



ВЕСТНИК

**НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
«ХПИ»**

11'2009

Харьков

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»

Сборник научных трудов
Тематический выпуск

11'2009

«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, докт. техн. наук, проф.

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

А.П.Марченко, докт. техн. наук, проф.;	П.Г.Перерва, докт. техн. наук, проф.;
Е.И.Сокол, докт. техн. наук, проф.;	Н.И.Погорелов, докт.техн.наук,проф.;
Е.Е.Александров, докт.техн.наук, проф.;	М.И.Рыщенко, докт.техн.наук, проф.;
А.В.Бойко, докт. техн. наук, проф.;	В.Б.Самородов, докт.техн.наук,проф.;
М.Д.Годлевский, докт.техн.наук,проф.;	В.П.Себко, докт. техн. наук, проф.;
А.И.Грабченко, докт.техн.наук, проф.;	Н.А.Ткачук, докт. техн.наук, проф.;
В.Г.Данько, докт. техн. наук, проф.;	М.П.Требин, докт. фил. наук, доц.;
В.Д.Дмитриенко, докт.техн.наук, проф.;	Ю.В.Тимофеев, докт.техн.наук,проф.;
В.В.Елифанов, докт. техн. наук, проф.;	Е.И.Юносова, докт. фил. наук, проф.
П.А.Качанов, докт. техн. наук, проф.;	
В.Б.Клепиков, докт. техн. наук, проф.;	
В.И.Кравченко, докт.техн.наук, проф.;	
О.К.Морачковский, докт.техн.наук,проф.;	
В.И.Николаенко, канд.ист.наук, проф.;	

Адрес редколлегии: 61002, Харьков,
ул. Фрунзе, 21. НТУ «ХПИ».
НИПКИ «Молния», Тел.(057)707-63-09

Харьков 2009

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2009. № 11 – 202 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, докт.техн.наук, проф.

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

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

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».
Протокол № 4 від 10 квітня 2009 р.

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

ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ВОЗБУЖДЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ИНДУКЦИОННОГО ТОКА В МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ РАЗЛИЧНОЙ ТОЛЩИНЫ И ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ

Надані результати наближеного рішення електрофізичної задачі, що пов'язане з визначенням тимчасового зрушення між збуджуючим (первинним) уніполярним струмовим імпульсом індуктора та індукційним (вторинним) імпульсним струмом оброблюваною магнітним полем індуктора металеві деталі. Показано, що дане струмове зрушення істотно залежить від тривалості фронту збуджуючого уніполярного імпульсу струму індуктора і частотного спектру цього імпульсу.

The results of approximate solution of electrophysical problem concerned with determination of time shift between exiting (primary) unipolar current pulse of inductor and induced (secondary) pulsed current of metallic work piece treated by magnetic field of the inductor are presented. It's shown that this current shift depends significantly on front duration of exciting unipolar pulse of inductor current and frequency spectrum of this pulse.

1 ВВЕДЕНИЕ

В последние годы в технике и электрофизике высоких напряжений и больших токов при обработке металлов давлением сильного импульсного магнитного поля (ИМП) нашел практическое применение электрофизический эффект взаимного фазового смещения возбуждающего (первичного) и индукционного (вторичного) импульсных токов, зависящий от частоты воздействующего на металл поля и соответственно от соотношения толщины обрабатываемой металлической детали h и толщины скин-слоя $\Delta_{\text{дет}}$ в ней [1,2]. Заметим, что при указанной обработке металлической детали последняя через тонкий слой изоляции расположена вблизи индуктора, создающего рабочее сильное ИМП. Данный эффект, по мнению автора, принципиально позволяет обеспечить нетрадиционное «притяжение» (вместо традиционного «отталкивания» от индуктора-инструмента) деформируемой сильным ИМП металлической детали с индукционным током к жестко закрепленному индуктору, создающему за счет протекания в нем возбуждающего импульсного тока такое энергосиловое воздействие на деталь. При данной обработке сильным ИМП тонкостенных металлов в индукторе и соответственно в разрядной цепи высоковольтной электрофизической установки (ВЭФУ) обычно используется возбуждающий ток, изменяющийся во времени t по закону затухающей синусоиды [3]. На практике при электротехнологическом применении ИМП могут использоваться не только гармонические токи разрядной цепи ВЭФУ, но и уніполярні токи різних амплітудно-часових па-

раметров (АВП) индуктора той или иной конструкции [4,5]. Определенный практический интерес в этом случае представляет задача, связанная с определением временного сдвига между возбуждающим в индукторе униполярным токовым импульсом и индукционным импульсным током, наводимым и протекающим при этом в проводящем материале элементов обрабатываемого технического объекта различной толщины и электропроводности. Именно нахождение приближенного аналитического решения данной электрофизической задачи и составляет цель настоящей статьи.

