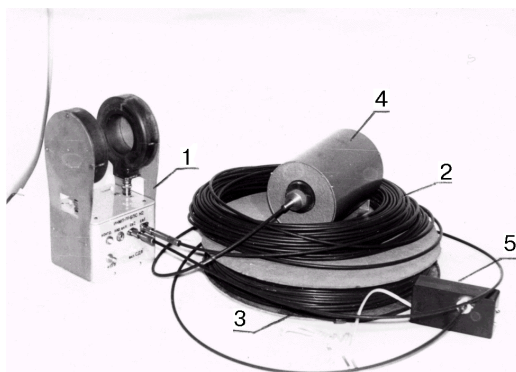


Рисунок 12 – Общий вид ИНМП-ЛГ с ВОЛС: 1 – БИП; 2 – волоконный световод Св канала измерения; 3 – волоконный световод Св канала дистанционного включения БИП; 4 – БФП; 5 – блок дистанционного включения БИП.

Список литературы: 1. Техника высоких напряжений // Под ред. *М.В.Костенко*. – М.: «Высшая школа», 1973. 2. ГОСТ 30585-98 (ДСТУ 3681-98). Совместимость технических средств электромагнитная. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний. 3. IEC 61000-4-5. Electromagnetic compatibility (EMC). – Part 4. – Testing and measurement techniques. Section 5: Surge immunity test. First edition 1. 4. ДСТУ 2626-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до імпульсного магнітного поля. Технічні вимоги і методи випробувань. 5. Квалификационные требования КТ-ВВФ/DO-160D/ED-14D/. Условия эксплуатации окружающей среды для бортового авиационного оборудования (Внешние воздействующие факторы – ВВФ). Требования, нормы и методы испытаний. Раздел 23.0 Прямое воздействие молнии. 6. *Каден Г.* Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике связи. – Пер. с немецкого В.М. Лаврова, ГЭИ, М.-Л.: 1957. – 327 с. 7. *Лантушко Б.Н., Лесной И.П., Немченко Ю.С.* Средства измерения напряженности импульсных электрических, магнитных полей, токов и напряжений // Вестник НТУ «ХПИ». Электроэнергетика и преобразовательная техника: Сб. научных трудов. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2002. – № 7. – С. 127-129. 8. *Немченко Ю.С., Лесной И.П., Лантушко Б.Н., Князев В.В.* Метрологическое обеспечение

эксплуатации высоковольтных импульсных электроразрядных установок // Вестник НТУ «ХПИ». Электроэнергетика и преобразовательная техника: Сб. научных трудов. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2004, №35. – С. 29-54. 9. ГОСТ 8.256-77. Государственная система измерений. Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерений. Основные положения.

Поступила в редколлегию 29.05.2007.

УДК 621.317.39

Ю.С.НЕМЧЕНКО; Л.М.БОЛотова; Ю.Н.ГИРКА; НТУ «ХПИ»

МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ АТТЕСТАЦИИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

У статті розглядаються особливості підбору полеутворюючих систем для метрологічної атестації засобів вимірювання магнітних полів розробки НДПКІ «Молнія». Особлива увага приділена питанню похибки вимірювання магнітного поля, яка пов'язана з вибором місця розташування вимірної перетворювача в робочому об'ємі полеутворюючої системи. Наведено приклад метрологічної атестації конкретного вимірника напруженості магнітного поля.

In this article, peculiarities of selection of field forming system for metrological certification of measuring means of magnetic fields developed in RDI «Molniya» are considered. Special attention is given to the question of measurement error of magnetic field connected with the choice of position of measuring transducer in the working volume of field-forming system. Example of metrological certification of particular magnetic field intensity meter is considered.

За время интенсивной эксплуатации высоковольтных электроразрядных установок (ЭРУ) НИПКИ «Молния» было создано большое количество уникальных средств измерения текущих и выходных параметров ЭРУ, в том числе более 40 типов средств измерения импульсных магнитных полей (ИНМП).

Такое большое количество ИНМП [1] необходимо было для суммарного перекрытия чрезвычайно широкого амплитудно-временного диапазона (АВД) ЭРУ, а так же АВД магнитных полей, проникающих извне в испытываемые технические средства (ТС).

В реальности этот АВД составляет по амплитудам от 0,1 А/м до 10^7 А/м, а по времени 1 нс – 0,1 с, то есть для измерения этих АВД необходимы ИНМП, перекрывающие 8 порядков как по амплитуде, так и по времени. Измеритель для перекрытия всего АВД практически сделать невозможно, поэтому и было разработано большое количество ИНМП, дискретно перекрывающих весь требуемый АВД ЭРУ. ИНМП, предназначенные для измерения

Н-полей наносекундного диапазона, имеют шифр ИНМП-3Х; для микросекундного диапазона – ИНМП-2С; для миллисекундного – ИНМП-1С; а ИНМП, предназначенные для измерения полей внутри экранов ТС, имеют шифр ИНМП-ЭХ.

Область применения каждого дискретного ИНМП определяется его переходной характеристикой (ПХ), то есть реакцией ИНМП на единичный скачек напряженности магнитного поля. Основными параметрами ПХ [2] являются форма ПХ, время ее нарастания $T_n^{ПХ}$, постоянная времени спада $T_c^{ПХ}$ и коэффициент преобразования $K_{пр}$.

Рассмотрим подробнее значимость каждого параметра ПХ:

– форма ПХ существенно влияет на степень искажения формы измеряемого магнитного поля, то есть на погрешность измерения формы этих полей. Поэтому для измерения магнитных полей ЭРУ, представляющих собой биэкспоненциальные импульсы, наиболее предпочтительной, с точки зрения ее реализации, является форма ПХ в виде гладкой кривой с экспоненциально нарастающим фронтом и экспоненциальным спадом;

– время нарастания ПХ определяет скоростные возможности ИНМП, то есть для того чтобы с погрешностью менее 5 % измерять длительность фронта T_{ϕ} магнитных полей, необходимо соблюдать условие:

$$T_{\phi} \geq 3T_n^{ПХ}; \quad (1)$$

– постоянная времени спада $T_c^{ПХ}$ определяет возможность ИНМП измерять самую медленную часть магнитных полей, то есть их длительность T_c . При 5 % погрешности измерения T_c соотношение между ними должно быть:

$$T_c^{ПХ} \geq 20 T_c; \quad (2)$$

– коэффициент преобразования – это аналитическая зависимость между амплитудой измеряемого магнитного поля $H_{\max}$ и амплитудой напряжения на выходе ИНМП – $U_{\max}$:

$$K_{пр} = \frac{U_{\max}}{H_{\max}} = const. \quad (3)$$

Выражение (3) справедливо только при условии, что выполнены все предыдущие требования к ПХ. Так как только в этом случае форма напряжения на выходе ИНМП $U(t)$ практически совпадает с формой измеряемого магнитного поля $H(t)$.

Разработанные нами ИНМП, структурные схемы которых приведены на рис. 1, состоят из индукционного измерительного преобразователя (ИП) в виде круглой многovitковой катушки, сигнал с которого через RL- или RC-интегратор поступает на вход электронного осциллографа.

Расчетное значение коэффициента преобразования $K_{пр}$ можно определить по формуле:

$$K_{пр} = \frac{\mu_0 \cdot S \cdot w}{C_n} \geq \frac{3K_{y\min}}{H_{\min}} \quad (4)$$

где μ_0 – магнитная проницаемость воздуха, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м;
 S – площадь катушки, м²;
 w – количество витков катушки;
 $T_{\text{и}}$ – постоянная интегрирования, сек;
 K_{ymin} – минимальная чувствительность осциллографа;
 H_{min} – минимальная амплитуда напряженности магнитного поля, которую этот измеритель сможет зарегистрировать.

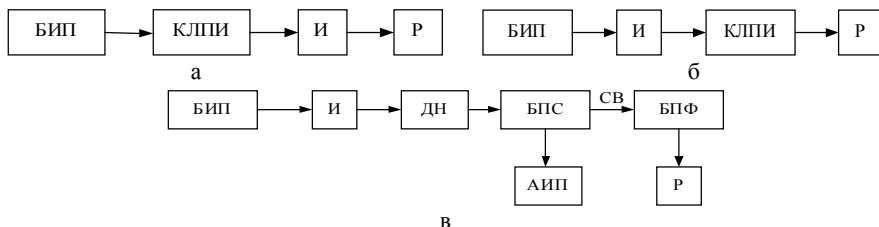


Рисунок 1 – Структурная схема измерителя типа ИНМП

БИБ – блок индукционного измерительного преобразователя; КЛПИ – кабельная линия передачи информации; Р – регистратор; ДН – делитель напряжения; И – интегратор; БПС – блок преобразования электрического сигнала в световой; АИП – автономный источник питания; СВ – световод; БФП – блок фотоприемника; а – измеритель с RC-интегратором; б – измеритель с RL-интегратором; в – измерителя ИНМП с волоконно-оптической линией связи

Обычно параметры ПХ определяются экспериментально при помощи специальной аппаратуры. При этом, как правило, отдельно определяются все параметры ПХ ($T_{\text{с}}^{\text{ПХ}}$, $T_{\text{н}}^{\text{ПХ}}$ и $K_{\text{пр}}$). Остановимся более подробно на методах экспериментального определения $K_{\text{пр}}$.

Эти методы основаны на внесении ИП аттестуемого ИНМП в импульсное магнитное поле с известной амплитудой H_{max} и регистрации полученного при этом напряжения на выходе ИНМП при помощи электронного осциллографа.

Источником известного магнитного поля $H(t)$ должны являться полеобразующие системы (ПС), напряженность магнитного поля в которых зависит только от геометрических размеров ПС и амплитудно-временных параметров (АВП) протекающего в ПС импульса тока $I(t)$. В этом случае H_{max} можно рассчитать аналитически. Так как при этом форма $H(t)$ полностью повторяет форму $I(t)$, то, измеряя известными методами форму тока в ПС, мы имеем четкие представления не только о форме $I(t) \sim H(t)$, но и об амплитуде I_{max} , а измерение геометрических размеров ПС – задача простая.

Рассмотрим несколько видов простейших ПС. Такими ПС являются соленоиды различного вида [3] и полосковые линии [4].

Из всех видов соленоидов, которые можно применить для аттестации

ИНМП [3], наиболее простыми являются одновитковые соленоиды (ОС) и кольца Гельмгольца (КГ), обеспечивающие достаточно высокую точность результатов аттестации.

Одновитковые соленоиды

На рис. 2 приведен общий вид одновиткового соленоида.

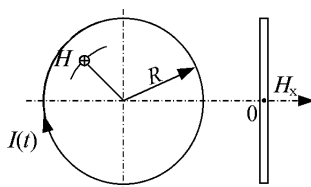


Рисунок 2

Структура магнитного поля в плоскости и по оси одновиткового соленоида описывается следующими уравнениями:

$$H(y) = \frac{I_M}{2} \frac{R^{oc2}}{(R^{oc2} + y^2)^{3/2}}; \quad (5)$$

$$H(\rho) = \frac{I_M E(K)}{\pi R^{oc} (1 - K^2)}, \quad (6)$$

где I_M – амплитуда тока;

R^{oc} – радиус соленоида;

$E(K)$ – полный эллиптический интеграл 2-го рода;

$K = \rho(R^{oc})$.

При рассмотрении зависимости напряженности магнитного поля от координат ρ и x [3] можно сделать выводы, что магнитное поле на значительном расстоянии от центра соленоида как по оси, так и в его плоскости практически однородно (на расстоянии $\rho, x = 0,1 R^{oc}$ неоднородность 1 %, а на расстоянии $\rho, x = 0,2 R^{oc}$ – 3 %). В то же время в области соленоида, примыкающей к токопроводу неоднородность чрезвычайно велика (в точках с координатой $\rho = 0,9 R^{oc}$ напряженность поля возрастает более чем в 3 раза по сравнению с напряженностью в центре). Таким образом, равномерная область магнитного поля, прилегающая к центру соленоида, должна использоваться для определения чувствительности ИНМП, а область резконеоднородного поля вдали от центра – для определения габаритных погрешностей ИНМП.

Значение напряженности магнитного поля в центре ОС H_0 рассчитывается по формуле:

$$H_0 = \frac{I(t)}{D_{\text{ос}}} \quad (7)$$

где $I(t)$ – ток протекающий по ОС, А;
 $D_{\text{ос}}$ – средний диаметр ОС, м.

Погрешности калибровки в ОС

Рассмотрим здесь только погрешности калибровки ИНМП, вызванные соотношением габаритов ИП и ОС, считая при этом, что у нас отсутствует погрешность аттестации из-за неидеальности ОС, угловой и геометрической погрешности установки ИП в ИС.

В соответствии с существующей методикой напряженность магнитного поля в дискретных точках пространства определяется при помощи измерительных устройств, имеющих отличные от нуля геометрические размеры. Фактически это означает, что интегральному значению магнитного потока через объем ИП придается значение напряженности магнитного поля в точке, соответствующей центру ИП. Такой подход верен при измерениях в однородных полях. Во всех остальных случаях возникает погрешность, связанная с усреднением измеряемой величины по объему ИП, которая возрастает при увеличении габаритов ИП и степени неоднородности измеряемого магнитного поля.

Ниже приведена методика определения такого рода погрешностей, называемых в дальнейшем габаритными погрешностями.

Так как в конечном итоге величина напряжения U_0 на выходе ИНМП, являющаяся мерой измеряемого магнитного, поля зависит от величины потокосцепления Ψ $U_0 = -\frac{d\Psi}{dt}$, то решение задачи состоит в определении и последующем сравнении величин истинного и среднего потокосцеплений в объеме ИП.

Среднее значение потокосцепления рассчитывается из условия, что магнитное поле однородно по объему ИП и, в следствие этого равно по величине, по формуле:

$$\Psi_{\text{cp}} = \mu_0 S w H_M, \quad (8)$$

где H_M – значение напряженности магнитного поля в расчетной точке М, соответствующей центру ИП.

Истинное значение потокосцепления:

$$\Psi_p = w \Phi_p, \quad (9)$$

где

$$\Phi_p = \mu_0 \int_S H(S) dS, \quad (10)$$

где $H(S)$ – функция распределения напряженности магнитного поля по

сечению S ИП.

В выбранной прямоугольной системе координат (см. рис. 3) для ИП, измеряющего горизонтальную составляющую ($w = 1$), поток определим по формуле:

$$\Phi_p = \mu_0 \int_{y_1}^{y_2} dy \int_{z_1}^{z_2} H(y, z) dz, \quad (11)$$

где y_1, y_2, z_1, z_2 – координаты вершин ИП.

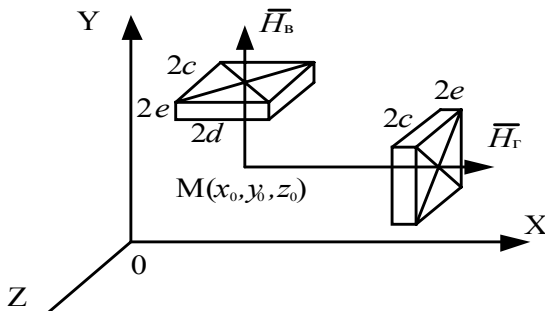


Рисунок 3 – Расположение ИП при измерении горизонтальной и вертикальной составляющих магнитного поля в точке М (центры ИП смещены относительно точки М для наглядности)

В общем случае при $w = 1$ потокосцепление в объеме ИП найдем из выражения:

$$\Psi_p = \mu_0 \sum_{i=1}^w \int_{y_1}^{y_2} dy \int_{z_1}^{z_2} H(y, z) dz. \quad (12)$$

Заменим суммирование интегрированием, применим теорему о среднем и в результате получим:

$$\Psi_p = \frac{\mu_0 \int_{x_1}^{x_2} dx \int_{y_1}^{y_2} dy \int_{z_1}^{z_2} H(x, y, z) dz}{2e}, \quad (13)$$

где $2e$ – толщина ИП.

Габаритная погрешность Π_Γ , определяемая как:

$$\Pi_\Gamma = \frac{\Phi_p - \Phi_{cp}}{\Phi_{cp}} \cdot 100\% = \left(\frac{\Phi_p}{\Phi_{cp}} - 1 \right) 100\%, \quad (14)$$

в соответствии с (8) и (13) для ИП прямоугольной формы в общем случае имеет вид:

$$\Pi_\Gamma = \left(\frac{\int_{x_1}^{x_2} dx \int_{y_1}^{y_2} dy \int_{z_1}^{z_2} H(x, y, z) dz}{2eSH_{cp}} - 1 \right) 100\%, \quad (15)$$

где $S = 2c \cdot 2d$ – площадь ИП.

В том же случае, если ИП имеет круглую форму, то общее выражение для Π_{Γ} значительно усложняется, вследствие чего его целесообразно конкретизировать для отдельных составляющих H . Например, для H_{Γ} выражение имеет вид:

$$\Pi_{\Gamma}^K = \left(\frac{\int_{x_0-e}^{x_0+e} dx \int_{-R}^R dz \int_{y_0-\sqrt{R^2-z^2}}^{y_0+\sqrt{R^2-z^2}} H_{\Gamma}(x, y, z) dy}{2\pi r^2 H_{\Gamma}(x_0, y_0, z_0)} - 1 \right) 100\%, \quad (16)$$

где r – радиус ИП;

$2e$ – толщина ИП;

x_0, y_0, z_0 – координаты центра ИП.