2 ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ПОДХОД ПРИ ИЗУЧЕНИИ ПРОЦЕССОВ ВОЗБУЖДЕНИЯ НАВЕДЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ РАЗЛИЧНЫХ АВП В МЕТАЛЛЕ ПРОВОДНИКОВ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ТОЛЩИНЫ И ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ

Рассмотрим в цилиндрической системе координат электромагнитную систему, состоящую из одновиткового дискового индуктора и размещенной вблизи него плоской немагнитной металлической детали толщиной h с удельной электропроводностью материала γ_{dem} . Примем, что круглая проводящая плоская шина индуктора, имеющая внутренний радиус R_1 и наружный радиус R_2 , с возбуждающим кольцевым током $i_{ind}(t)$ отделена от металлической детали с кольцевым индукционным током $i_{ind}(t)$ воздушным изоляционным зазором δ . Считаем, что по индуктору, включенному в разрядную цепь ВЭФУ, протекает создающий в воздушном зазоре δ внешнее рабочее ИМП униполярный импульсный ток $i_{ind}(t)$ положительной полярности, временная зависимость которого может быть описана следующим аналитическим выражением:

$$i_{ind}(t) = \beta_m I_m [\exp(-\alpha_1 t) - \exp(-\alpha_2 t)], \quad (1)$$

где I_m – амплитуда аperiodического импульса тока индуктора; α_1 и α_2 – коэффициенты временной формы тока индуктора ($\alpha_1 \approx 0,76/\tau_p$; $\alpha_2 \approx 2,37/\tau_f$; τ_f и τ_p – соответственно длительность фронта и длительность импульса тока); $\beta_m = [(\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_1/(\alpha_2-\alpha_1)} - (\alpha_1/\alpha_2)^{\alpha_2/(\alpha_2-\alpha_1)}]^{-1}$ – нормирующий коэффициент для принятой временной формы импульса тока индуктора [6].

В соответствии с фундаментальным законом электромагнитной индукции Фарадея возбуждающий импульсный ток индуктора $i_{ind}(t)$ будет наводить в нашей металлической детали электродвижущую силу (ЭДС) $e_{ind}(t)$, имеющую в математической записи Максвелла следующий приближенный вид [7]:

$$e_{ind}(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{\pi\mu_0(R_1 + R_2)\Delta_{dem}}{(R_2 - R_1)} \cdot \frac{di_{ind}(t)}{dt}, \quad (2)$$

где Φ – магнитный поток индукторной системы, радиально пронизывающий скин-слой детали толщиной Δ_{dem} под серединой ширины $(R_2 - R_1)$ металлического витка индуктора; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная [8].

Из (2) явно следует, что ЭДС $e_{инд}(t)$ и соответственно индуцированное напряжение $u_{инд}(t)$ [7] в металлической детали будут всегда прямо пропорциональны первой производной по времени t от импульсного тока индуктора $i_{инд}(t)$, взятой с отрицательным знаком. Наведенное (индуцированное) напряжение $u_{инд}(t)$ в детали будет всегда стремиться вызвать протекание в ее проводящем материале соответствующего индукционного тока $i_{инд}(t)$. АВП данного индукционного тока $i_{инд}(t)$ будут определяться как активным сопротивлением $R_{дет}$ детали, так и ее реактивным сопротивлением (в нашем случае индуктивным сопротивлением X_L детали). Величина сопротивления X_L будет зависеть от внутренней индуктивности $L_{дет}$ детали, внешней индуктивности $L_{внеш}$ детали и эквивалентной круговой частоты $\omega_{эв}$ в частотном спектре протекающего по индуктору униполярного импульса тока $i_{инд}(t)$.

Так как временной сдвиг Δt_m между протекающим в индукторе возбуждающим униполярным токовым импульсом $i_{инд}(t)$ и индукционным импульсом тока $i_{инд}(t)$ в детали обычно определяется по взаимному временному смещению первых положительных амплитуд указанных токов, то нам для достижения поставленной цели в расчетах величины X_L достаточно ограничиться граничной круговой частотой на фронте возбуждающего импульсного тока индуктора $i_{инд}(t)$, рассчитываемой по известной в импульсной технике формуле $\omega_c = \omega_{эв} \approx 0,8\pi / \tau_f$ [9].

Оценку значений временного сдвига Δt_m выполним для двух резко отличающихся между собой по значениям ω_c граничных случаев, соответствующих следующим численным значениям длительности фронта униполярного импульса тока индуктора $i_{инд}(t)$: $\tau_{f1} = 1$ мс (**первый случай**) и $\tau_{f2} = 1$ мкс (**второй случай**). При этом используем плоскую стальную деталь (из нержавеющей стали при $\gamma_{дет} = 1,33 \cdot 10^6$ См/м) толщиной $h = 0,75$ мм, размещенную вблизи дискового индуктора и примененную в работах [1,2] в экспериментах по электродинамическому «притяжению» обрабатываемой сильным ИМП немагнитной металлической детали к неподвижному индуктору-инструменту. Толщину скин-слоя $\Delta_{дет}$ в тонкой стальной детали будем находить из классического соотношения, характерного для установившегося электромагнитного процесса в проводящем немагнитном материале детали и имеющего в наших случаях следующий аналитический вид [10]: $\Delta_{дет} = (2 / \omega_c \mu_0 \gamma_{дет})^{1/2} = (\tau_f / 0,4\pi \mu_0 \gamma_{дет})^{1/2}$. Ограничимся анализом электромагнитных процессов, протекающих в прямоугольном элементе указанной стальной детали с геометрическими размерами, равными $4 \times 3 \times 0,75$ мм³ [1,2].