Для магнитных полей, однородных вдоль одной из координат, например, при $H_z = \text{const}$ уравнения (15) и (16) могут быть записаны следующим образом:

$$\Pi_{\Gamma}^{\Pi} = \left(\frac{\int_{x_1}^{x_2} dx \int_{y_1}^{y_2} H(x, y) dy}{4edH_{\text{cp}}} - 1 \right) 100\%; \quad (17)$$

$$\Pi_{\Gamma}^K = \left(\frac{\int_{x_0-e}^{x_0+e} dx \int_{-R}^R dz \int_{y_0-\sqrt{R^2-z^2}}^{y_0+\sqrt{R^2-z^2}} H_{\Gamma}(x, y) dy}{2\pi r^2 H_{\Gamma}(x_0, y_0)} - 1 \right) 100\%. \quad (18)$$

При калибровке в одновитковом соленоиде габаритная погрешность $\Pi_{\Gamma K}$ зависит от соотношения габаритов соленоида и ИП и от места установки ИП в плоскости соленоида.

При расчетах $\Pi_{\Gamma K}$ полагаем, что напряженность магнитного поля по толщине ИП не изменяется, что правомерно при условии, если $2e \leq 0,05R^{oc}$.

Расчетная модель для случая ИП круглой формы показана на рис. 3.

Напряженность магнитного поля в плоскости одновиткового соленоида зависит только от расстояния между расчетной точкой и его центром и описывается уравнением:

$$H(\rho) = \frac{I \cdot E(k)}{\pi R^{oc} (1 - k^2)}, \quad (19)$$

где $E(k)$ – полный эллиптический интеграл 2-го рода.

В соответствии с (14) габаритную погрешность одновиткового соленоида можно рассчитать по формуле:

$$\Pi_{\Gamma K} = \left(\frac{\int_S H(S) dS}{S \cdot H(\rho_0)} - 1 \right) = \left(\frac{\int_{\varphi_1}^{\varphi_2} d\varphi \int_{\rho_1}^{\rho_2} H(\rho) \rho d\rho}{\pi r^2 H(\rho_0)} - 1 \right) 100\%. \quad (20)$$

Для всех точек соленоида с координатой $\rho_0 \geq R$:

$$\Pi_{ГК} = \left(\frac{(1 - K_0^2) \int_{-\arcsin \frac{1}{m}}^{\arcsin \frac{1}{m}} d\varphi \int_{r \left(m \cos \varphi - \sqrt{1 - m^2 \sin^2 \varphi} \right)}^{r \left(m \cos \varphi + \sqrt{1 - m^2 \sin^2 \varphi} \right)} \frac{\rho E(\rho)}{1 - K^2} d\rho}{\pi r^2 E(K_0)} - 1 \right) 100\%, \quad (21)$$

где $K_0 = \rho_0 / R^{oc}$;

$m = K_0$;

$n = R/r$.

Для точек соленоида с координатой $\rho_0 \leq r$:

$$\Pi_{ГК} = \left(\frac{(1 - K_0^2) \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^{r \left(m \cos \varphi + \sqrt{1 - m^2 \sin^2 \varphi} \right)} \frac{\rho E(K)}{1 - K^2} d\rho}{\pi r^2 E(K_0)} - 1 \right) 100\%. \quad (22)$$

$\Pi_{ГК}$ в зависимости от координаты центра ИП показаны на рисунке 4. Из этого рисунка видно, что при коэффициенте $n \geq 10$ величина габаритной погрешности не превышает долей процента при расположении ИП вблизи центра соленоида.

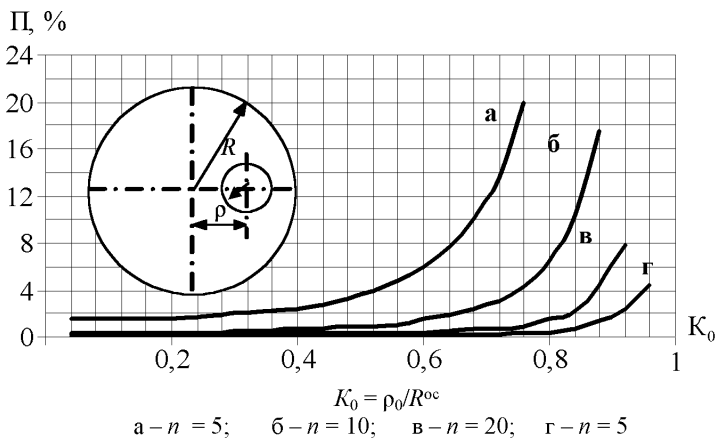


Рисунок 4 – Амплитудная погрешность калибровки ИНМП в одновитковом соленоиде в зависимости от соотношения габаритов соленоида и ИП

Кольца Гельмгольца

Это система круговых контуров с током, которая характеризуется расположением соосных витков на расстоянии друг от друга, равном их радиусу (рис. 5).

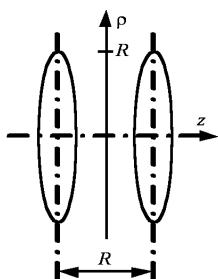


Рисунок 5 – Система
колец Гельмгольца

Такая система нашла широкое применение в схемах метрологической аттестации ИНМП благодаря тому, что:

- напряженность поля такой системы легко поддается теоретическому расчету;
- система имеет относительно малую индуктивность;
- область относительной однородности поля достаточно велика.

Напряженность поля, создаваемую системой колец, легко найти суммированием полей отдельных пар. Из соображений удобства суммарную напряженность поля целесообразно для всех систем записать в едином виде [5]:

$$\begin{cases} H_z = \frac{Iw}{R} k_0 \left[1 + k_2 \frac{u_2}{R^2} + k_4 \frac{u_4}{R^4} \right]; \\ H_\rho = \frac{Iw}{R} k_0 \left[-k_2 \frac{v_2}{R^2} - k_4 \frac{v_4}{R^4} \right]. \end{cases} \quad (23)$$

где I – сила тока;

w – половина общего числа витков;

$R_{\text{кг}}$ – радиус витка;

$k_0 = 0,715542$; $k_2 = -1,152$; $k_4 = 1,262$;

$$u_2 = \frac{1}{2}(2z^2 - \rho^2); u_4 = \frac{1}{8}(8z^4 - 24z^2\rho^2 + 3\rho^4);$$

$$v_2 = z\rho; v_4 = \frac{1}{2}z\rho(4z^2 - 3\rho^2).$$

В данном случае нас интересует только H_z -составляющая поля. Представим формулу (23) в следующем виде:

$$H_z = \frac{Iw}{R_{\text{кз}}} K_{\text{геом}}, \quad (24)$$

$K_{\text{геом}}$ – геометрический коэффициент, учитывающий расположение ИП в плоскости колец Гельмгольца, зависит от координат ρ и z . Значения этого коэффициента представлены в табл. 1.

ется не более чем на 1 %. Для практических целей достаточно пространство с однородным полем считать в первом приближении сферическим. Радиус сферы r_0 , соответствующий максимальной относительной неоднородности $\eta = 0,01$, определяется по первому не исключенному члену ряда $k_2 = -1,152$ таким образом:

$$\frac{r_0}{R} = \left(\frac{\eta}{|k_4|} \right)^{1/4}. \quad (25)$$

Таблица 1 – Значения геометрического коэффициента в зависимости от координат в долях от радиуса колец Гельмгольца

$\begin{matrix} z \\ \rho \end{matrix}$	0	$0,2 R_{\text{кг}}$	$0,4 R_{\text{кг}}$	$0,5 R_{\text{кг}}$
0	0,715542	0,684012	0,606734	0,565815
$0,2 R_{\text{кг}}$	0,732569	0,696712	0,60645	0,555794
$0,4 R_{\text{кг}}$	0,790142	0,741302	0,612092	0,532224
$0,6 R_{\text{кг}}$	0,907734	0,837256	0,643132	0,514579
$0,8 R_{\text{кг}}$	1,117803	1,017031	0,732028	0,535316
$R_{\text{кг}}$	1,465788	1,326068	0,92422	0,639873

Примечание – Предполагая поле симметричным, рассматривается только положительная часть значений координат.

Определим область относительно однородного поля, то есть где H_z изменя

Тогда для каждой точки пространства $r_0 = 0,3 R$.

Предполагается, что старшие, неисключенные члены ряда вносят существенно меньший вклад в основное поле.

Наглядное представление о максимальной неоднородности поля η дает график на рис. 6.

Если измерительный преобразователь имеет толщину $0,1 R$, то при расположении его верхнего края на высоте $0,3 R$ на краях ИП ($z = 0,05 R$; $\rho = 0,03 R$) $H_z = 5,2 \%$ от $H_{z\text{max}}$ (в центре системы).

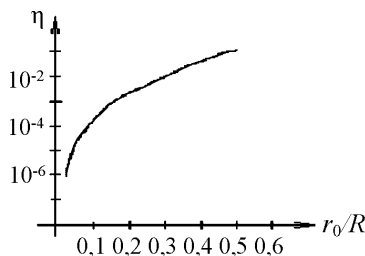


Рисунок 6

Оценка и корректирование влияния ошибок изготовления

Рассмотрим катушку Гельмгольца, у которой радиусы секций R_1 и R_2 несколько отличаются друг от друга и расстояние между плоскостями секций $2a$ не равно среднему радиусу $R = (R_1 + R_2)/2$. Обозначим $\Delta R = (R_1 - R_2)/2$; $\Delta a = a - R/2$. Если в результате ошибок изготовления $\Delta R \neq 0$, $\Delta a \neq 0$, то напряженность поля можно получить по формуле:

$$H_z = \frac{Iw}{R} 0,7155 \left[\left(1 - 1,2 \frac{\Delta a}{R} \right) - 2,4 \frac{\Delta R}{R} \frac{u_1}{R} + 3,84 \frac{\Delta a}{R} \frac{u_2}{R^2} + 5,12 \frac{\Delta R}{R} \frac{u_3}{R^3} \right]. \quad (26)$$

Ошибка изготовления сказалась на появлении членов первого, второго и третьего порядков, искажающих теоретическое распределение поля катушки Гельмгольца. Исходя из требуемой однородности поля не трудно оценить допустимые шибки изготовления.

Считая $R_1 = R + 1 \%$; $R_2 = R - 1 \%$, рассмотрим два варианта:

1) $a = R/2 + 1 \%$;

2) $a = R/2 + 2 \%$.

Тогда на границе относительной однородности поля считая от начала координат (сфера радиусом $0,3 R$) напряженность магнитного поля будет составлять:

1) $H_z = (I_w/R) \cdot 0,7076 \text{ А/м}$;

2) $H_z = (I_w/R) \cdot 0,6934 \text{ А/м}$.

То есть ошибка соответственно будет в пределах $1,2 \%$ и $2,1 \%$.

В самом центре координат напряженность магнитного поля имеет такие значения:

1) $H_z = (I_w/R) \cdot 0,706 \text{ А/м}$;

2) $H_z = (I_w/R) \cdot 0,6962 \text{ А/м}$,

а ошибка составит $1,3 \%$ и $2,7 \%$ соответственно.

Таким образом, погрешность изготовления колец Гельмгольца в указанном интервале дает ошибку определения напряженности магнитного поля не более 3% .

Практическое проведение метрологической аттестации ИНМП

Объект аттестации – измеритель напряженности магнитного поля ИНМП–2С.

Полеобразующая система – кольца Гельмгольца КГИ-90.

Измеритель напряженности импульсных магнитных полей (ИМП) ИНМП-2С (далее по тексту – измеритель ИНМП-2С) предназначен для измерения формы и амплитудно-временных параметров (АВП) напряженности однократных и периодических ИМП микросекундного диапазона при проведении испытаний технических средств (ТС) на электромагнитную совместимость.

Метрологические и технические характеристики измерителя ИНМП-2С приведены в табл. 2.

Внешний вид ИНМП–2С представлен на рис. 7.

Для определения коэффициента преобразования использовались такие средства измерительной техники и оборудование:

1 Кольца Гельмгольца измерительные КГИ-90.

2 Генератор импульсов магнитных полей Г-ИМП.

3 Шунт коаксиальный измерительный ШК-50.

4 Цифровой двухканальный запоминающий осциллограф Tektronix TDS 1012.

Таблица 2

Наименование характеристики	Единица измерения	Величина
1 Амплитуда напряженности измеряемых магнитных полей	А/м	10–5000
3 Погрешность измерения величины магнитного поля, не более	%	5
6 Длина линии передачи информации, не менее	м	10
7 Габаритные размеры БИП, не более	мм	$d = 110, \ell = 25$
8 Масса, не более	кг	3
– БИП		10
– КЛПИ		

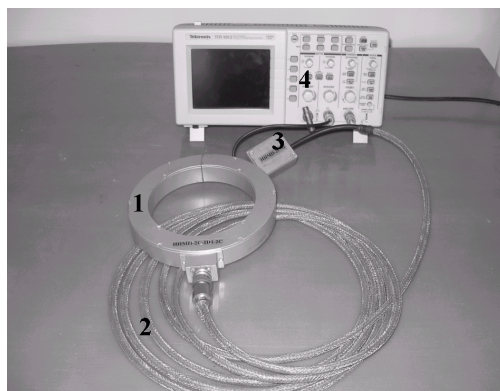


Рисунок 7 – Внешний вид ИНМП–2С
1 – БИП; 2 – КЛПИ; 3 – И; 4 – Р

Кольца Гельмгольца измерительные КГИ-90 (далее по тексту – КГИ-90), рис. 8, предназначены для создания высокооднородного магнитного поля в пространстве между кольцами, используемого для метрологической аттестации ИНМП любого типа с максимальным габаритом не более 250 мм. С помощью КГИ-90 определяются: коэффициент преобразования ИНМП – $K_{пр}$ и погрешность его определения.

В состав КГИ-90 входят:

- блок из двух металлических колец (БКГ);
- диэлектрическая подставка (ДП).

Основные технические характеристики КГИ-90:

1 Основные технические характеристики БКГ:

- средний диаметр каждого кольца, см 89,3;
- расстояние между кольцами, см 44,9;

- вес, кг 1,4;
- 2 Основные технические характеристики ДП:
- габариты (диаметр×высота), см 15×42;
- вес, кг 0,8.

Рабочее место при определении коэффициента преобразования показано на рис. 9

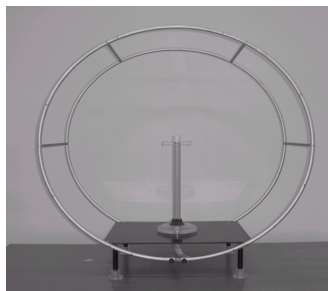


Рисунок 8 – Кольца Гельмгольца измерительные КГИ-90

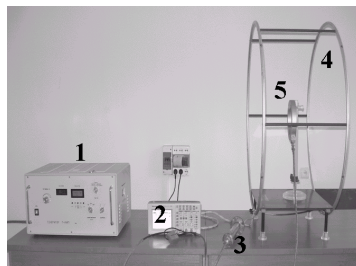
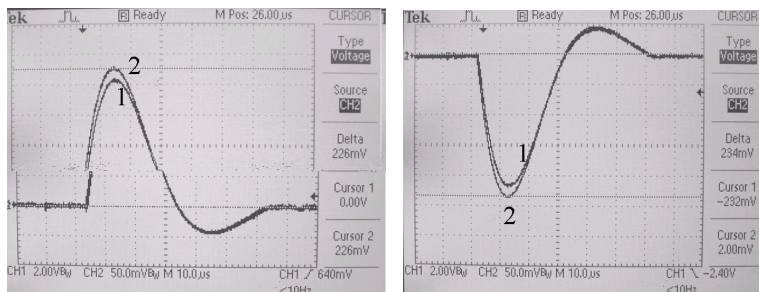


Рисунок 9 – Рабочее место при определении коэффициента преобразования ИНМП-2С

1 – генератор Г-ИМП; 2 – осциллограф Tektronix TDS1012; 3 – шунт измерительный коаксиальный ШК-50; 4 – кольца Гельмгольца КГИ-90; 5 – аттестуемый измеритель ИНМП-2С

При определении $K_{пр}$ был получен ряд осциллограмм, характерный вид которых приведен на рис. 10. На входы осциллографа подавалось одновременно два сигнала: с измерительного шунта ($U_{\text{ш01}}$) и с измерительного преобразователя ИНМП ($U_{\text{ш0п}}$).



а)

б)

Рисунок 10 – Осциллограммы при разрядном токе 300 А (1 – $U_{\text{ш01}}$, 2 – $U_{\text{ш0п}}$)
а – положительный импульс тока; б – отрицательный импульс тока

При определении временных параметров ПХ ИНМП-2С использовались такие измерительные приборы и оборудование:

- 1 Генератор крутых всплесков напряжения, тока и магнитного поля

ГКВ – U, I, H.

2 Цифровой двухканальный запоминающий осциллограф Tektronix TDS 1012.

3 Цифровой мультиметр Fluke 187.

Рабочий стенд для определения времени нарастания ПХ ИНМП–2С показан на рис. 11.

Характерная осциллограмма, полученная при определении временных параметров ИНМП, показана на рисунке 12.

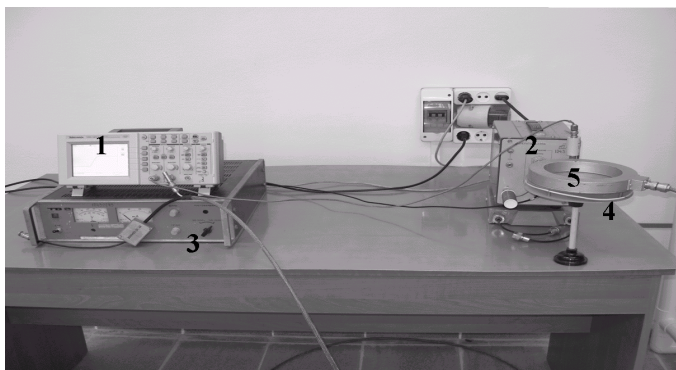
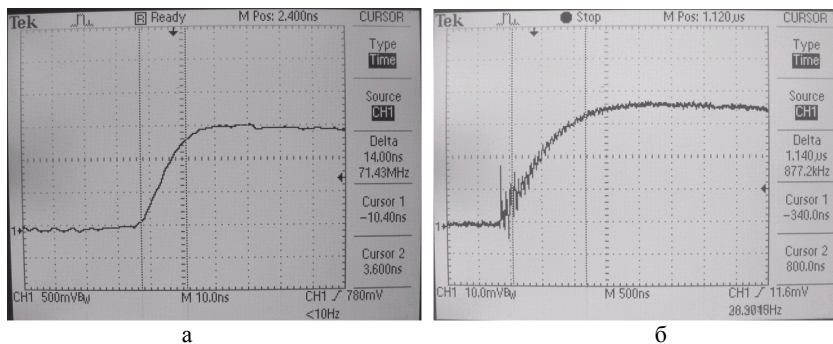


Рисунок 11 – Рабочее место при определении времени нарастания ПХ ИНМП-2С

1 – осциллограф; 2 – генератор ГКВ-U,I,H; 3 – блок питания генератора;

4 – магнитная рамка; 5 – измеритель ИНМП-2С



а

б

Рисунок 12

а – исходный импульс в виде крутого всплеска;

б – переходная характеристика измерителя ИНМП-2С

Результаты данной метрологической аттестации приведены в табл. 2.

Итоговые результаты аттестации

1) Метрологические характеристики измерителя ИНМП-2С:

$$K_{\text{пр}} = 0,342 \pm 0,006 \text{ мВ/А/м}, P = 0,95;$$

$$T_{\text{н}}^{\text{ПХ}} = 1,14 \pm 0,014 \text{ мкс}; \quad T_{\text{с}}^{\text{ПХ}} = 2,61 \pm 0,029 \text{ мс}.$$

2) Измеритель ИНМП-2С допускается к эксплуатации.

Таблица 2

Метрологические характеристики	Требования по НД		Получено при аттестации		
	Величина	Погрешность	Величина	Относительная погрешность	Абсолютная погрешность
Коэффициент преобразования, $K_{\text{пр}}$	0,35 мВ/А/м	не более $\pm 0,05$ мВ/А/м	0,342 мВ/А/м	1,64 %	0,006 мВ/А/м
Время нарастания ПХ, $T_{\text{н}}^{\text{ПХ}}$, с	$T_{\text{ф}} > 3 T_{\text{н}}^{\text{ПХ}}$	не более $\pm 5 \%$.	1,14 мкс	1,0 %	0,014 мкс
Постоянная времени спада ПХ, $T_{\text{с}}^{\text{ПХ}}$, с	$T_{\text{с}}^{\text{ПХ}} \geq 10 T_{\text{с}}$	не более $\pm 5 \%$.	2,61 мс	1,1 %	0,0287 мс

Выводы. Таким образом, наиболее подходящей полеобразующей системой для определения метрологических характеристик ИНМП являются кольца Гельмгольца. Допустимая погрешность (1 %) измерения магнитного поля возникает при расположении измерительного преобразователя в центре колец таким образом, что объем занимаемый измерительным преобразователем не превышает объема сферы радиусом $0,3 R_{\text{КГ}}$. На примере конкретной метрологической аттестации ИНМП-2С были подтверждены рассчитанные величины.

Список литературы: 1. Лантушко Б.Н., Лесной И.П., Немченко Ю.С. Средства измерения напряженности импульсных электрических, магнитных полей, токов и напряжений // Вестник НТУ «ХПИ». – 2002. – Т. 1, № 7. – С. 133–145. 2. ГОСТ 8.256–77 Государственная система обеспечения единства измерений. Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерений. Основные положения. 3. Немченко Ю.С. Отчет о научно-исследовательской работе по теме «Спин-9». – 1980. – Гл. 6. 4. Ковалев И.С. Конструирование и расчет полосковых устройств. – М., 1974. – 296 с. 5. Афанасьев Ю.В., Студенцов Н.В., Хорев В.Н. и др. Средства измерений параметров магнитного поля. – Л., «Энергия», 1979.

Поступила в редколлегию 22.05.2007

А.А.ПЕТКОВ, канд.техн.наук, НТУ «ХПИ»

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МЕТОДОВ СИНТЕЗА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

У роботі проаналізована можливість використання методів синтезу електричних кіл при проектуванні високовольтних імпульсних випробувальних пристроїв. Указані обмеження їхнього застосування та обґрунтовані напрямки подальших розробок.

In this article, a possibility of using synthesis methods of electric circuits for designing of high-voltage pulsed test sets up has been analyzed. Limitations of their applicability are specified and directions of the further development are indicated.

Постановка проблемы. Процесс проектирования высоковольтных импульсных испытательных устройств (ВИИУ) включает в себя как составную часть определение параметров элементов их разрядной цепи (РЦ). Данная задача возникает также при модернизации ВИИУ и изменении режима его работы: переход к генерированию импульсных воздействий с новыми параметрами и/или новым видом нагрузки. В настоящее время задача выбора параметров РЦ имеет ограниченные решения только для определенных типов ВИИУ, а для формирования общих подходов к ее решению требуется привлечение известных методов из смежных областей, в частности, методов синтеза электрических цепей.

Анализ публикаций. Как известно, в классической постановке, задача синтеза электрических цепей состоит в определении схемы и параметров всех ее элементов по заданному входному воздействию и требуемой выходной (входной) реакции [1, 2]. Применительно к двухполюснику задачей синтеза является построение его схемы по входному сопротивлению (входной проводимости). Синтез двухполюсников проводят по частотным или временным характеристикам цепи.

В настоящее время отсутствует общий метод синтеза электрических цепей. Существуют различные частные методы синтеза, которые должны быть адаптированы к решению конкретной задачи. Это связано с тем, что их применение всегда имеет особенности, связанные с определенными ограничениями на структуру синтезируемой схемы, тип и величину ее элементов.

Для синтеза двухполюсников наибольшее распространение получили следующие методы:

- 1) последовательное выделение из функции, описывающей операторное

сопротивление – $Z(p)$ (или операторную проводимость – $Y(p)$), простейших составляющих (метод Фостера);

2) представление операторного сопротивления (проводимости) непрерывной дробью (метод Каузера).

Разработаны также более общие методы, которые в определенной степени снимают ряд ограничений, но отличаются определенной сложностью использования: методы Бруне, Ботта и Даффина, Дармингтона, Мията и другие.

Указанные методы в общем случае непосредственно не применимы для синтеза разрядных цепей ВИИУ в силу их специфики и отмеченных выше ограничений, что предопределяет необходимость адаптации известных методов и разработки специальных методов синтеза РЦ ВИИУ.

Целью настоящей работы является выявление особенностей и определение направлений разработки методов синтеза РЦ ВИИУ.

Материалы и результаты исследований. Рассмотрим основные структурные схемы РЦ ВИИУ, показанные на рис. 1. Вопросы практической реализации этих схем обсуждаются во многих работах, например в [3, 4].

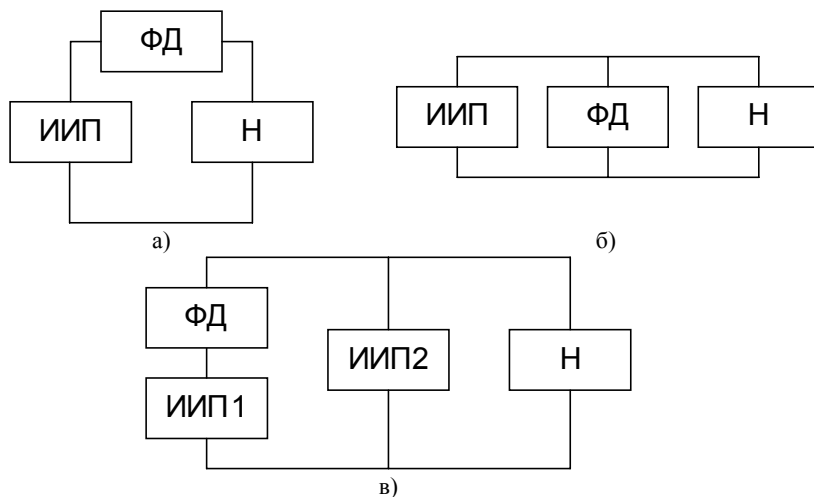


Рисунок 1 – Основные структурные схемы РЦ ВИИУ:
ИИП, ИИП1, ИИП2 – импульсные источники питания; Н – нагрузка;
ФД – формирующий двухполюсник

В приведенных схемах формирующий двухполюсник (ФД) используется для корректировки переходного процесса при разряде импульсных источников питания (ИИП) на нагрузку. Цель корректировки – при заданной

структуре ВИИУ сформировать в нагрузке с сопротивлением Z_H импульс тока (ИТ) $i_H(t)$ или импульс напряжения $u_H(t) = i_H(t) \cdot Z_H$.

Таким образом, задача синтеза РЦ ВИИУ сводится к задаче синтеза ФД. Исходными данными задачи синтеза являются: структура РЦ ВИИУ, структура и параметры ИИП, структура и параметры нагрузки, и параметры ИТ в нагрузке.

В классической постановке синтез двухполюсника (по частотным характеристикам) осуществляется при задании его операторного сопротивления в виде [2]

$$Z(p) = \frac{u(p)}{i(p)}, \quad (1)$$

где $u(p)$, $i(p)$ – соответственно известные операторные изображения напряжения на выводах двухполюсника и тока, протекающего через двухполюсник.

В общем случае, как следует из постановки задачи синтеза РЦ ВИИУ, а также рис. 1, для ФД непосредственно не могут быть заданы ток через ФД и напряжение на его выводах или, по крайней мере, обе эти величины. Это обстоятельство определяет первую особенность применения синтеза электрических цепей для синтеза РЦ ВИИУ – невозможность непосредственного задания операторного сопротивления ФД, что требует разработки методов для его определения. Рассмотрим один из вариантов определения операторного сопротивления ФД, базирующийся на том, что в большинстве схем ВИИУ цепи ИИП подсоединяются параллельно испытуемой нагрузке. Пусть для схемы, представленной на рис. 1, в, ИИП в режиме разряда представляют собой последовательное соединение источников э.д.с. и проводимостей. Тогда операторная схема РЦ ВИИУ имеет вид, изображенный на рис. 2.

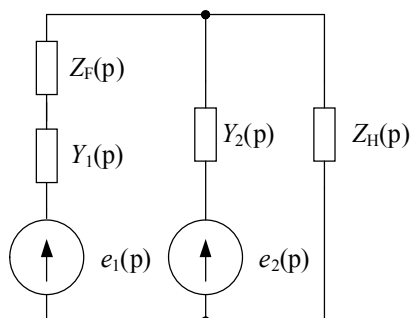


Рисунок 2 – Операторная схема РЦ ВИИУ:

$e_1(p)$, $Y_1(p)$ – операторные изображения э.д.с. и проводимости ИИП1;

$e_2(p)$, $Y_2(p)$ – операторные изображения э.д.с. и проводимости ИИП2;

$Z_F(p)$ – операторное изображение сопротивления ФД;

$Z_H(p)$ – операторное изображение сопротивления нагрузки

Данное представление достаточно универсально, так как аналогичный вид будет иметь схема РЦ ВИИУ с любым количеством параллельно соединенных ИИП и ФД, включенным в цепь разряда одного из них. Тогда используя теорему Миллмана [5], можно показать, что напряжение на нагрузке имеет вид

$$u_H(p) = i_H(p) Z_H(p) = \frac{e_1(p) \frac{1}{\frac{1}{Y_1(p)} + Z_F(p)} + e_2(p) Y_2(p)}{\frac{1}{\frac{1}{Y_1(p)} + Z_F(p)} + Y_2(p) + \frac{1}{Z_H(p)}}. \quad (2)$$

Решив (2) относительно $Z_F(p)$ имеем

$$Z_F(p) = \frac{\frac{e_1(p)}{u_H(p)} - 1}{\frac{1}{Z_H(p)} - \left(\frac{e_2(p)}{u_H(p)} - 1 \right) Y_2(p)} - \frac{1}{Y_1(p)}. \quad (3)$$

Как известно [2], операторное сопротивление двухполюсника может быть представлено отношением полиномов

$$Z(p) = \frac{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0}{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}. \quad (4)$$

Для физически реализуемого двухполюсника все коэффициенты его операторного сопротивления должны быть не отрицательны [2] (это означает, что величины элементов двухполюсника положительны). Из этого условия следует, что выражение операторного изображения сопротивления двухполюсника ни при каких значениях p не должно принимать отрицательные значения.

Проведем анализ положительности выражения для операторного сопротивления ФД (3). Положим $e_2(p) = 0$ $Y_2(p) = 0$ (вариант схемы РЦ ВИИУ, представленный на рис. 1, а), тогда имеем

$$Z_F(p) = \left(\frac{e_1(p)}{u_H(p)} - 1 \right) Z_H(p) - \frac{1}{Y_1(p)}. \quad (5)$$

Из выражения (5) видно, что положительность $Z_F(p)$ всегда может быть достигнута увеличением $e_1(p)$.

Положим $e_1(p) = 0$ $Y_1(p) = \infty$ (вариант схемы РЦ ВИИУ, представленный на рис. 1, б), тогда имеем

$$Z_F(p) = \frac{1}{\left(\frac{e_2(p)}{u_H(p)} - 1 \right) Y_2(p) - \frac{1}{Z_H(p)}}. \quad (6)$$

Очевидно, что положительность $Z_F(p)$ всегда может быть достигнута увеличением $e_2(p)$.

В общем случае, анализ (3) показывает, что положительность $Z_F(p)$ может быть достигнута:

- увеличением $e_1(p)$ при условии $e_1(p) > u_H(p)$ и $e_2(p) > u_H(p)$;
- увеличением $e_2(p)$ при условии $e_1(p) < u_H(p)$ и

$$e_2(p) > u_H(p) \left(1 + \frac{1}{Z_H(p)Y_2(p)} \right).$$

При других соотношениях между $e_1(p)$, $e_2(p)$ и $u_H(p)$ положительность $Z_F(p)$ имеет место только при определенных соотношениях всех параметров РЦ ВИИУ.

Таким образом, второй особенностью использования методов синтеза электрических цепей для синтеза РЦ ВИИУ является то, что в общем случае имеется зависимость факта физической реализуемости ФД от структуры и значений параметров всех элементов РЦ ВИИУ, что требует разработки специальных решений задачи синтеза РЦ ВИИУ.

Формируемый ИТ в нагрузке, который является исходным данным при проектировании ВИИУ, может быть задан двумя основными способами [6, 7]:

аналитическим, при котором ИТ в нагрузке представляется в виде

$$i_H(t) = \sum_{j=1}^n a_j e^{-\beta_j t} \sin(\omega_j t - \varphi_j), \quad (7)$$

где $\beta_j > 0$, $\omega_j \geq 0$, $i(0) = 0$, $i(\infty) = 0$

и способом контролируемых параметров, при котором ИТ задается набором значений тока в определенные моменты времени и временными параметрами, например, для апериодического ИТ $\{i_{max}, T_{\Phi}, T_{\Pi}\}$ – максимальным значением тока в импульсе, длительностью фронта и длительностью импульса. Выражение (7) допускает операторное преобразование, что позволяет непосредственно находить $u_H(p)$ и по (3) $Z_F(p)$. При задании ИТ контролируемыми параметрами непосредственное определение сопротивления $Z_F(p)$ невозможно, что принципиально не позволяет использовать в этом случае классические методы синтеза электрических цепей. Данный вариант задания ИТ требует разработки специальных методов синтеза РЦ ВИИУ.

При проектировании ВИИУ к элементам РЦ (в том числе и к элементам ФД) предъявляются требования технической реализуемости, которые являются усилением требований физической реализуемости. Условия технической реализуемости элементов ФД [6] – это граничные значения параметров элементов ФД, которые могут быть технически реализованы при используемом уровне технологии изготовления элементов и заданных экономических требованиях на их изготовление. В общем случае условия технической реа-

лизуемости имеют вид

$$R \geq R^*; \quad L \geq L^*; \quad C^{**} \geq C \geq C^*; \quad Y^* \geq Y > 0, \quad (8)$$

где R^* , L^* , C^{**} , C^* , Y^* – соответственно граничные значения величины активного сопротивления, индуктивности, емкости и проводимости.