Оценка значений временного сдвига Δt_m для первого случая. Расчетная толщина токового скин-слоя в стальном элементе детали (длина $l_{дет} = 4$ мм; ширина $b_{дет} = 3$ мм; толщина $h = 0,75$ мм) в этом случае оказывается равной $\Delta_{дет1} = 21,82$ мм. Видно, что здесь $h/\Delta_{дет1} = 0,034 \ll 1$ и активное сопротив-

ление $R_{\text{дем1}}$ рассматриваемого элемента детали будет практически равно его активному сопротивлению для постоянного электрического тока [10]: $R_{\text{дем1}} = l_{\text{дем}} (\gamma_{\text{дем}} h b_{\text{дем}})^{-1} = 1,33$ МОм. Внутренняя индуктивность $L_{\text{дем1}}$ принятого нами немагнитного элемента стальной детали будет практически равна его индуктивности для постоянного электрического тока [10]: $L_{\text{дем1}} = (8\pi)^{-1} \mu_0 l_{\text{дем}} = 0,2$ нГн. При $\delta = 1$ мм и используемых размерах стального элемента детали его внешняя индуктивность $L_{\text{внеш}} = 2 \mu_0 \delta l_{\text{дем}} (b_{\text{дем}})^{-1}$ [3,8] численно составит величину, равную около 3,35 нГн. Тогда из соотношения $0,8\pi(L_{\text{дем1}} + L_{\text{внеш}})/\tau_{f1}$ для индуктивного сопротивления X_{L1} исследуемого элемента стальной детали находим, что оно принимает численное значение, примерно равное $8,92 \cdot 10^{-6}$ Ом. Мы видим, что для данного случая $R_{\text{дем1}} \gg X_{L1}$ и сопротивление стальной детали будет носить практически омический характер. В этой связи величина временного сдвига Δt_{m1} между индуцированным напряжением $u_{\text{инд}}(t)$ и индукционным током $i_{\text{инд}}(t)$ в стальной детали согласно аналитическому соотношению $\tau_{f1} (0,8\pi)^{-1} \arctg(X_{L1}/R_{\text{дем1}})$ будет составлять численное значение, примерно равное $2,66 \cdot 10^{-6}$ с. Такой временной задержкой импульса индукционного тока $i_{\text{инд}}(t)$ в стальной детали относительно индуцированного в ней импульса напряжения $u_{\text{инд}}(t)$ при $\tau_{f1} = 1$ мс можно в нашем случае практически пренебрегать. В результате для исследуемого первого случая временной сдвиг Δt_{m1} между первичным униполярным импульсом тока индуктора $i_{\text{инд}}(t)$ и вторичным индукционным биполярным импульсом тока детали $i_{\text{инд}}(t)$ будет фактически определяться временным сдвигом между импульсами тока индуктора $i_{\text{инд}}(t)$ и индуцированного напряжения детали $u_{\text{инд}}(t)$. Согласно (2) данный временной сдвиг всегда, то есть для любых металлов детали, любых значений ее толщины h , любых АВП тока индуктора $i_{\text{инд}}(t)$ и любых толщин скин-слоя $\Delta_{\text{дем}}$ в детали, составляет значение $\Delta t_{m1} = t_m = \ln(\alpha_2 / \alpha_1) / (\alpha_2 - \alpha_1)$, соответствующее амплитуде I_m тока индуктора $i_{\text{инд}}(t)$ [6,7]. Поэтому для данного случая ($\tau_{f1} = 1$ мс), скажем при $\tau_{p1} = 50$ мс (для временной формы $\tau_{f1}/\tau_{p1} = 1/50$ мс; $\alpha_1 = 15,2$ с $^{-1}$; $\alpha_2 = 2,37 \cdot 10^3$ с $^{-1}$), временной сдвиг Δt_{m1} между униполярным миллисекундным импульсом тока индуктора $i_{\text{инд}}(t)$ и индукционным биполярным импульсом тока стальной детали $i_{\text{инд}}(t)$ окажется независимым от ω_2 и численно равным $t_m = 2,14$ мс.

Оценка значений временного сдвига Δt_m для второго случая. Толщина токового скин-слоя $\Delta_{\text{дем2}}$ в детали составит при этом величину около 0,69 мм. В этом случае уже $h/\Delta_{\text{дем2}} = 1,09 > 1$ и значение активного сопротивления $R_{\text{дем2}}$ стального элемента детали определим из классического соотношения вида [10]:

$$R_{\text{дем2}} = \frac{l_{\text{дем}}}{b_{\text{дем}} \Delta_{\text{дем2}} \gamma_{\text{дем}}} . \quad (3)$$

После подстановки в (3) соответствующих электрофизических параметров для R_{dem2} получаем численное значение, равное примерно 1,45 мОм. Внутренняя индуктивность L_{dem2} выбранного немагнитного элемента стальной детали в данном случае может быть рассчитана по известной формуле [10]:

$$L_{\text{dem2}} = \frac{\mu_0 \Delta_{\text{dem2}} l_{\text{dem}}}{2b_{\text{dem}}}. \quad (4)$$