Из приведенного выше следует, что требования технической реализуемости элементов ФД не могут быть учтены в рамках теории классического синтеза электрических цепей [2].

Выводы.

1. В работе исследованы причины ограничивающие возможность непосредственного использования методов синтеза электрических цепей при проектировании ВИИУ.
2. По результатам проведенного анализа определены области соотношения величин элементов операторной схемы РЦ, в которых целесообразно производить адаптацию известных методов, путем разработки частных решений синтеза ВИИУ.
3. Показана необходимость разработки специальных методов синтеза РЦ ВИИУ при задании импульса тока методом контролируемых параметров.

Список литературы: 1. *Татур Т.А.* Основы теории электрических цепей (справочное пособие): Учебное пособие. – М.: Высшая школа, 1980. – 271 с. 2. *Бессонов Л.А.* Теоретические основы электротехники: Учебник для студентов энергетических и электротехнических вузов. – М.: Высшая школа, 1973. – 752 с. 3. *Михайлов А.К., Фоминич Э.Н., Хромов В.В.* Методы и средства испытаний электрооборудования на стойкость к электромагнитным импульсам естественного и искусственного происхождения // Международный симпозиум по электромагнитной совместимости. ЭМС-93 (21-26 июня 1993 г.). Сборник научных докладов. – Ч. 3. – Санкт-Петербург: ЭЛТУ. – 1993. – С. 630-633. 4. *Баранов М.И., Игнатенко Н.Н.* Повышение энергетической эффективности разрядных цепей генераторов больших импульсных токов с мощными емкостными накопителями энергии // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Техника и электрофизика высоких напряжений. – Харьков: НТУ «ХПИ». – № 49. – 2005. – С. 3-14. 5. *Конторович М.И.* Операционное исчисление и процессы в электрических цепях. – М.: Советское радио, 1975. – 320 с. 6. *Петков А.А.* Формирование испытательного импульса тока в активно-индуктивной нагрузке // Электротехника. – 2006. – № 4. – С. 34-37. 7. *Петков А.А.* Расчет параметров разрядной цепи высоковольтных импульсных испытательных устройств, формирующих импульсы апериодической формы // Электротехника та електроенергетика. – 2005. – № 1. – С. 65-69.

Поступила в редакцию 26.06.2007.

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

РЕСУРС ПЛЕНОЧНОЙ ПОЛИПРОПИЛЕНОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ, ПРОПИТАННОЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫМ МАСЛОМ, В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

Наведені результати випробувань секцій високовольтних імпульсних конденсаторів з поліпропіленової плівки. Секції просочені трансформаторним 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 transformer oil have been given.

Постановка задачи. В высоковольтной импульсной технике широкое применение получила бумажно-плёночная и комбинированная изоляция. Однако, в настоящее время, в связи с прогрессом, достигнутым в создании новых качественных конденсаторных полимерных плёнок (в частности, полипропиленовой) появилась возможность создания чисто плёночных импульсных конденсаторов. Полипропиленовая плёнка уже завоевала прочные позиции при создании силовых конденсаторов переменного напряжения [1,2]. В тоже время применение плёнки для импульсных конденсаторов практически не исследовано.

Имеющиеся экспериментальные данные [3,4] в одном случае [3] свидетельствуют об эффективности применения плёночной изоляции для импульсных конденсаторов, в другом [4] – при пропитке полипропиленовой изоляции касторовым маслом, обладающим большой вязкостью – получены весьма низкие значения ресурса. Поэтому логично применить для пропитки диэлектрическую жидкость с меньшей вязкостью и меньшим углом смачивания. Из широко распространенных и доступных жидких диэлектриков наиболее подходящим является нефтяное масло.

Целью данной работы является исследование ресурсных характеристик чисто плёночного диэлектрика, пропитанного трансформаторным маслом в импульсном режиме.

Конструкция образцов. Для проведения эксперимента были изготовлены секции из односторонне шероховатой полипропиленовой плёнки типа TERFILM RER толщиной 12 мкм с различным количеством слоев: 2,3,4 и 5 слоев (24,36,48 и 60 мкм соответственно) по 80 образцов каждой конструкции (рис. 1).

Слои плёнки укладывались таким образом, чтобы гладкая сторона плёнки соприкасалась с шероховатой стороной соседнего слоя плёнки. Тем са-

мым улучшались условия пропитки за счет повышения возможности проникновения жидкого диэлектрика между соседними слоями пленки.

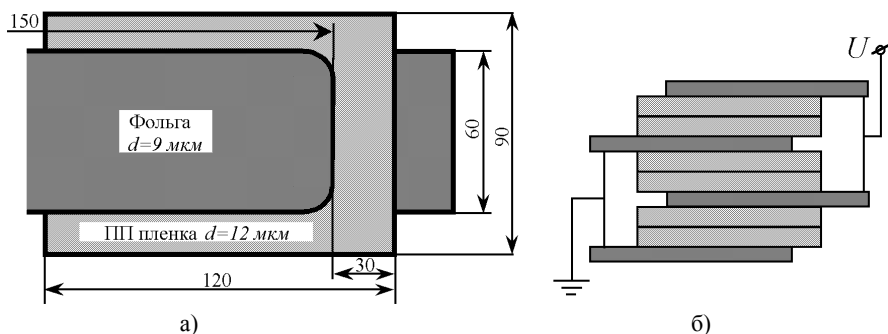


Рисунок 1 – Конструкция секций из полипропиленовой (ПП) пленки, изготовленных для проведения эксперимента

Каждая секция состояла из трех параллельно включенных емкостных промежутков (рис. 1, б) для обеспечения условий создания конфигурации электрического поля, близкой к реальной. Активная площадь обкладки секции составила 60 x 90 мм. Друг от друга секции отделялись при помощи 4 - 10 слоев кабельной бумаги толщиной 120 мкм во избежание пробоя между соседними секциями. После сборки образцы сушились в вакуумной камере при температуре 80 °С и вакууме 6,5 Па в течение 6 дней. Далее производилась заливка в бак с образцами предварительно отвакуумированного жидкого диэлектрика, в качестве которого использовалось трансформаторное масло. Пропитка происходила в течение 3 дней при температуре 70 °С и вакууме 6,5 Па.

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 $(3-5) \cdot 10^{-4}$. Следует заметить, что увеличение емкости образцов после пропитки незначительно (как и в работе [4]), поэтому значение диэлектрической проницаемости жидкого диэлектрика не является ключевым фактором при его выборе.

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 $E = 250 \text{ кВ/мм}$. Далее подъем напряжения осуществлялся с шагом по времени $\Delta t = 30 \text{ с}$ и по напряженности $\Delta E = 25 \text{ кВ/мм}$.

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	37	12,37	12,99	1,05
36	39	8,39	8,76	1,044
48	39	5,58	5,99	1,074
60	39	4,75	5,06	1,065

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.

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	12,77	531,94
36	16	19,11	530,73
48	19	21,15	440,57
60	19	27,17	452,89

Следует отметить, что из испытанных на кратковременную прочность образцов ни на одном из них напряженность пробоя не составила менее 350 кВ/мм. Коэффициент вариации результатов пробоя 2-х слойных образцов составил $K = 0,145$; 3-х слойных – $K = 0,12$; 4-х слойных – $K = 0,05$; 5-ти слойных – $K = 0,09$.

Результаты ресурсных испытаний на 6 уровнях напряженности для образцов с различной толщиной пленочного диэлектрика даны в табл. 3.

На рис. 2 приведено распределение образцов по ресурсу в координатной сетке, соответствующей закону распределения Вейбулла.

После окончания испытаний образцы были разобраны для определения расположения точек пробоя секций. Подавляющее большинство точек пробоя (от 70% для 2-х слойных образцов до 90% для 5-ти слойных) для образцов, которые испытывались на ресурс, находились на краю обкладок. В тоже время для образцов, которые испытывались на кратковременную прочность,

значительная часть точек пробы лежала в области однородного поля (от 40% для 5-ти слойных до 80% для 2-х слойных образцов).

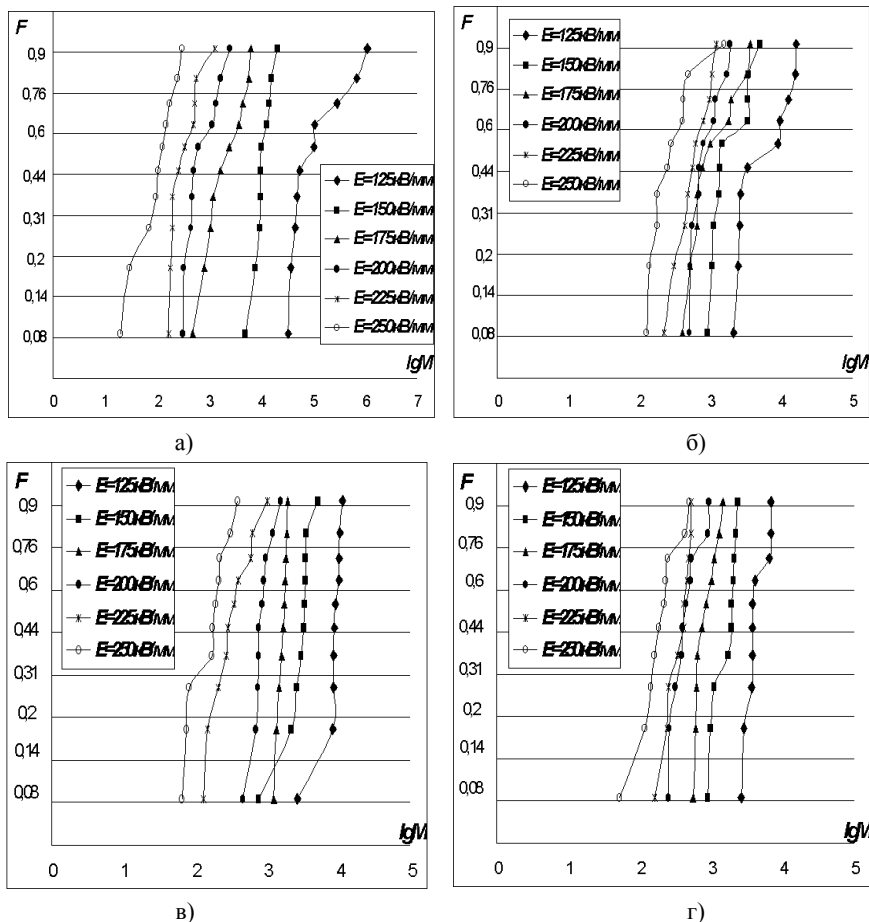


Рисунок 2 – Распределение образцов по ресурсу: а) 2-х слойных (24 мкм); б) 3-х слойных (36 мкм); в) 4-х слойных (48 мкм); г) 5-ти слойных (60 мкм).

Анализ результатов. Анализ результатов ресурсных испытаний (табл. 3) показывает, что при напряженностях электрического поля более 200 кВ/мм не наблюдается закономерности уменьшения ресурса с увеличением числа слоев пленки. Это свидетельствует о резком ослаблении «краевого эффекта» и изменении механизма разрушения изоляции.

Необходимо отметить, что ресурс образцов в 4-6 раз больше ресурса пленочных образцов, пропитанных касторовым маслом [4].

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, им- пульсов					
	E , кВ/мм					
	125	150	175	200	225	250
24	252244	11465	2800	938	426	132
36	7543	2212	1459	958	662	400
48	8774	3076	1662	900	406	190
60	4472	1720	884	492	378	227

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 2,5 – 17. 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 [5]. 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 125-150 кВ/мм в несколько раз превышает (по данным [6]) ресурс испытанных секций из полипропиленовой пленки, пропитанных нефтяным маслом.

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. При создании специальных малогабаритных конденсаторов с рабочей напряженностью электрического поля более 150 кВ/мм и небольшим ресурсом применение бумажно-касторовой изоляции практически невозможно из-за большой доли отказов при первом же подъеме напряжения [6]. Поэтому при $E_p > 150$ кВ/мм приме-

нение пленочного диэлектрика является оправданным. В тоже время полученные значения ресурса меньше значений ресурса для конденсаторов с другим набором пленок, указанных в работе [3]. Этот факт свидетельствует о необходимости продолжения исследований пленочной изоляции.

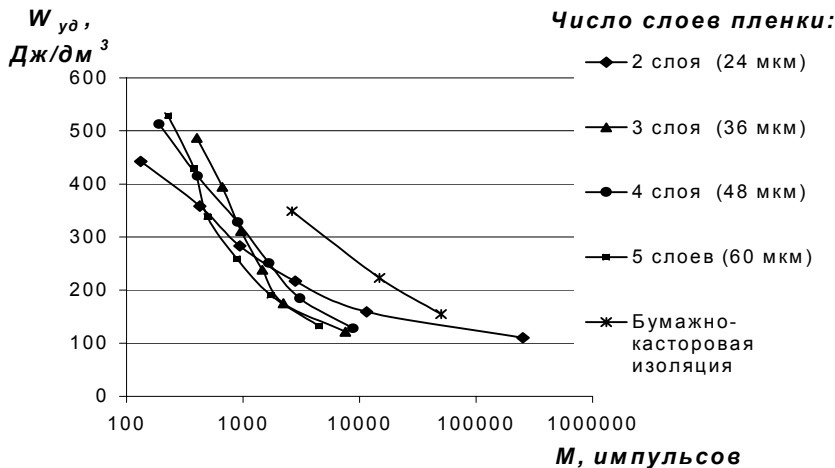


Рисунок 3 – Удельная энергия образцов с пропитанной полипропиленовой изоляцией и с бумажно-касторовой изоляцией

Изменение среднеквадратического отклонения и коэффициента вариации значений ресурсов (вычисленных в предположении, что закон распределения образцов по ресурсу является нормально-логарифмическим) испытанных образцов в зависимости от толщины пленочного диэлектрика представлено на рис. 4.

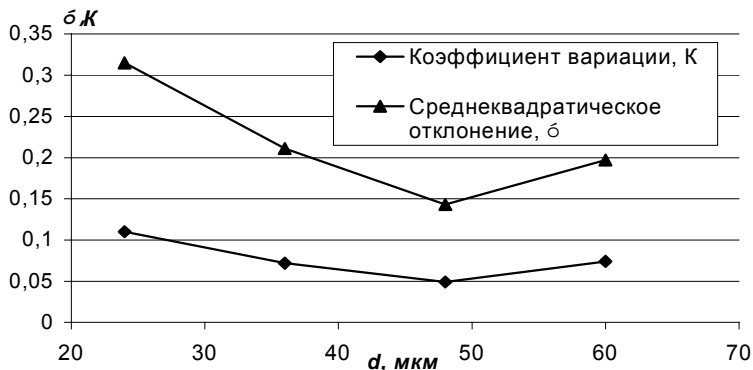


Рисунок 4 – Среднеквадратическое отклонение и коэффициент вариации ресурса испытанных образцов (при $E = 200$ кВ/мм)

Анализ кривых (рис. 4) показывает, что минимальные значения коэффициента вариации и среднеквадратического отклонения достигаются при числе слоев пленки, равном 4, в то время как для бумажного диэлектрика – при 6-ти слоях бумаги.

Выводы:

1. С увеличением числа слоев полипропиленовой пленки ресурс образцов при одинаковом уровне напряженности электрического поля снижается. При 4-х слоях пленки коэффициент вариации имеет минимальное значение.
2. Увеличение емкости пленочных образцов после пропитки незначительно (как и в работе [4]), поэтому значение диэлектрической проницаемости жидкого диэлектрика не является ключевым фактором при его выборе.
3. Кратковременная прочность пленочной полипропиленовой изоляции в 2 раза превышает соответствующую характеристику бумажно-касторового диэлектрика.
4. Ресурс образцов пропитанных трансформаторным маслом в 4-6 раз выше ресурса пленочных образцов с идентичной конструкцией, технологией изготовления и сушки, пропитанных касторовым маслом [4].
5. Ресурс и удельная энергия пропитанной полипропиленовой пленочной изоляции, изготовленной по технологии сушки и пропитки бумажно-касторовой изоляции, в импульсном режиме при напряженности электрического поля 125-150 кВ/мм меньше, чем у бумажно-касторовых секций. Необходимо провести дальнейшие исследования по изменению технологии изготовления.
6. Несмотря на худшие показатели, пропитанные полипропиленовые конденсаторы, можно использовать в частотных режимах, так как они имеют тангенс угла диэлектрических потерь на порядок ниже, а также при создании конденсаторов с высокой напряженностью электрического поля более 150 кВ/мм (с высокой удельной энергией).

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 «ХПІ»-Торнадо, 2005. – 930 с. 3. Гребенников И.Ю. Гунько В.И., Дмитришин А.Я. и др. Прогнозирование ожидаемого среднего ресурса высоковольтных импульсных конденсаторов с пленочным диэлектриком в зависимости от режимов эксплуатации //Физика импульсных разрядов в конденсированных средах: Материалы XII Межд.научн.школы. – Николаев: КП «Николаевская областная типография», 2005. – С. 125-126. 4. В.В.Рудаков, Ю.В.Кравченко, Д.А.Доценко Ресурс пленочной полипропиленовой изоляции, пропитанной касторовым маслом, в импульсном режиме // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск. Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ

«ХП». – 2006. – № 37. – С. 113-118. 5. В.В.Рудаков, О.Ю.Дубийчук, В.П.Кравченко Предельные удельные характеристики высоковольтных импульсных конденсаторов // Вестник НТУ «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск. Електроенергетика і перетворююча техніка. – Харків: НТУ «ХП». – 2004. – № 7. – С. 142-147. 6. 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 15.05.2007

УДК 622.24.537.528

О.Н.СИЗОНЕНКО, докт.техн.наук, Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины

О ВЛИЯНИИ УДАРНО-ВОЛНОВОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РАЗРЯДА НА РЕОЛОГИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА УГЛЕВОДОРОДНЫХ ФЛЮИДОВ

Наведено результати експериментальних досліджень впливу ударно-хвильової електророзрядної дії на нафтову дисперсну систему. Встановлено закономірності зв'язку параметрів дії зі зміною реологічних характеристик вуглеводневого флюїда.

The results of experimental researches of influencing of shock-waving electric discharge on the oil dispersion system. For the regularities of connection of the electric discharge impact parameters with time dependence of the change of rheological characteristics of hydrocarbon fluid have been determined.

Постановка задачи. Нефть характеризуется довольно обширным комплексом свойств, которые определяют ее поведение при первичной подготовке, транспортировке, в ходе переработки, и существенно влияют на свойства продуктов ее переработки, являющихся то ли полуфабрикатами, то ли конечными материалами, использующимися в различных отраслях производства, в транспорте, в быту. В сложных по составу многокомпонентных нефтяных системах происходят коллективные взаимодействия низко- и высокомолекулярных соединений, в результате чего происходит формирование структурных элементов разных типов.

В частности, аномалии вязкости наблюдаются из-за присутствия в нефти кристалликов высокомолекулярных парафиновых углеводородов или микелл асфальтенов. Аномалии вязкости усиливаются с увеличением концентрации твердой фазы в нефти и оказывают отрицательное влияние на фильтрацию в пористых средах.

Поэтому разработка научных основ метода изменения структуры угле-

водородных флюидов, заполняющих пористые материалы, с целью улучшения их фильтрационных характеристик является актуальной темой для решения научно-технической проблемы разработки научных основ новых методов и технологических средств для наиболее полного извлечения углеводородов из недр Земли, повышения их свойств, как исходных материалов для дальнейшей переработки

Условия фильтрации улучшаются, если понизить каким-либо способом ее предельное напряжение сдвига. В работах [1-3] было показано, что при использовании растворов ПАВ можно ослабить структурно-механические свойства нефти, а если ПАВ активирован высоковольтным электрическим разрядом, то и полностью разрушить структуру. Такие изменения будут происходить в зоне контакта ПАВ с нефтью, находящейся в порах породы.

Цель настоящей работы – исследовать влияние ударно-волнового воздействия высоковольтного электрического разряда на углеводородные флюиды и разработать научные основы метода изменения их структуры.

Методика эксперимента. Исследования проводились на экспериментальном стенде, состоящем из энергетической и технологической частей. Энергетическая часть стенда, которая предназначена для формирования импульсов тока в разрядном промежутке технологической камеры, включает в себя пульт управления и генератор импульсных токов.

Технологическая часть стенда представляет собой камеру (рис. 1), которая позволяла отделять исследуемую нефтяную дисперсную систему (1) в рабочей камере (2) упругой резиновой мембраной (3) от контакта с плазменным каналом, который создается при высоковольтном разряде в жидкости, находящейся в разрядной камере (4). Камеры (2) и (4), объемом 10^{-3} м^3 каждая выполнены из нержавеющей стали, что позволяло исключить дополнительное загрязнение жидких сред.

Исследования выполнялись при исходных параметрах экспериментальной установки, близких к номинальным параметрам устройств типа «Скиф» [4, 5]: емкость накопительной батареи конденсаторов $C_{ЕН} = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$; зарядное напряжение $U_3 = 3 \cdot 10^4 \text{ В}$; индуктивность разрядной цепи $L = 3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$; радиус электрода-анода $r_3 = 2 \cdot 10^{-3} \text{ м}$; частота посылки импульсов $f = 0,2 \text{ Гц}$.

Реологические свойства смолистой нефти месторождения Малодевица Черниговской области (плотность $\rho = 849 \text{ кг/м}^3$ (при 20° С); вязкость $\eta = 9,36 \cdot 10^{-3} \text{ Па}\cdot\text{с}$ (при 20° С)) исследовались до и после воздействия на ротационном вязкозиметре «Полимер РПЭ-1М.2» согласно инструкции [6] путем определения зависимости вязкости от скорости сдвига.

Основная часть. Результаты исследований показывают (рис. 2), что перед электроразрядным воздействием реологические свойства нефти ти-

пичны для структурированных жидкостей. В определенном интервале изменения градиента скорости и напряжения сдвига зависимость между ними нелинейная. При малых скоростях вращения ротора динамическая вязкость нефти высокая, а с ее повышением наблюдается снижение вязкости (рис. 3).

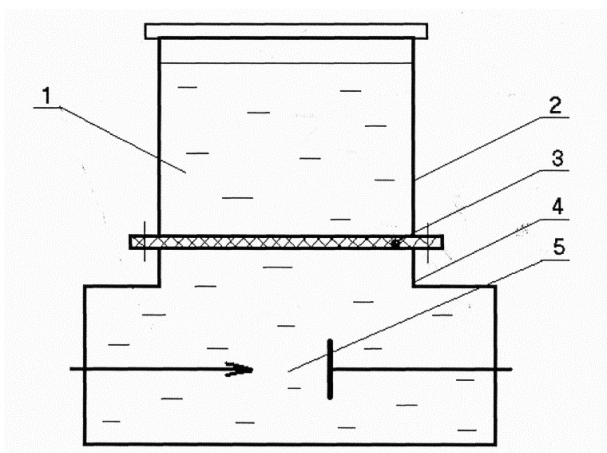


Рисунок 1 – Схема технологической части стенда для исследований:
1 – исследуемая среда; 2 – рабочая камера; 3 – резиновая мембрана;
4 – разрядная камера; 5 – электродная система

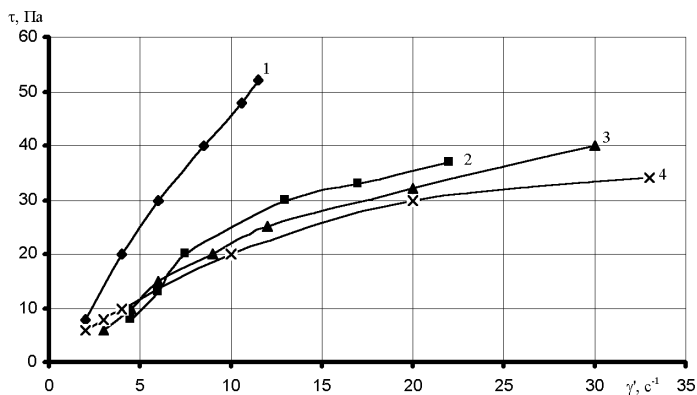


Рисунок 2 – Влияние суммы удельных импульсов давления J_C на зависимость напряжения сдвига нефти от скорости сдвига: 1 – исходная нефть;
2 – $J_C = 45 \text{ МПа} \cdot \text{с/м}^3$; 3 – $J_C = 90 \text{ МПа} \cdot \text{с/м}^3$; 4 – $J_C = 135 \text{ МПа} \cdot \text{с/м}^3$

После электроразрядного воздействия вязкость нефти ~ на 30 % снижается, эта тенденция проявляется при малых скоростях деформации и сохраняется при увеличении скорости деформации. Эффективность снижения ди-

намической вязкости зависит от суммы удельных импульсов давления J_C , приложенных к эмульсии. Сумму удельных импульсов давления можно представить в следующем виде:

$$J_c = (P_{\text{ср}} \cdot \tau_p) \cdot n / V_{\text{ж}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{ср}}$ – средняя величина амплитуды импульсов давления, Па;

τ_p – длительность импульса давления, с;

n – число импульсов;

$V_{\text{ж}}$ – объем нефти, на которую оказывают ударно-волновое воздействие, м^3 .

Как видно из зависимостей, представленных на рис. 2, увеличение суммы удельных импульсов давления приводит к снижению предельного напряжения сдвига примерно на 20 %, а напряжения сдвига (при скорости сдвига 10 с^{-1}) примерно в 2 раза. Аналогичная тенденция наблюдается и с динамической вязкостью (рис. 3).

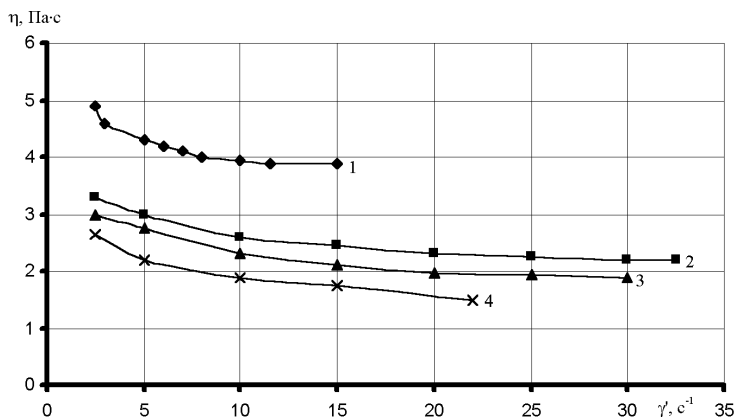


Рисунок 3 – Влияние суммы удельных импульсов давления J_C на зависимость динамической вязкости нефти от скорости сдвига: 1 – исходная нефть; 2 – $J_C = 45 \text{ МПа} \cdot \text{с}/\text{м}^3$; 3 – $J_C = 90 \text{ МПа} \cdot \text{с}/\text{м}^3$; 4 – $J_C = 135 \text{ МПа} \cdot \text{с}/\text{м}^3$

На рис. 4 представлена монотонно убывающая зависимость изменения напряжений сдвига нефти от величины удельных импульсов давления, которая показывает, что наиболее существенные изменения в нефти (напряжение сдвига снижается в 2 раза) происходят в начале процесса воздействия от момента приложения нагрузки до значений $J_C = 50 \text{ МПа} \cdot \text{с}/\text{м}^3$. Затем при увеличении J_C в 3 раза напряжение сдвига снижается в 1,3 раза, а далее процесс стабилизируется. Необходимо отметить, что с течением времени, прошедшего после воздействия, нефть сохранила свойства разрушенной структуры. Оценка кривых течения нефти производилась после шести дней при той же температуре (20°C). При этом все точки укладывались на кривых, практиче-

ски совпадающих с кривыми 2-4 на рис. 2 и 3, что позволяет считать изменения в нефти после ударно-волнового электроразрядного воздействия достаточно устойчивыми во времени.

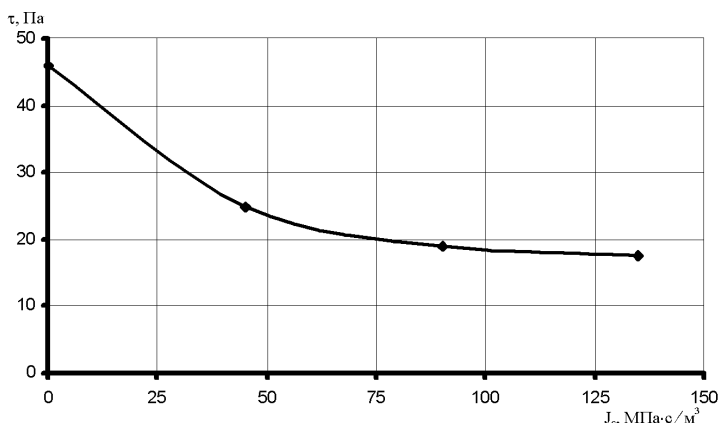


Рисунок 4 – Кинетика изменения напряжений сдвига нефти (скорость сдвига $\dot{\gamma} = 10 \text{ с}^{-1}$) при воздействии импульсов давления электроразряда

Микроструктурные исследования (рис. 5), выполненные на оптическом микроскопе подтверждают данные реологических исследований. Так, нефть до воздействия (рис. 5, а) имеет ярко выраженный структурированный вид. Приложение импульсов давления электроразряда уже в начале процесса (рис. 5, б) приводит к разрушению структуры (напряжение сдвига снизилось в 2 раза), а дальнейшее воздействие не оказывает столь существенных изменений в структуре нефти (рис. 5, в и г).

Для интерпретации факта разрушения структуры при ударно-волновом воздействии, возникающем в результате высоковольтного электрического разряда в среде, непосредственно не контактирующей с нефтью, можно предложить следующее объяснение.

Наличие у нефти аномалии вязкости свидетельствует о том, что дисперсная фаза, состоящая из мицелл асфальтенов и кристалликов парафина образует в дисперсионной среде структуру твердой фазы, которая при распространении в ней знакопеременных волн сжатия диспергируется. По мере ослабления неньютоновских характеристик среды влияние периодического деформирования ослабевает.

Изменение реологических свойств нефти при ударно-волновом электроразрядном воздействии оказалось сравнимым с воздействием на нее растворов ПАВ [3], которые были активированы электроразрядом. Следовательно, можно прогнозировать усиление эффекта изменения структуры дисперсных систем при комплексном ударно-волновом воздействии высоко-

вольтного электрического разряда и активированных разрядом растворов ПАВ.

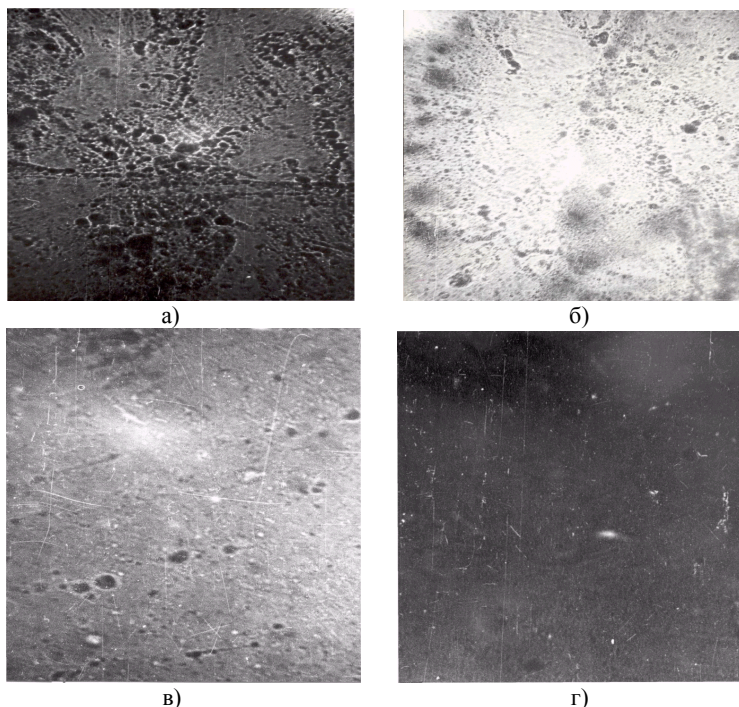


Рисунок 5 – Микроструктура нефти (оптический микроскоп $\times 200$):

а) Структурированная нефть; б) Нефть после воздействия импульсов давления электроразряда ($J_c = 45 \text{ МПа}\cdot\text{с}/\text{м}^3$); в) Нефть после воздействия импульсов давления электроразряда ($J_c = 90 \text{ МПа}\cdot\text{с}/\text{м}^3$); г) Нефть после воздействия импульсов давления электроразряда ($J_c = 135 \text{ МПа}\cdot\text{с}/\text{м}^3$)

Выводы. Установлены закономерности связи параметров электроразрядного воздействия с изменением реологических характеристик углеводородного флюида – монотонно убывающей зависимостью динамической вязкости (снижается в 2 раза при скорости сдвига 15 с^{-1}), предельным напряжением сдвига (снижается на 40 %) и изменением структуры этого флюида (знакопеременными волнами сжатия-растяжения диспергируется твердая дисперсная фаза, состоящая из мицелл асфальтенов и кристалликов парафина) при увеличении суммы удельных импульсов давления от момента приложения нагрузки до $50 \text{ МПа}\cdot\text{с}/\text{м}^3$.

Разработанные научные основы электроразрядного метода изменения структуры углеводородных флюидов использованы для создания технологии

интенсификации фильтрационных процессов в продуктивных нефтяных пластах электроразрядными устройствами типа «Скиф» (приток нефти увеличивается более чем в 3 раза) в различных геолого-технических условиях Украины, России, Казахстана и Китая (более 300 скважин).

Список литературы: 1. Сизоненко О.Н., Колмогорова Р.П., Тафтай Э.И. и др. Влияние добавок поверхностно-активных веществ, обработанных электроразрядом, на реологические параметры нефти // Нефтяное хозяйство. – 2003. – № 11. – С. 79-81. 2. Сизоненко О.Н. Влияние высоковольтного электрического разряда на поверхностные явления в дисперсных системах // Материалы Межд. конф. «Современное материаловедение: достижения и проблемы» (26-30 сентября 2005 г.). – Киев. – 2005. – С. 536-537. 3. Сизоненко О.Н., Райченко А.И. Влияние высоковольтного электрического разряда на поведение композиции углеводородно-минеральная смесь / раствор ПАВ. // Тр. четвертой межд. конференции «Материалы и покрытия в экстремальных условиях: исследования, применение, экологически чистые технологии производства и утилизации изделий», 18-22 сентября 2006 г. – Жуковка, Автономная республика Крым (Украина). – 2006. – С.155-156. 5. Сизоненко О.Н., Швеиц И.С., Кучернюк А.В. Применение электроразрядного воздействия для обработки добывающих и нагнетательных скважин // Нефтяное хозяйство. – 2000. – № 12. – С. 133-135. 6. Сизоненко О.Н. Синергетический эффект в изменении фильтрационных характеристик пористых насыщенных жидкостью сред при электроразрядном воздействии // Геотехническая механика: Межвед. сб. науч. тр. – Днепропетровск: Ин-т геотехн. механики НАН Украины. – 2003. – Вып. 42. – С.173-186.