С учетом (4) величина внутренней индуктивности L_{dem2} составит оценочное значение, равное 0,58 нГн. Внешняя индуктивность $L_{\text{внеш}}$ рассматриваемого стального элемента детали здесь останется прежней и равной 3,35 нГн. Из расчетного соотношения $0,8\pi(L_{\text{dem2}} + L_{\text{внеш}})/\tau_{f2}$ во втором случае при $\tau_{f2} = 1$ мкс для индуктивного сопротивления X_{L2} исследуемого элемента детали получаем численное значение, примерно равное 9,88 Ом. Видно, что для этого случая $X_{L2} > R_{\text{dem2}}$ и сопротивление стальной детали будет носить практически индуктивный характер. Поэтому временной сдвиг Δt_{m2} между индуцированным биполярным напряжением $u_{\text{инд}}(t)$ и отстающим от него индукционным биполярным током $i_{\text{инд}}(t)$ в стальной детали в соответствии с ранее использованным нами соотношением вида $\tau_{f2}(0,8\pi)^{-1} \arctg(X_{L2}/R_{\text{dem2}})$ будет составлять значение, численно равное $0,567 \cdot 10^{-6}$ с. Тогда полный временной сдвиг Δt_m между униполярным импульсом тока индуктора $i_{\text{инд}}(t)$ и индукционным биполярным импульсом тока детали $i_{\text{инд}}(t)$ будет равным $(t_m + 0,567$ мкс). Для временной формы возбуждающего аperiodического импульса тока $i_{\text{инд}}(t)$ в примененном нами одновитковом дисковом индукторе, описываемой к примеру соотношением $\tau_{f2}/\tau_{p2} = 1/50$ мкс ($\alpha_1 = 1,52 \cdot 10^4$ с $^{-1}$; $\alpha_2 = 2,37 \cdot 10^6$ с $^{-1}$), величина t_m составит значение 2,14 мкс. Поэтому во втором случае при протекании в индукторе униполярного микросекундного токового импульса временной формы 1/50 мкс искомая величина временного сдвига Δt_m будет равной 2,707 мкс. При этом доля величины Δt_{m2} по отношению к величине t_m составляет около 27 %. Как видим, в этом случае пренебрегать дополнительным временным сдвигом $\Delta t_{m2} = 0,567$ мкс между импульсными токами $i_{\text{инд}}(t)$ и $i_{\text{инд}}(t)$, обусловленным возрастанием влияния индуктивного сопротивления детали X_{L2} из-за увеличения эквивалентной круговой частоты $\omega_{\text{экв}} \approx \omega_c$ в частотном спектре униполярного импульса тока индуктора $i_{\text{инд}}(t)$, нельзя.

ВЫВОДЫ

- 1 На основании классических представлений электродинамики предложен новый электрофизический подход по расчетной оценке временного сдвига Δt_m между протекающим в индукторе униполярным импульсом тока $i_{\text{инд}}(t)$ и наведенным им индукционным биполярным импульсом тока $i_{\text{инд}}(t)$ в обрабатываемой ИМП индуктора немагнит-

ной металлической детали.

- 2 Показано, что на исследуемый временной сдвиг Δt_m существенное влияние оказывает длительность фронта τ_f и частотный спектр тока $i_{\text{инд}}(t)$.

Список литературы: 1. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Чаплыгин Е.А. Особенности токов, индуцированных низкочастотным полем одновиткового соленоида в плоских листовых металлах // *Электротехника і електромеханіка*. – 2005. – № 3. – С. 69-73. 2. Батыгин Ю.В., Сериков Г.С., Бондаренко А.Ю. Индукционная индукторная система с двойным витком // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2009. – № 1. – С. 59-61. 3. Белый И.В., Фертик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. – Харьков: Вища школа, 1977. – 168 с. 4. Аношин О.А., Белоглазский А.А., Верецагин И.П. и др. Высоковольтные электротехнологии / Под ред. И.П. Верецагина. – М.: Изд-во МЭИ, 2000. – 204 с. 5. Электрофизические и электрохимические методы обработки материалов / Под ред. В.П. Смоленцева. – М.: Высшая школа, 1983. – Т. 1. – 247 с. 6. Баранов М.И. Аналитический расчет времени электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов высоковольтных электрофизических установок // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2004. – № 4. – С. 95-99. 7. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Том 1. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 536 с. 8. Кухлинг Х. Справочник по физике: Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 520 с. 9. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов. – М.: Советское радио, 1974. – 256 с. 10. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: Учебник для вузов. Том 2. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.

Поступила в редколлегию 07.04.2009.

УДК 532:537.528:62-5

Г.А.БАРБАШОВА, канд. физ.-мат. наук, Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины, Николаев;

Р.В.ТЕРТИЛОВ, Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины, Николаев

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛА РАЗРЯДА ПО ДВУХПУЛЬСАЦИОННОЙ ЗАВИСИМОСТИ ДАВЛЕНИЯ ОТ ВРЕМЕНИ В ТОЧКЕ ЖИДКОСТИ

Запропоновано спосіб відновлювання характеристик плазмового каналу, що створюється внаслідок електровибуху мікропровідника у рідині, за відомою двохімпульсною кривою тиску у точці рідини. Цей спосіб полягає у послідовному розв'язанні обернених гідродинамічної та електродинамічної задач.