Поступила в редколлегию 29.05.2007

УДК 533.951

Е.И.СКИБЕНКО, канд.физ.-мат.наук; **Ю.В.КОВТУН**;
В.Б.ЮФЕРОВ, докт.техн.наук.; ННЦ ХФТИ, Харьков

ФОР-ИНЖЕКТОР РАЗДЕЛЯЕМОГО ВЕЩЕСТВА НА ОСНОВЕ ПУЧКОВО-ПЛАЗМЕННОГО РАЗРЯДА ДЛЯ ИОННО-АТОМНЫХ СЕПАРАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ. КОНЦЕПТУАЛЬНЫЙ ПРОЕКТ. ЧАСТЬ ВТОРАЯ.

Розглянута можливість створення плазмового інжектора на основі пучково-плазмового розряду для іонно-атомних сепараційних технологій. Визначені основні принципи його створення та умови збереження безперервності і постійності потоку розподіляємої речовини по довжині фор-інжектора, включаючи область блоку фазових перетворень та область іонізатора.

The opportunity of creation plasma injector is considered on the basis of the plasma-beam interaction for ionic-nuclear separating technologies. Main principles of his creation and a condition of preservation of a continuity and a constancy of a stream of divided substance on length for-injector, including area of the block of phase transformations and area of an ionizer are determined.

Одной из наиболее трудных научно-технических задач в резонансных магнито-плазменных сепараторах является инжекция плазмы. Поскольку распределение магнитного поля в сепараторе [1-3] представляет собой несколько видоизмененную пробочную конфигурацию, например несимметричные пробки, то способы инжекции и механизмы захвата плазмы сходны с теми, что действуют в пробкотронах. Напомним, что для захвата заряженных частиц магнитным полем обычно используются один или несколько из следующих эффектов: – переменные во времени электромагнитные поля; – изменение зарядового состояния инжектируемых частиц; – парные столкновения или коллективные взаимодействия частиц. При реализации метода так называемой «внешней» инжекции [4] через магнитные пробки важны следующие аспекты: – время инжекции и эффективного захвата плазмы удваивается, если одна из пробок сделана намного больше другой; – механизм инжекции и захвата наиболее эффективен для частиц, входящих под малыми углами ε . Таким образом, если через пробку инжектируется поток плазмы с широким интервалом углов спирали, то условие инжекции и захвата выполняется тем дольше и эффективнее, чем меньше углы ε . При реализации так называемой «внутренней» инжекции она осуществляется с помощью источников, помещенных частично внутри удерживающего объема. Однако, в настоящее время возможен вариант внутренней инжекции без размещения внутри магнитного поля материальных объектов, на которых может происходить торможение захваченных и удерживаемых частиц после нескольких проходов межпробочного расстояния. Такой вариант внутренней инжекции без материальных объектов внутри и без торможения захваченных частиц на них может быть реализована в случае использования механизма пучково-плазменного взаимодействия для создания плазмы внутри сепаратора. По разным каналам (направлениям) в одну и ту же точку (локальную область) сепарационного объема подается разделяемое вещество и сгусток энергии в виде инжектируемого вдоль магнитного поля электронного пучка.

Парадоксальность ситуации, связанной с инжекцией плазмы в сепаратор, заключается в том, что ни один плазменный источник, из числа разработанных для пробкотронов, в чистом виде не может быть использован для заполнения сепаратора плазмой, так как требует согласования и доводки по параметрам плазмы, по конфигурации магнитного поля, тепловым нагрузкам и т.д.

В работе сепарационного плазменного источника (инжектора) можно выделить несколько последовательно выполняемых (происходящих) стадий. В первую очередь – это стадия приготовления рабочего вещества в требуемом фазовом состоянии, то есть парообразном. Для ее стартовой реализации требуются достаточно значительные затраты времени и энергии. Вторая стадия предполагает подачу (транспортировку) разделяемого вещества в паровой фазе в зону ионизации. При этом возможны различные варианты дози-

рованной подачи разделяемого вещества в область пучково-плазменного разряда: – фронтальная подача вещества навстречу электронному пучку; – боковая подача по радиусу системы; – подача разделяемого вещества в спутном потоке в направлении инъекции электронного пучка. По всем трем вариантам ввода (инъекции) предполагается, что вещество может быть доставлено в любую точку сепарационного объема (тракта). Третья стадия – ионизационная (ударная ионизация по линейному закону). Отметим, что в случае пучково-плазменного разряда ионизационная область может быть реализована в любой точке сепарационного объема (тракта), где создана избыточная плотность нейтральных частиц разделяемого вещества порядка 10^{12} см^{-3} . Четвертая стадия – тоже ионизационная, но в этом случае за счет коллективных процессов нарастание плотности происходит уже по нелинейному (экспоненциальному) закону. На пятой стадии происходит нагрев электронов и ионов образовавшейся в пучково-плазменном разряде плазмы за счет электронно-циклотронного резонанса (ЭЦР) и ионно-циклотронного резонанса (ИЦР). Таким образом, многостадийность в работе так называемого плазменного источника позволяет говорить не просто о создании и работе плазменного источника, а о создании и работе более сложного и более функционального устройства – фор-инжектора или фор-источника для заполнения объема сепаратора разделяемым веществом, соответственно, в разные моменты времени в нейтральном или ионизированном состояниях.

В магнито-плазменных резонансных сепараторах, в которых разделение вещества на элементы и их изотопы производится на ионно- атомном уровне, область удерживающего магнитного поля может быть условно разделена на несколько зон: входная зона, зона дрейфа, зона разделения, зона сбора продукта разделения. По функциональным признакам входная зона предназначена для размещения устройств, обеспечивающих трансформацию разделяемого вещества из нейтрального в ионизованное состояние. Зона дрейфа обеспечивает транспортировку плазменного потока, образованного во входной зоне магнитного поля, в зону разделения. В зоне разделения и сбора продуктов разделения реализуется основной технологический процесс сепарационной технологии.

Таким образом, принципиально существует по меньшей мере две возможности создания плазмы разделяемого вещества и, соответственно, два варианта размещения плазменного источника в пределах сепаратора. Размещение плазменного источника во входной зоне представляет собой вариант так называемой «внешней» инъекции корпускулярных и плазменных потоков в магнитном поле сепаратора по терминологии принятой в описании открытых и замкнутых ловушек для удержания термоядерной плазмы [5]. Размещение устройств создания плазмы непосредственно в зоне разделения или использование физических механизмов, обеспечивающих создание плазмы там же, то есть в зоне разделения, реализует вариант внутренней инъекции

плазмы. Рассматриваемый в данной работе фор-источник или фор-инжектор на основе пучково-плазменного разряда является примером реализации внутренней инжекции плазмы в сепаратор. Таким образом, можно считать, что пучково-плазменный разряд применительно к сепаратору – это виртуальный плазменный источник внутреннего размещения. Его достоинства и преимущества по сравнению с внешней инжекцией заключаются в следующем:

- электронный пучок в вакууме и продольном магнитном поле распространяется практически без потерь на любые расстояния в пределах названных цифр (несколько погонных м), то есть плазма может быть образована в любой точке транспортного тракта длиной в несколько м, а именно в зоне разделения;

- в массовом составе образуемой плазмы присутствуют только частицы (ионы, нейтралы) поданного рабочего вещества, и она не загрязняется частицами материалов электродов, диафрагм и т.п., как это имеет место при использовании других методов образования плазмы;

- в условиях пучково-плазменного разряда достигается 100% выгорание нейтралов [6];

- реализация пучково-плазменного разряда допускает использование различных способов подачи рабочего вещества, по сути дела, в любую точку (область) инжекционного тракта.

В [7,8] была высказана и обоснована идея создания плазменного источника (фор-инжектора, в принятой сейчас и здесь терминологии) для ионно-атомных сепарационных устройств и технологий на основе пучково-плазменного разряда, приведена и обсуждена блок-схема такого источника. Она включает следующие составные части:

- блок фазовых превращений, в котором исходное разделяемое вещество, переходит из твердого в парообразное состояние;

- дозатор, регулирующий массовый расход разделяемого вещества для поддержания постоянства потоков нейтрального вещества и плазмы, соответственно;

- камеру ионизации, где происходит ионизация разделяемого вещества в паровой фазе с помощью механизма пучково-плазменного взаимодействия и образование плазмы требуемых параметров;

- электронную пушку для получения электронного пучка, производящего ионизацию разделяемого вещества в паровой фазе за счет ударной ионизации на линейной стадии и коллективных процессов на стадии нелинейного (экспоненциального) роста плотности плазмы.

С учетом вышесказанного полная функциональная блок-схема резанансного магнито-плазменного сепаратора с использованием пучково плазменного разряда в качестве внутреннего источника плазмы может выглядеть следующим образом (см. рисунок).



Блок-схема устройства для разделения вещества на элементы

Далее, для сравнения приведены описания блок-схем проекта «Архимед» [2] и установки Карчевского (РНЦ «Курчатовский институт») [3]. Технологическая группа «Архимед» разрабатывает низкотемпературный плазменный фильтр масс (сепаратор) с неполной (частичной) ионизацией вещества, предназначенный для обогащения высокоактивных отходов и дальнейшего их остеклования. Фильтр «Архимеда» представляет собой однопроходное устройство с цилиндрической магнитной областью по оси системы и приложенным радиальным электрическим полем. Материал РАО в виде паров впрыскивается в центральную область устройства, где пары ионизируются с помощью спиральной ВЧ-антенны высокочастотными волнами от внешнего ВЧ-генератора. Разделение ионов по массам производится в соленоидальном магнитном поле, окружающем плазму, с помощью набора концентрических кольцевых электродов, размещаемых на обоих концах плазменного столба и создающих радиальное электрическое поле, направленное перпен-

дикулярно магнитному. Образовавшиеся ионы разделяются по массам и собираются на приемных пластинах – легкие ионы на электродах в торце камеры, тяжелые ионы в центре камеры на боковых поверхностях. Фильтр «Архимеда» способен перерабатывать 1,1 метрическую тонну рабочего вещества в сутки (расчетная производительность). Устройство Карчевского состоит из вакуумной камеры, источника плазмы, состоящего из катода и цилиндрического анода, магнитных катушек, системы подачи рабочего вещества, приемника плазменного потока, а также системы вакуумной откачки, магнитной катушки источника плазмы, сетчатого анода, ВЧ-антенны и ВЧ-генератора, анализатора или отборника проб вещества. Источником литиевой плазмы являлся продольный разряд постоянного тока в парах лития. Цилиндрический анод использовался для поджига продольного разряда. Разряд поддерживался вдоль магнитного поля между катодом и сетчатым анодом. Плазма из области разряда проникала сквозь сетчатый анод и распространялась по магнитному полю в зону действия ВЧ-антенны. Недостатком этого устройства является его конструктивная сложность и многоблочность, необходимость создания и постоянного использования отдельной системы ВЧ-нагрева ионов, состоящей из ВЧ-антенны и ВЧ-генератора. К тому же, при переходе на другой тип рабочего вещества требуется либо перестройка ВЧ-генератора, либо его замена. Кроме того, возможно загрязнение плазмы, проходящей через сетчатый анод, частицами материала сетки за счет его распыления. В то же время в фор-инжекторе (сепараторе) на основе пучково-плазменного разряда инжектируемый электронный пучок решает целую триаду физических и технологических задач – испарение (распыление) твердого вещества, его ионизацию, нагрев образованной плазмы и создание условий для селективного разделения вещества на ионно-атомном уровне. Таким образом, видно, что функционально данный проект имеет свои преимущества по сравнению с литературными источниками [2,3], заключается в конструктивной простоте, повышении надежности устройства в целом и чистоты условий разделения. Действительно, реализация механизма коллективного пучково-плазменного взаимодействия в разряде позволяет наряду с нагревом электронов производить также нагрев ионов, что связано с возникновением в разряде радиального электрического поля, приводящего к вращению плазмы, помещенной в продольное магнитное поле. Относительное движение различных по заряду и массе компонент плазмы приводит к неустойчивости плазмы относительно продольных колебаний вращающейся плазмы и возникновению ионно-циклотронных колебаний с частотой $\omega \sim \omega_{\text{н}}$, когда частота вращения становится порядка ионно-циклотронной частоты $\omega_{\text{н}}$. Таким образом, вращение плазмы и нагрев ионов происходит за счет самовозбуждающихся электронным пучком ионных циклотронных колебаний в разряде, а не за счет внешнего ВЧ-генератора и ВЧ-антенн, как в аналоге. То есть упрощение конструкции происходит за счет отказа от внешнеразмещаемого ВЧ-генератора и

ВЧ-антенн как в [2,3]. Повышение надежности достигается за счет уменьшения количества составных частей и блоков (узлов) в устройстве в целом. Повышение чистоты условий разделения происходит благодаря исключению возможности попадания в разряд частиц материала электродов, используемых при реализации дуговых распылительных разрядов. Схема предлагаемого устройства представлена в [8]. Устройство содержит вакуумную камеру 1 трубчатой формы, соединенную с узлом подачи разделяемого вещества 2 и узлом подачи поджигающего газа 3. Внутри камеры 1 размещен источник плазмы в виде электронной пушки 4 и приемник плазменного потока в виде пластин 5. При этом ось анодного отверстия электронной пушки 4 размещена под углом к оси камеры 1. Устройство снабжено магнитной системой 6, охватывающей камеру 1. На противоположном от места размещения узла подачи разделяемого вещества 2, узла подачи поджигающего газа 3 и электронной пушки 4 в торце вакуумной камеры 1 размещен коллектор пучка 7. Для запуска и работы предлагаемого устройства [8] производится включение магнитного поля, напуск поджигающего газа, инжекция электронного пучка в область магнитного поля, где он путем ударной ионизации поджигающего газа создает предварительную плазму плотностью 10^{10} см^{-3} . Далее, открывается узел подачи разделяемого вещества и пары разделяемого вещества поступают в объем предварительно созданной плазмы, где происходит их ионизация. При этом ионизация паров разделяемого вещества производится как электронами инжектированного первичного электронного пучка, так и электронами плазмы, образованной при ионизации поджигающего газа. В этом случае плотность плазмы возрастает до 10^{12} см^{-3} .

Рассмотрение концептуального проекта фор-инжектора разделяемого вещества (или сепарирующего устройства в целом) на основе пучково-плазменного разряда для ионно-атомных сепарационных технологий должно отвечать современным требованиям по части технических параметров и производительности устройства в целом. Поэтому параметры сепарирующего устройства могут быть следующими [7]: радиус плазмы $\sim 0,5 \text{ м}$, длина плазменного столба $\sim 4 \text{ м}$, плотность ионной компоненты плазмы $\geq 10^{12} \text{ см}^{-3}$, плазменный поток $4,7 \cdot 10^{21} \text{ част./с}$. Дальнейшие расчеты и оценки будут, проводится с учетом этих размеров и величин. В блоке фазовых превращений методом физического воздействия (плавление, испарение, корпускулярное распыление) происходит переход рабочего вещества из исходного состояния в парообразное – пригодное для ионизации. Поддержание плазменного потока на уровне $4,7 \cdot 10^{21} \text{ част./с}$, при условии 100 % ионизации, будет определять скорость испарения вещества. При нагревании вещества в высоком вакууме, его масса, испаряющаяся с единицы поверхности за единицу времени, определяется уравнением Ленгмюра [9]:

$$a_v = 4,4 \cdot 10^{-4} \cdot \alpha \cdot P_s \cdot \sqrt{\frac{M_D}{T_v}}, \quad (1)$$

где a_V – удельная скорость испарения, г/см² с;
 α – коэффициент испарения (для идеального случая $\alpha = 1$);
 T_V – температура вещества, К;
 P_S – упругость пара при температуре T_V , Па;
 M_D – массовое число испаряемого вещества.

Уравнение (1) справедливо в предположении, что ни одна из испаряющихся частиц не возвращается на испаряемую поверхность сквозь газ или облако пара над испарителем. При невыполнении этого условия скорость испарения меньше, чем рассчитываемая по (1), и определяется как $a_{V1} = k \cdot a_V$, где k – коэффициент возврата, который в зависимости от скорости a_V и давления газа может принимать значения от 0 до 1. Уже при давлении газа 1 Па его влияние на скорость испарения a_{V1} становится существенным. Согласно [10] коэффициент возврата k при испарении меди в среде аргона с остаточным давлением 10^{-2} , 10^{-1} , 133 Па равняется, соответственно, 1, 0,92, 0,68.

Для оценки скорости испарения были выбраны следующие элементы и их соединения: Zr, Bi, Pb, U, UO₂. Расчет производился по формуле (1) при коэффициенте испарения $\alpha=1$, зависимость давления упругости пара от температуры бралась из [11].

Массовый расход $\dot{m}$ рабочего вещества, для поддержания постоянства плазменного потока, зависит от атомного (молекулярного) веса вещества и увеличивается с увеличением массы, что потребует для тяжелых металлов по сравнению с легкими увеличения удельной скорости испарения или площади испарения. Увеличение удельной скорости испарения требует увеличения температуры расплава, которая ведет к повышению давления насыщенного пара, а значит к интенсификации взаимодействия пар-пар с образованием капельной фазы. В этом случае капли жидкого металла могут попадать вместе с паром из блока фазовых превращений в камеру ионизации, что нежелательно, конденсироваться на стенках, как камеры ионизации, так и блока фазовых превращений, а также возвращаться в жидкий расплав. Это ведет к значительному влиянию коэффициента возврата k на удельную скорость испарения, уменьшая ее соответственно. Хотелось бы отметить тот факт, что увеличение длины транспортного тракта пара в камеру ионизации, может привести в некоторых случаях, за счет взаимодействий пар-газ и пар-пар к минимальному количеству подаваемого вещества. В этом случае решающую роль будет играть не скорость испарения, а длина тракта. Исходя из этого, будет выбираться удельная скорость испарения вещества, площадь испарения с учетом коэффициента возврата k . Для рассматриваемых металлов при неизменном плазменном потоке на уровне $4,7 \cdot 10^{21}$ част./с значения требуемого массового расхода вещества $\dot{m}$, удельной скорости испарения a_V , температуры T_V , площади испарения S приведены в таблице.

Полное число частиц плазмы $N_{\text{полн.}}$ в объеме сепаратора может быть рассчитано по формуле [12]:

$$N_{полн.} = \int_S n(r) ds(r) = \pi n_{max} r_0^2 \frac{\gamma}{\gamma + 2}, \quad (2)$$

где n и n_{max} – плотность плазмы и ее максимальное значение, r_0 – максимальный радиус плазменного образования, γ – показатель, характеризующий профиль – тип пространственного распределения плотности плазмы.

При $\gamma = 2$ распределение плотности $\frac{n(r)}{n_{max}} = 1 - \left(\frac{r}{r_0}\right)^\gamma$ – параболическое, при $\gamma \geq 3$ близкое к равномерному, при $\gamma < 2$ спадающее к периферии.

	$\dot{m}$, г/с	a_V , Г/см ² с	T_V , К	$T_{пл.}$, К
Zr	0,719	$1 \cdot 10^{-2}$	3189	2133
Bi	1,646	$2,5 \cdot 10^{-2}$	1153	544
Pb	1,632	$1,8 \cdot 10^{-2}$	1254	600,65
U	1,875	$1,7 \cdot 10^{-2}$	2781	1408
UO ₂	2,127	$1,7 \cdot 10^{-2}$	2800	3123

Для вышеприведенных размеров сепарирующего устройства полное число частиц на единицу длины сепаратора для параболического распределения плотности плазмы ($\gamma = 2$) составляет $0,39 \cdot 10^{19}$ частиц/м, а для равномерного распределения ($\gamma = 10$), соответственно $0,65 \cdot 10^{19}$ частиц/м.

Известно, что образование пучково-плазменного разряда критично к длине взаимодействия. Это объясняется тем, что существует наименьшая длина, на которой возможно возбуждение колебаний до заметной амплитуды. Минимальная длина взаимодействия, на которой пучок растрчивает свою энергию на возбуждение плазменных колебаний, может быть оценена по формуле [13]:

$$L \approx \frac{v_0}{\gamma} \approx 10^{-8} \frac{E_e}{j} \sqrt{n_p}, \quad (3)$$

где γ – инкремент нарастания амплитуды колебания;

v_0 – направленная скорость электронов в пучке;

E_e – энергия электронов пучка, эВ;

j – плотность тока пучка, А/см²;

n_p – концентрация плазмы, см⁻³.

С ростом длины взаимодействия электронного пучка с плазмой, амплитуда колебаний растет, и при определенных длинах она может достигать величины достаточной для дополнительной ионизации газа. Начиная с этой длины, и возникает плазменно-пучковый разряд.

Видно, что диапазон расчетных значений эффективной длины ППВ простирается от долей см до десятков и сотен см. Для реально получаемых токов электронного пучка (10 – 20 А) при поперечных размерах $2R \sim 1$ см

имеем плотность тока $j \sim 10 - 25 \text{ А/см}^2$ и, соответственно, длины взаимодействия $L \sim 10\text{-}20 \text{ см}$. При более высоких значениях плотности тока, например, $\leq 100 \text{ А/см}^2$, требуемые длины взаимодействия остаются на том же уровне или несколько уменьшаются.

Для реализации данного проекта существенным является вопрос об энергетических затратах на образование плотной (выше плотности электронного пучка) плазмы в условиях пучково-плазменного разряда. Экспериментально показано, что на создание в пучково-плазменном разряде аргоновой плазмы плотностью $6 - 8 \cdot 10^{14} \text{ см}^{-3}$ требуются удельные затраты мощности около 100 Вт/см^3 . С учетом времени образования плотной плазмы, которое составляет в среднем $5 - 50 \text{ мкс}$ энергозатраты на ионизацию равны $5 \cdot 10^{-4} - 5 \cdot 10^{-3} \text{ Дж/см}^3$. Для демонстрационного варианта сепаратора суммарные ионизационные затраты для однократно ионизованной плазмы составят от 500 до 5000 Дж. Для криптоновой и ксеноновой плазмы эти затраты практически останутся на том же уровне в соответствии с величинами сечений и потенциалов ионизации [14].

Таким образом, пучково-плазменный механизм образования плотной, горячей, высокоионизированной плазмы дает основание для проработки и реализации на его основе плазменного источника для сепарационных устройств и технологий.

Список литературы: 1. О.М.Швец, В.Б.Юферов, Е.И.Скибенко и др. // Труды Украинского Вакуумного Общества. – Т. 1. – Киев. – 1995. – С. 195. 2. A.Litvak, S.Agnev, F. Anderegg at. all // 30th EPS Conference on Contr. Fusion and Plasma Phys., St. Petersburg. – 7-11 July 2003. – ECA Vol. 27A, O-1.6A. 3. А.И.Карчевский, В.С.Лазько, Ю.А.Муромкин и др. // Физика плазмы. – Т. 19, вып. 3. – 1993. – С. 411. 4. Р.Пост // Высокотемпературная плазма и управляемые термоядерные реакции. – М.: ЦИЛ, 1961. – 118 стр. 5. Л.А.Арцимович // Управляемые термоядерные реакции. – М.: ГИФМЛ. – 1961. – 468 с. 6. I.Alexeff, L.A.Barry, J.M.Dudley at all // Phys. Rev. – 1964. – Vol. 136. – Р. 689. 7. Е.И.Скибенко, В.Б.Юферов, Ю.В.Ковтун // Концептуальный проект плазменного источника на основе пучково-плазменного разряда для сепарационных технологий. Сборник докладов ОТТОМ-8. – Харьков, 2007. – Т. 1. – С. 232-238. 8. Заявка на полезную модель № U200702787 от 16 марта 2007. 9. J.Langmuir // Phys. Rev. – 1913. – Vol. 2, № 5. – Р. 329-342. 10. B.Wenzel // Forschungsinstitut M. von Ardenne. – Dresden, 1974. – personl. Mitt. 11. А.И.Ефимов и др. Свойства неорганических соединений. Справочник. – Химия, 1983. – 392 с. 12. М.Ю.Бредихин, А.И. Маслов, А.И.Скибенко и др. // ЖТФ. – 1974. – Т. 44, № 1. – С. 83. 13. Я.Б.Файнберг // АЭ. – 1961. – Т. 11. – С. 313. 14. R.Rejoub, B.G. Lindsay and R.F.Stebbing // Physical Review A. – 2002. – Vol. 65, 042713.

Поступила в редколлегию 04.06.2007.

В.Б.ЮФЕРОВ, докт.техн.наук; **Б.В.БОРЦ**, канд.техн.наук;
И.В.БУРАВИЛОВ; **Д.В.ВИННИКОВ**; **А.Ф.ВАНЖА**, канд.техн.наук;
Е.В.МУФЕЛЬ; **Г.В.ПИСАРЕВ**; **А.Н.ПОНОМАРЕВ**;
ННЦ ХФТИ, Харьков

ЭЛЕКТРОГИДРОИМПУЛЬСНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ОБРАБОТКИ РАСПЛАВОВ МЕТАЛЛОВ В ВАКУУМНО-ДУГОВЫХ ПЕЧАХ

Розроблено та виготовлено електрогідроімпульсну установку для дослідження можливостей зменшення розмірів кристалічного зерна в злитках тугоплавких металів, що одержуються під час вакуумно-дугової плавки, при впливі на них акустичних імпульсів різної амплітуди і частоти. Згідно можливостей системи живлення, частота імпульсів складає 0,5-10 Гц, тривалість 3-7 мкс, потужність у межах $0,8-2 \cdot 10^6$ Вт.

Electro-hydro pulsed plant for investigation the opportunity of decreasing the crystal grain size in ingots of refractory metals obtained during vacuum-arc melting that are subjected to the influence of acoustic pulses of different amplitude and frequency is developed. Proceeding from the opportunities of power system the pulse frequency is in the range of 0,5 to 10 Hz, pulse duration: 3-7 mks, power $0,8-2 \cdot 10^6$ W.

В процессе вакуумно-дуговой плавки металлов в слитках образуются крупнозернистые дендритные структуры с размером зерна около 3-5 мм в радиальном и 10-20 мм в осевом направлении. Эти структурные особенности возникают, как при фазовом переходе, жидкость – твердое тело, так и при α - β переходах в твердом теле. Процесс кристаллизации металла является, во многом определяющим качество готового изделия. Многие особенности строения слитка, формирующиеся при его затвердевании, после всех этапов передела переходят в полуфабрикаты и готовые изделия. Поэтому возможность влияния на структуру слитков является и важной и актуальной.

Цель данной работы – создание установки для исследования возможности уменьшения размеров кристаллического зерна в слитках металлов, получаемых в процессе вакуумно-дуговой плавки, при помощи акустических импульсов.

Описанный ранее [1] внепечной метод электрогидроимпульсной обработки (ЭГИО), жидких металлов в ковше или разливе предусматривающий передачу в расплав импульсов акустической энергии, в настоящее время используется для гомогенизации металла в ковше, дегазации и рафинирования его от неметаллических включений. Эффект обработки достигается за счет интенсификации гидродинамических, тепломассообменных и физико-химических процессов в расплаве, влияющих на изменения структурозависимых свойств литого металла. В настоящее время получен большой объем

данных относительно техники и технологии ЭГИО расплава многокомпонентных сплавов на основе таких систем, как Fe-C и Al-Si. Вместе с тем, было замечено несовпадение результатов в ходе обработки различных марок сплавов при одинаковых частотно-энергетических режимах, и сплава одного и того же состава при различных режимах. Следовательно, необходимо решать задачу выбора оптимального режима обработки практически для каждого конкретного случая. Иными словами, для повышения эффективности гидроимпульсной обработки кристаллизующегося металла необходимо, чтобы создаваемый ударный импульс имел частотный спектр, соответствующий резонансному разрушению дендритной структуры, резонансу колебаний пузырьков газа, а также резонансу колебаний жидкого металла в области расплава, как сплошной массы. Импульсная акустическая обработка должна разрушить дендритную структуру слитков таким образом, чтобы при каждом импульсе прекращался рост одного зерна и начинался рост другого. При обработке металлов в ковшах, масса обрабатываемого металла составляет несколько тонн, волновод вводится непосредственно в расплав, запасенная энергия импульсного генератора лежит на уровне 0,5-5 кДж, частота – 1-10 Гц. Оценки показывают, что энерговклад в этих случаях лежит на уровне десятых долей Джоуля на см^3 , то есть на уровне десятка процентов от величины удельной теплоемкости металла. Во всех этих случаях эффект гидроимпульсной обработки (уменьшение величины кристаллического зерна) был замечен.

В нашем случае, то есть в процессе вакуумно-дуговой плавки металлов, ситуация сильно отличается от рассмотренной выше. Обработка ведется при следующих условиях: скорость плавки, то есть скорость роста слитка, составляет около 1-2 мм/сек, зона расплава составляет 2-5 мм у стенки тигля и 10-50 мм в центре. Зона высоких температур уже затвердевшего слитка, где идут процессы рекристаллизации, может составлять еще 20-50 мм. Размер зерна в слитках, близок к этим величинам. Электрод вакуумно-дуговой печи вводится в тигель сверху, поэтому воздействовать на расплав тем же путем, что и в [1] – затруднительно. Масса жидкого металла не превышает 0,5 кг, масса слитка изменяется в процессе плавки от 0 до 30-100 кг, масса тигля – 100-300 кг, масса вакуумной печи – 200-500 кг, то есть имеются большие присоединенные массы. Таким образом, из-за невозможности прямой обработки расплава, на него приходится воздействовать косвенно и учитывать массу всей вакуумно-дуговой установки и большое количество границ раздела. Удельный энерговклад в расплав, в нашем случае, вряд ли должен отличаться от приведенного выше, уровня в несколько десятых Дж/см³. Однако наличие большого количества границ раздела, то есть областей отражения акустических импульсов, снизит коэффициент эффективности энерговклада в расплав, что потребует увеличения мощности или величины запасенной энергии в накопителях. В то же время, учитывая то, что затвердевание про-

исходит в условиях близких границ, возможно первостепенное значение может иметь частота посылки импульсов, отсюда исходит и стремление в данной работе повысить частоту [3]. Фактором, ограничивающим мощность импульсов, является необходимость учитывать прочность и вибростойкость вакуумной установки. Во время экспериментов было замечено, что от вибрации через определенное количество импульсов происходит раскручивание болтовых соединений, что может привести к ухудшению вакуумных условий, что особо нежелательно при работе с химически активными металлами. Таким образом, оценить величину энерговклада при вакуумно-дуговой плавке и сопоставить ее с энерговкладом в ковшах, можно лишь ориентировочно. Следующим существенным отличием наших систем, только усиливающим сказанное выше, является то, что вакуумно-дуговые печи являются низковольтным оборудованием, а электрогидроимпульсная установка высоковольтным. Поэтому возникает необходимость их диэлектрической развязки, что опять-таки увеличивает количество границ раздела по тракту акустического импульса и существенно снижает КПД.

Особое место при создании систем вакуумно-дуговой плавки с электрогидравлическим воздействием, вакуумно-дуговая плавка с акустическим воздействием, занимают вопросы электромагнитной безопасности персонала. Эти вопросы менее остро стоят при внепечной обработке металлов, поскольку в этих условиях персонал может находиться на расстояниях около 10 м, что задается термо-тепловой обстановкой. В нашем же случае персонал работает в непосредственной близости, около 1 м, и нормы импульсного магнитного воздействия должны быть учтены, то есть 200 мкТл при частотах 0-100 кГц.

Электрогидроимпульсная установка состоит из трех блоков. Первый блок – это генератор импульсных токов (ГИТ), состоящий из двух конденсаторов, соединенных последовательно или параллельно (общая емкость составила от 0,2 до 0,8 мкФ), однополупериодная схема выпрямления (зарядный трансформатор ВТМ-15/50), газовый разрядник со сменной атмосферой, скорость продувки 3-6 л/мин, киловольтметр. Исходя из возможностей системы питания, частота посылок импульсов составляет 0,5-10 Гц, запасенная энергия 90-360 Дж.

Второй блок – система генерации и передачи акустических колебаний, состоящей из камеры ЭРГУК (электроразрядного генератора упругих колебаний) и волновода, соединяющего ЭРГУК и вакуумно-дуговую печь, параметры которой приведены выше. Обработка осуществляется повторяющимися импульсами давления, создаваемыми при высоковольтном пробое жидкости в электроразрядном генераторе упругих колебаний. Камера ЭРГУК, диаметром 175 мм и высотой 170 мм, выполнена из нержавеющей стали, толщина мембраны 5 мм, электрод 8 из нержавеющей стали диаметром 10 мм [2]. Межэлектродный зазор выбирался экспериментальным путем и составил

1 мм. Скорость протока воды в камере около 10 л/мин. Передача акустического сигнала происходит через стальной волновод 2, и диэлектрическую развязку.

Третий блок-это измерительное оборудование. Система регистрации соединена с сетью через разделительный трансформатор. Блок включает персональный компьютер с виртуальным осциллографом «Veleman», пьезокерамические датчики, пояс Роговского. Вся система размещена в заземленных экранах.

Исходя из требований, приведенных выше, рассмотрено несколько вариантов систем передачи акустических колебаний (см. рис 1, 2).

1. Геометрия № 1:

- камера является частью сильноточной разрядной цепи;
- высоковольтные электроды не контактируют с камерой.

2. Геометрия № 2:

- гидравлический волновод;
- металлический волновод.