The way of restoring plasma channel formed during the process of micro conductor explosion in liquid, characteristics from the knowledge of two pulse pressure curve at some point inside liquid is offered. The method is based on the sequential solution of the corresponding hydrodynamic and electrodynamic problems.

1 Введение

Важнейшей задачей при разработке разрядноимпульсных технологий, использующихся в различных отраслях промышленности, есть создание такого источника энергии, который при минимальной затрате электрической энергии обеспечивал бы наиболее благоприятную гидродинамическую нагрузку на объект обработки. Традиционно сначала проектируется источник электрической энергии, а затем, меняя его параметры, подбирается наиболее приемлемый режим для обрабатываемого объекта [1].

Авторы работы [1] предложили иной подход к решению задачи проектирования технологических процессов, а именно: путем решения цепочки обратных задач восстановить электрические характеристики источника энергии по заданной временной зависимости давления в точке жидкости. Работа делится на три этапа. На первом этапе решается обратная гидродинамическая задача восстановления характеристик образующейся при взрыве плазменной полости – канала разряда (в частности, радиуса $a(t)$, скорости расширения $\dot{a}(t)$ и давления $p_a(t)$) по заданной зависимости давления от времени в точке жидкости. На втором этапе решается обратная электродинамическая задача: по значениям $a(t)$, $\dot{a}(t)$ и $p_a(t)$ вычисляются $R_a(t)$ – сопротивление канала; $\sigma_a(t)$ – электропроводимость плазмы; $I(t)$ – ток в канале разряда; $U(t)$ – напряжение на канале. На третьем этапе определяются входные параметры высоковольтной электроразрядной системы, обеспечивающие заданное давление в точке жидкости.

В этой же статье приведены примеры решения обратной электродинамической задачи. Способ решения обратной гидродинамической задачи подводного электрического взрыва микропроводника описан в [2]. В этих работах задачи решены для моноимпульсного закона ввода электрической мощности в канал разряда. Но во многих разрядноимпульсных технологиях реализуется многоимпульсный ввод мощности [3], поэтому поиск подхода к решению задачи восстановления характеристик канала разряда по двухпульсационной кривой давления в жидкости, аналогичного [1], весьма актуален.

Ранее в работах [4, 5] получен ряд важных закономерностей двухпульсационных разрядов для модельных законов ввода электрической мощности. В частности, показано, что для получения второй пульсации давления в канале разряда, а, следовательно, и в жидкости, необходимо во втором импульсе ввести большее количество энергии, чем в первом. А для того, чтобы амплитуды давления были равновелики, вводимая во втором импульсе энергия должна более, чем в 3 раза, превышать энергию первого. При этом скорость нарастания второго импульса мощности должна быть больше скорости нарастания первого.

Цель настоящей работы – найти подход к решению обратных электро-

динамической и гидродинамической задач восстановления характеристик канала разряда, образующегося при взрыве микропроводника, по заданной в точке жидкости двухпульсационной зависимости давления от времени. Ранее обратная гидродинамическая задача для двухпульсационной кривой давления при малых (до 200 м/с) скоростях расширения канала разряда решена В.С.Крутиковым [6]. Но исследования выполнялись в одномерном приближении течения жидкости, что не дает возможности определить, в частности, расстояние между электродами. Поэтому задачу нужно решать, как минимум, в двумерной постановке. Да и скорости расширения канала разряда могут быть существенно выше.

2 Постановка и метод решения обратной гидродинамической задачи

В точке жидкости задана таблично двухпульсационная зависимость давления от времени – $pp(t)$. Необходимо восстановить длину микропроводника и временные зависимости радиуса канала разряда, скорости его расширения и давления в канале (гидродинамическая задача), по которым определить разрядный ток, сопротивление канала и напряжение на канале разряда (электродинамическая задача).

Полагаем, что канал разряда в начальный момент времени имеет форму прямого кругового цилиндра конечной длины, заполнен идеальной низкотемпературной плазмой и расширяется в идеальной сжимаемой жидкости. А точка жидкости, в которой задана зависимость давления от времени, находится в плоскости срединного сечения канала разряда.

Для первого импульса давления жидкости в точке решаем обратную гидродинамическую задачу методом подбора [7], то есть решаем прямую задачу о расширении цилиндрической полости в жидкости. Сравниваем получаемую в той же точке жидкости зависимость давления от времени $p(t)$ с заданной в пространстве непрерывных ограниченных функций на отрезке $[t_1, t_2]$ (t_1 – момент времени прихода фронта волны давления в заданную точку жидкости, t_2 – время окончания счета) – $C_{[t_1, t_2]}$ [8]. Если расстояние между ними $\rho(pp, p) = \max_{t_1 \leq t \leq t_2} |pp(t) - p(t)|$ меньше 5 % амплитуды заданной кривой

давления, то длина микропроводника и пять точек ломаной линии, моделирующей закон ввода электрической мощности, есть решение обратной гидродинамической задачи.

Математическая модель задачи о расширении цилиндра в жидкости, соответствующая принятым допущениям, включает в себя:

- систему двумерных нелинейных уравнений газовой динамики [9]:

$$\frac{\partial(rF_1)}{\partial t} + \frac{\partial(rF_2)}{\partial z} + \frac{\partial(rF_3)}{\partial r} = F_4;$$

$$F_1 = [\rho, \rho v_r, \rho v_z, e]^T; \quad F_2 = [\rho v_z, \rho v_z v_r, \rho v_z^2 + p, (e + p)v_z]^T;$$

- $$F_3 = [\rho v_r, \rho v_r^2 + p, \rho v_r v_z, (e + p)v_r]^T; F_4 = [0, p, 0, 0]^T;$$
- двучленное уравнение состояния [9]:
$$\varepsilon = [p - c_0^2(\rho - \rho_0)]/[\rho(\kappa - 1)];$$
 - уравнение баланса энергии [10] на внутренней границе расчетной области (стенка канала разряда):
$$1/(\gamma - 1)d(p_a(t) \cdot V(t))/dt + p_a(t) \cdot dV(t)/dt = N(t);$$
 - условия динамической совместности на внешней границе расчетной области [9]:

$$\begin{aligned} [\rho]D - [\rho v_n] &= 0; \\ [\rho v_n]D - [\rho v_n^2 + p] &= 0; \\ [\rho(\varepsilon + v_n^2/2)]D - [\rho v_n(\varepsilon + v_n^2/2) + p v_n] &= 0. \end{aligned}$$

Здесь t – время; r, z – цилиндрические координаты; v_r, v_z – радиальная и осевая компоненты вектора скорости жидкости; p – давление; ρ – плотность; $e = \rho[\varepsilon + (v_r^2 + v_z^2)/2]$, ε – удельная внутренняя энергия; $\kappa = 7,15$; ρ_0, c_0 – плотность и скорость звука в покоящейся жидкости; $\gamma = 1,26$; $p_a(t)$, $V(t)$ – давление в канале разряда и его объем; $N(t)$ – вводимая в разрядный канал мощность; v_n – нормальная составляющая вектора скорости жидкости; D – скорость ударной волны; $[f] = f_1 - f_2$; f_1, f_2 – значения функции слева и справа от ударной волны.

Начальные значения гидродинамических параметров равны своим значениям в невозмущенной среде. Закон ввода электрической мощности в канал разряда задаем состоящей из четырех звеньев ломаной линией [2]. Задача решается конечноразностным методом Годунова [9].

Из множества полученных решений обратной гидродинамической задачи для первой пульсации давления в жидкости выбираем те закон ввода электрической мощности и длину микропроводника, при которых расстояния $\rho(pp, p)$ между первыми пульсациями задаваемой и вычисленной зависимостями давления от времени в точке жидкости меньше, чем при других решениях задачи. Полученные при решении прямой гидродинамической задачи с этими законом ввода мощности и длиной микропроводника характеристики разряда (например, количество выделившейся в первый полупериод энергии, зависимость от нее амплитуды давления в канале разряда, скорость нарастания мощности) применяем для решения задачи для второй пульсации давления в жидкости. Для этого, используя также отмеченные выше результаты исследований [4, 5], моделируем закон ввода второго импульса электрической мощности ломаной линией. Варьируя ее координаты, решаем прямую задачу для двухимпульсного закона ввода мощности. Если первый импульс давления в точке жидкости совпадает с кривой давления, полученной при моноимпульсном законе ввода мощности, и амплитуда второго импульса и

время ее достижения отличаются от соответствующих характеристик заданной кривой на величину, допустимую с практической точки зрения, то смоделированный закон ввода мощности и длина микропроводника – решение обратной гидродинамической задачи восстановления характеристик канала разряда по двухпульсационной кривой давления в жидкости. Задача имеет множество решений. Выбираем из них то, при котором вычисленная кривая давления в точке жидкости имеет меньшее отличие от заданной среди всех полученных кривых давления.

3 Результаты решения обратной гидродинамической задачи

В качестве примера применения описанного подхода к решению обратной гидродинамической задачи подводного взрыва микропроводника рассмотрим задачу восстановления характеристик канала разряда, в частности, радиуса, скорости расширения и давления по полученной экспериментально кривой давления в точке жидкости $r_1 = 0,1$ м [11] (рис. 1, кривая 1).

В качестве решения обратной задачи по первой пульсации давления принимаем закон ввода мощности, моделируемый линией 1 на рис. 2, а длина микропроводника $l = 0,04$ м.

Учитывая результаты работ [4, 5], определяем закон ввода второго импульса мощности в канал разряда. Некоторые решения задачи приведены на рис. 2, а на рис. 1 – соответствующие им зависимости давления от времени в точке $r_1 = 0,1$ м. Наименьшее отличие амплитуды второй пульсации давления от амплитуды второй пульсации заданного давления имеет зависимость 2 (рис. 1) – 2 %, полученная при законе ввода мощности, моделируемом ломаной 2 на рис. 2. Определенный при этом радиус канала разряда и давление в канале представлены на рис. 3 и 4 соответственно. Максимумы кривой давления в канале разряда разнятся на 12 %.