Для обеспечения совместной работы низковольтного оборудования вакуумно-дуговой установки с ЭРГУК, были сделаны диэлектрические развязки. На рис. 1, а и 1, б приведены варианты исполнения разрядной камеры ЭРГУК.: Рис. 1, а – камера является частью сильноточной разрядной цепи, рис. 1, б – высоковольтные электроды не контактируют с камерой, и существует только емкостная связь между разрядной цепью и камерой. В первом случае, из-за малого межэлектродного промежутка потенциал на камере может составлять значительную часть от приложенного напряжения, поэтому, длина диэлектрической развязки рассчитывалась на полное зарядное напряжение 30 кВ и составила 100 мм. Во втором случае, наведенный на камеру потенциал, должен быть меньше. Однако, в этом случае амплитуда колебаний мембраны ожидается меньшей, так как разрядный промежуток находится на порядок дальше, чем в первом случае, кроме того возможно влияние газовой фазы, находящейся возле мембраны. Таким образом, во втором случае можно уменьшить риск пробоя высоковольтной установки на низковольтную, при одновременном уменьшении выходной акустической мощности.

При выборе конструктивных параметров диэлектрической развязки необходимо, кроме ее электрических свойств (на пробой), учитывать и ее акустические свойства (коэффициент пропускания). Известно, что коэффициент пропускания моночастотного излучения, $D = 1 - R = 4m/(m + 1)^2$, где $m = \rho_1 c_1 / \rho_2 c_2 = (1 + (\rho_1^2 / \rho_2^2)^{1/2}) \sin^2 \alpha$ – отношение акустических сопротивлений. Здесь не учитывается поглощение звука в средах. С другой стороны, если диэлектрическая развязка является пластиной толщиной $d = n(\lambda_2/2)$; $n = 1, 2, 3, \dots$, коэффициент пропускания, D , в этих условиях стремится к 1, однако, если акустические сопротивления материалов волновода существенно различаются, резонансы оказываются достаточно узкими, поэтому длина ди-

электрической развязки должна быть выбрана, как говорится «по месту», то есть в процессе экспериментов. Это особенно необходимо, поскольку есть сомнения в моночастотности нашего генератора – ЭРГУК.

В системе передачи акустических колебаний в качестве диэлектриков, использовались оргстекло, текстолит. Форма диэлектриков – цилиндрическая. Контакт осуществлялся прижимом. Как известно [4], на границах диэлектрик-сталь-диэлектрик коэффициент прохождения звуковых волн составляет 13 %, а границы сталь-медь 99,7 %, поэтому мощность акустического сигнала почти на два порядка ниже, чем без нее.

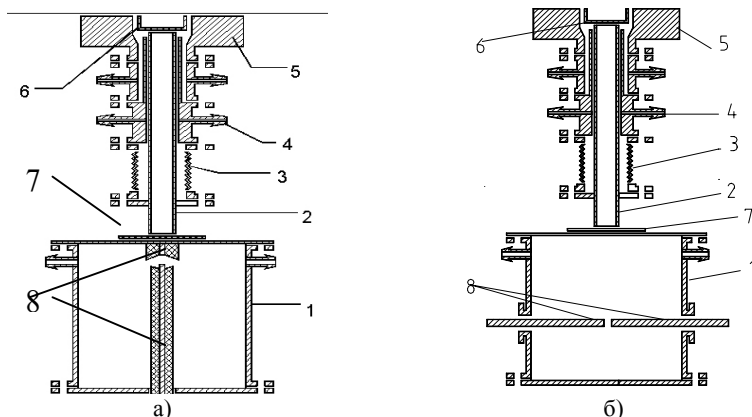


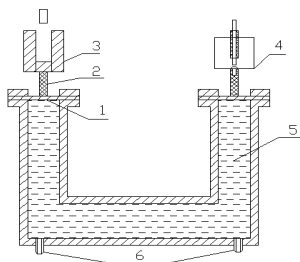
Рисунок 1 – Схематический вид установки – вакуумно-дуговая печь с ЭРГУК и передающим устройством – волноводом (Геометрия № 1):

а) камера- элемент сильноточной цепи разрядного промежутка; б) высоковольтные электроды не контактируют с камерой. 1 – камера ЭРГУК; 2 – волновод; 3 – сильфон; 4 – подвод охлаждения; 5 – корпус вакуумной печи; 6 – тигель; 7 – диэлектрик, 8 – электроды

Преимуществом Геометрии № 1, является малое количество границ раздела. Эксперименты на геометрии № 2, рис. 2, а, б, позволили размещать камеру с волноводом направленным вниз. Недостатком этой геометрии, является большое количество границ раздела, что значительно снижает мощность акустического импульса передаваемого на тигель.

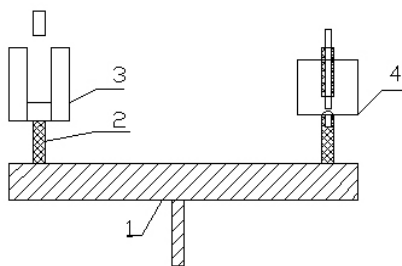
Опыты, проведенные с присоединенным металлическим волноводом показали, что акустический сигнал имеет большую интенсивность, чем в случае с гидроволноводом. Результаты экспериментов по определению частоты посылок импульсов приведены на рис. 3, а-г.

Эксперименты были проведены с запасенной энергией 60 Дж, емкостью 0,2 мкФ. Изменение частоты осуществлялось за счет изменение зарядного напряжения и зазора в газовом разряднике, осуществлялся проток газа и воды в разряднике и камере ЭРГУК.



а)

1 – мембраны, 2 – диэлектрические развязки, 3 – тигель вакуумно-дуговой печи, 4 – ЭРГУК, 5 – вода, 6 – клапана для выхода воздуха

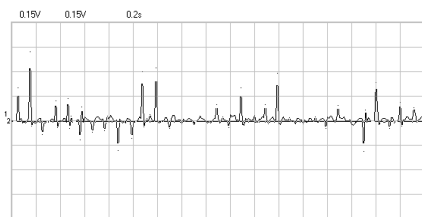


б)

1 – металлический волновод, 2 – диэлектрические развязки, 3 – тигель вакуумно-дуговой печи, 4 – ЭРГУК, 5 – вода, 6 – клапана для выхода воздуха

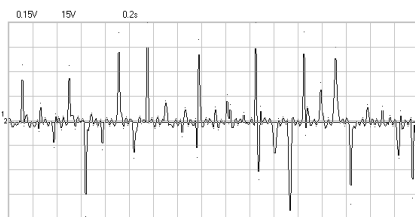
Рисунок 2 – Схематический вид установки – вакуумно-дуговая печь с ЭРГУК и передающим устройством – волноводом (Геометрия № 2):

а) – гидроволновод; б) – металлический волновод



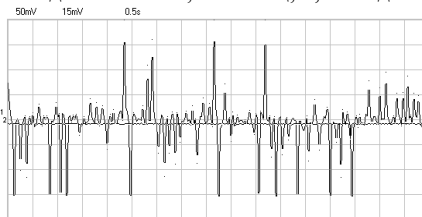
а)

U-24/13; газ – 3,8 л/мин;
вода – 12 л/мин; $f = 10$ Гц; 0,2 сек/дел



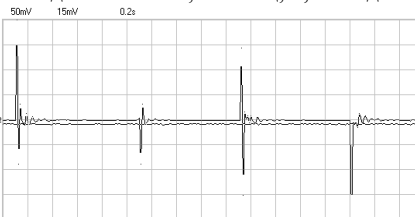
б)

U-24/16; газ – 8,8 л/мин;
вода – 12 л/мин; $f = 8$ Гц; 0,2 сек/дел



в)

U-8/7; газ – 8,3 л/мин;
вода – 11,5 л/мин; $f = 8$ Гц; 0,5 сек/дел



г)

U-15/10; газ – 4 л/мин;
вода – 4 л/мин; $f = 2$ Гц; 0,2 сек/дел

Рисунок 3 – Частота посылок импульсов при различных факторах влияющих на работу ЭРГУК, амплитуда колебаний сигнала представлена в относительных единицах

Как видно из рисунков имеется три типа импульсов различающихся величиной амплитуды, причем, в некоторых случаях около 50 % импульсов

имеют одинаковую амплитуду, что определялось скоростями протока газа и воды. Следует заметить, что громкость акустических импульсов не всегда соответствовала амплитуде с пьезодатчика. Полярность импульсов определяется фазой колебания мембраны.

Было установлено, что проток газа и жидкости имеют некоторые значения, которые для каждой системы определялся эмпирически. В ходе эксперимента сила крепления пьездатчика изменялась, из-за вибрации, что приводило к изменению величины амплитуды сигнала. На рис. 4, а, б представлены виды акустических сигналов в микро и миллисекундной временной развертке, где миллисекундный сигнал, скорее всего, связан с собственными частотами ЭРГУК. Для выяснения природы микросекундного сигнала необходимы дополнительные бесконтактные (оптические) измерения.

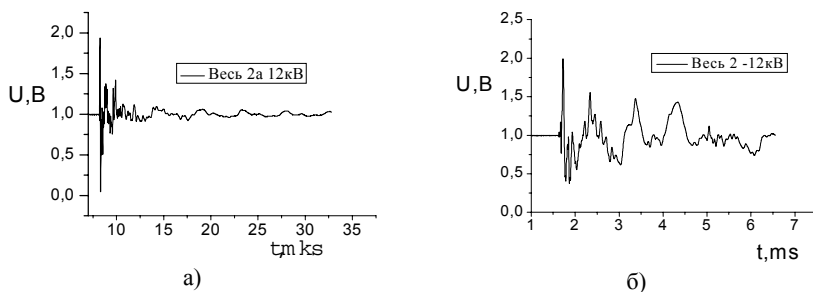


Рисунок 4 – Графики акустических сигналов

Выводы:

1. Сформулированы требования к установке вакуумно-дугового переплава металлов с импульсным акустическим воздействием.
2. Для установки вакуумно-дугового переплава металлов создана система акустического воздействия для исследования возможностей уменьшения размеров кристаллического зерна в слитках.
3. Создан ЭРГУК работающий в диапазоне частот до 10 Гц и запасенными энергиями от 40 до 360 Дж и четыре системы передающих устройств.
4. Проведены эксперименты с передающими системами, обладающими преимуществами либо с точки зрения энергетики, либо с точки зрения безопасности.
5. Для повышения стабильности работы установки необходимо исследование причин появления импульсов, обладающих различной амплитудой.
6. Представляется существенно важной оптимизация диэлектрических развязок на передающих устройствах.

Список литературы: 1. Электрогидроимпульсная обработка кристаллизующихся металлов и сплавов: Сб. науч. тр. / АН УССР. ПКБ электрогидравлики; Редкол.: Гулый Г.А. (отв. ред.) и др. – Киев: Наукова думка, 1990. – 100 с. 2. В.А.Поздеев, П.И.Царенко, Б.И.Бутаков, П.П.Малюшевский Электроразрядные генераторы упругих колебаний. – Киев: Наукова думка, 1985. – 176 с. 3. А.А.Чернов Физика кристаллизации // Вестник АН СССР. – 1984. – 9. – С. 3-11. 4. Л.Бергман Ультразвук и его применение в науке и технике. – Москва, Издательство иностранной литературы, 1957. – 726 с.

Поступила в редколлегию 11.06.2007.

СОДЕРЖАНИЕ

В.И.КРАВЧЕНКО, Ю.С.НЕМЧЕНКО, А.И.ТАНЦУРА, Ю.Н.ГИРКА Экспериментальное исследование стабильности выходных характеристик эталона РЭМП	3
В.И.КРАВЧЕНКО, В.Н.ДНЫЩЕНКО, Ю.Н.ГИРКА, Ф.В.ЛОСЕВ, И.В.ЯКОВЕНКО Влияние стороннего импульсного электромагнитного излучения на рабочие характеристики полупроводниковых приборов .	13
М.И.БАРАНОВ, В.А.БОЧАРОВ, В.М.ЗИНЬКОВСКИЙ, Ю.П.ЗЯБКО, Н.Н.ИГНАТЕНКО Омический делитель напряжения для измерения испытательных грозовых и коммутационных импульсов амплитудой до 1 МВ	20
Ю.В.БАТЫГИН, А.Ю.БОНДАРЕНКО Электродинамические усилия в системе трех плоских пластин с n продольными прорезями в центральной токонесящей	31
В.Ф.БЕЗОТОСНЫЙ, В.В.КОЗЛОВ Система автоматической компенсации емкостных токов замыкания в сетях 6-10 кВ с дугогасящим реактором	37
М.И.БАРАНОВ, В.А.БОЧАРОВ, М.А.НОСЕНКО Предельные характеристики по рассеиваемой импульсной мощности и энергии высоковольтных керамических объемных резисторов типа ТВО-60 . .	45
В.С.БРЕСЛАВЕЦ, С.А.НИКИТИН Анализ методов обеспечения надежности функционирования программно-аппаратных комплексов .	56
В.С.ГЛАДКОВ, О.А.ГУЧЕНКО, О.В.ШЕСТЕРИКОВ, І.В.ЯКОВЕНКО Пропонована інженерна методика розрахунку ефективності руйнування бетону в залежності від параметрів імпульсу напруги та класу бетонів	61
Э.А.ГОРЮШКИН, А.Э.ГОРЮШКИН Анализ точности измерения параметров короткоимпульсных электромагнитных полей аналого-цифровыми методами	71
В.Н.ДНИЩЕНКО, В.О.ЕРЕМЕЕВ, О.С.НЕДЗЕЛЬСКИЙ, Е.Г.ПОНУЖДАЕВА Измерительный шунт ШК-300 для определения амплитудно-временных параметров имитированного импульса тока молнии	75
Ю.Г.КАЗАРЯН Зарядные устройства емкостных накопителей энергии ячеечной структуры с коррекцией отклонений собственных параметров трансформаторов ячеек	80
В.П.КАРПУШЕНКО, В.М.ЗОЛОТАРЕВ, А.А.НАУМЕНКО, В.В.ЗОЛОТАРЕВ Отечественные разработки кабелей среднего, высокого и сверхвысокого напряжений	87

В.В.КНЯЗЕВ, Ю.С.НЕМЧЕНКО, И.П.ЛЕСНОЙ, С.Б.СОМХИЕВ, Т.Н.ОСТРОВЕРХ Установка для испытаний технических средств на стойкость к затухающему переменному магнитному полю с частотой 100 кГц	95
С.С.КОЗИРЄВ Нечітка модель електровибухового перетворення енергії як об'єкта керування	101
Ю.В.КОВТУН, Е.И.СКИБЕНКО, В.Б.ЮФЕРОВ Коаксиальный ускоритель для заполнения магнито-плазменных сепараторов плазмой	107
В.М.КУПРИЕНКО, Р.М.ОСТАФИЙЧУК О применении понятий и терминов «устойчивость», «стойкость» и «прочность» в области ЭМС ТС	114
Л.М.МИРОШНИЧЕНКО, Л.С.ОВЧИННИКОВА, А.М.ГОЛОБОРОДЬКО, С.С.КОЗИРЄВ Архітектура системи діагностики залишкового ресурсу і якості електричної ізоляції промислових електротехнічних споруд на базі тезлівських кіл	121
Н.С.НАЗАРОВА, Д.В.ВИННИЧЕНКО, И.Л.НАЗАРОВА Автоматизированная система измерения разрядного тока для разрядно-импульсных технологий	128
Ю.С.НЕМЧЕНКО Широкополосные средства измерения импульсных магнитных полей	132
Ю.С.НЕМЧЕНКО, Л.М.БОЛОТОВА, Ю.Н.ГИРКА Методические особенности метрологической аттестации средств измерения напряженности импульсных магнитных полей	146
А.А.ПЕТКОВ Особенности применения методов синтеза электрических цепей при проектировании высоковольтных импульсных испытательных устройств	161
В.В.РУДАКОВ, Ю.В.КРАВЧЕНКО Ресурс пленочной полипропиленовой изоляции, пропитанной трансформаторным маслом, в импульсном режиме	167
О.Н.СИЗОНЕНКО О влиянии ударно-волнового воздействия высоковольтного электрического разряда на реологические свойства углеводородных флюидов	174
Е.И.СКИБЕНКО, Ю.В.КОВТУН, В.Б.ЮФЕРОВ Фор-инжектор разделяемого вещества на основе пучково-плазменного разряда для ионно-атомных сепарационных технологий. Концептуальный проект. Часть вторая	180
В.Б.ЮФЕРОВ, Б.В.БОРЦ, И.В.БУРАВИЛОВ, Д.В.ВИННИКОВ, А.Ф.ВАНЖА, Е.В.МУФЕЛЬ, Г.В.ПИСАРЕВ, А.Н.ПОНОМАРЕВ Электрогидроимпульсная установка для обработки расплавов металлов в вакуумно-дуговых печах	190

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО
УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Тематичний випуск
«Техніка і електрофізика високих напруг»

Випуск № 20'2007

Науковий редактор д-р техн.наук,проф. В.І.Кравченко

Технічний редактор Л.В.Ваврів

Відповідальний за випуск В.М.Луньова

Підп.до друку 10.07.2007 р. Формат 60х84 1/16. Папір Сору Рарер.
Друк-ризографія. Гарнітура Таймс. Умов.друк.арк. 9,7. Облік.вид. арк. 10,0.
Наклад 100 прим. Зам. № 54. Ціна договірна.

НТУ «ХПІ», 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня ПТ «Ганжа С.О. та Окатов Г.А.» компанія ТОКМО
мі Суми, вул. Харківська 8/2, 82