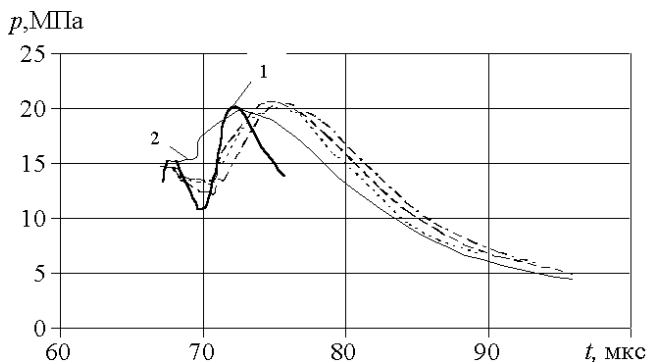


Рисунок 1 – Давление в точке жидкости $r_1 = 0,1$ м

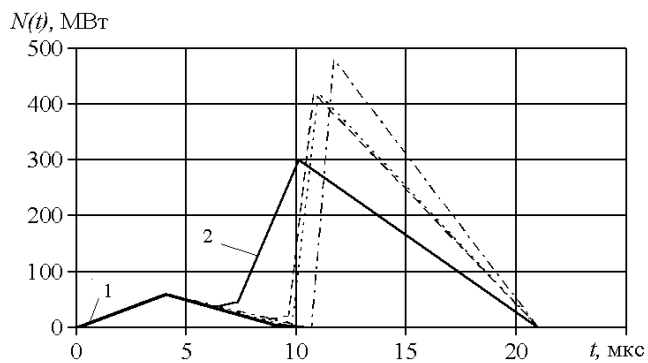


Рисунок 2 – Моделируемые законы ввода электрической мощности в канале разряда

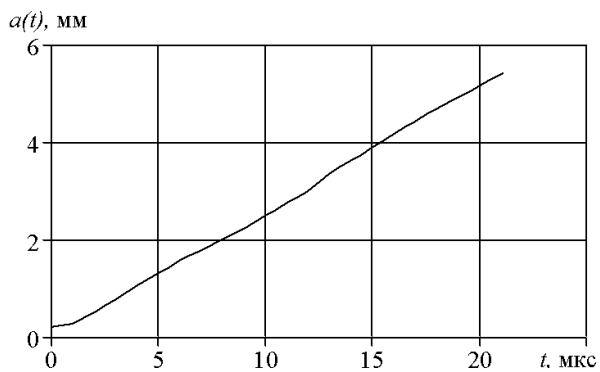


Рисунок 3 – Радиус канала разряда

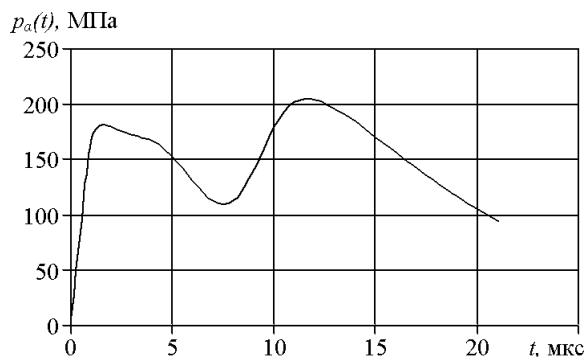


Рисунок 4 – Давление в канале разряда

4 Обратная электродинамическая задача

Для решения обратной электродинамической задачи используем соотношения [1]:

$$N(t) = \frac{1}{\gamma - 1} \frac{d(p_a(t) \cdot V(t))}{dt} + p_a(t) \frac{dV(t)}{dt};$$

$$\sigma_a(t) = [A(\gamma - 1)]^{-1} p_a(t); \quad R_a(t) = l \cdot [\sigma_a(t) \cdot \pi \cdot a^2(t)]^{-1};$$

$$I(t) = \left[\frac{N(t)}{l} \cdot \sigma_a(t) \cdot \pi \cdot a^2(t) \right]^{1/2}; \quad U(t) = I(t) \cdot R_a(t).$$

Здесь A – искровая постоянная, при взрыве микропроводника $A = 0,25 \cdot 10^5 \text{ В}^2 \cdot \text{с/м}^2$.

Вычисленные по этим соотношениям ток и напряжение на канале разряда приведены на рис. 5 и 6 соответственно.

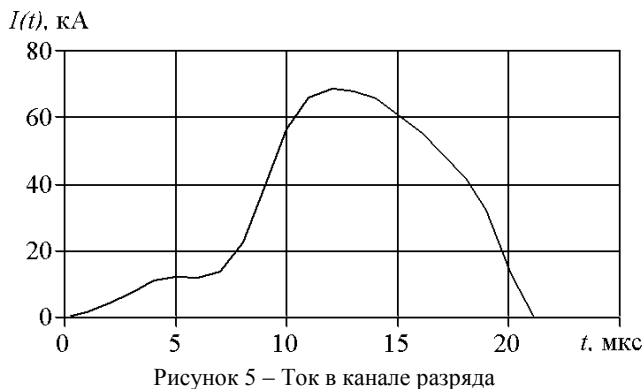


Рисунок 5 – Ток в канале разряда

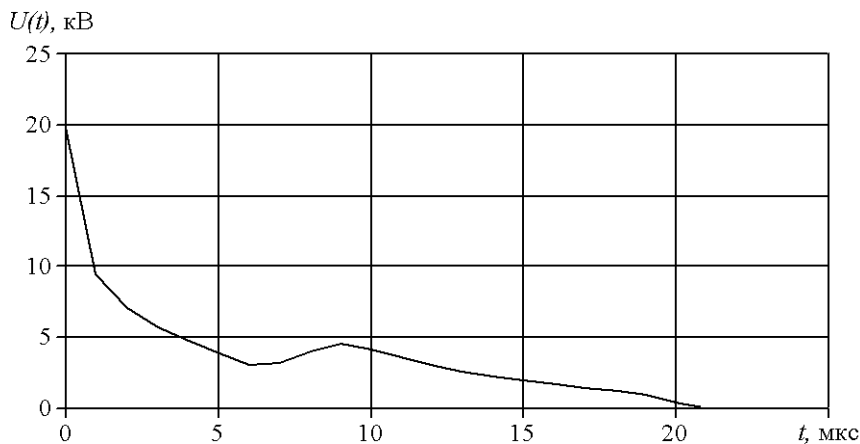


Рисунок 6 – Напряжение на канале разряда

5 Выводы

Моделируя закон ввода в канал разряда электрической мощности ломаной линией, можно, решая обратную гидродинамическую задачу электрического взрыва микропроводника методом подбора и используя установленные ранее закономерности [4, 5], приближенно восстановить характеристики канала разряда по заданной в точке жидкости двухпульсационной кривой зависимости давления от времени. По полученным временным зависимостям радиуса канала разряда, скорости его расширения и давления в канале может быть решена обратная электродинамическая задача.

Такой подход к решению обратной гидродинамической задачи для второй пульсации давления в жидкости можно использовать при разработке технологий, в которых эффективность воздействия гидродинамической нагрузки на обрабатываемый объект зависит больше от амплитуды волны давления, чем от ее импульса, так как вторые пульсации заданного и вычисленного давления в жидкости могут существенно отличаться по форме.

Авторы благодарят доктора технических наук, профессора А.И.Вовченко за внимание к работе и ценные замечания.

Список литературы: 1. *Вовченко А.И., Шомко В.В., Шишов А.М.* Математическое моделирование и оптимизация электрогидроимпульсных технологических процессов // *Технічна електродинаміка*. – 2005. – № 3. – С. 68-73. 2. *Барбашова Г.А.* О восстановлении характеристик канала подводного искрового разряда по временной зависимости давления в жидкости // *Прикладна гідромеханіка*. – 2007. – Т. 9, № 4. – С.69-72. 3. *Гулый Г.А.* Научные основы разрядноимпульсных технологий. – Киев: Наукова думка, 1990. – 208 с. 4. *Барбашова Г.А., Вовченко А.И., Каменская Л.А., Шомко В.В.* Управление гидродинамическими процессами при электровзрывном программируемом многоимпульсном вводе энергии // *Акустичний вісник*. – 2004. – Т. 7, №4. – С. 3-9. 5. *Барбашова Г.А., Вовченко А.И., Каменская Л.А., Шомко В.В.* Гидродинамические параметры электрических разрядов в жидкости при двухимпульсном вводе энергии // *Электронная обработка материалов*. – 2006. – № 2. – С. 23-29. 6. *Крутиков В.С., Лопатнев А.Г.* Особенности гидродинамических характеристик импульсных процессов в сжимаемой среде при многократном законе ввода энергии // *ПЖТФ*. – 1999. – Т. 2, вып. 14. – С. 34-41. 7. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1986. – 288 с. 8. *Колмогоров А.Н., Фомин С.В.* Элементы теории функций и функционального анализа. – М.: Наука, 1989. – 624 с. 9. Численное решение многомерных задач газовой динамики / Под ред. *С.К. Годунова*. – М.: Наука, 1976. – 400 с. 10. *Наугольных К.А., Рой Н.А.* Электрические разряды в воде. – М.: Наука, 1971. – 155 с. 11. *Вовченко А.И., Посохов А.А.* Управляемые электровзрывные процессы преобразования энергии в конденсированных средах. – Киев: Наукова думка, 1992. – 168 с.

Поступила в редколлегию 20.03.2009.

И.Н.БОГАТЫРЕВ, НТУ «ХПИ»;
В.И.ДОЦЕНКО, канд.техн.наук, НТУ «ХПИ»;
А.В.ПЛИЧКО, НТУ «ХПИ»

МОДЕРНИЗАЦИЯ КОМПАКТНОГО ТРАССОИСКАТЕЛЯ ЗАЗЕМЛЯЮЩИХ УСТРОЙСТВ ЭНЕРГООБЪЕКТОВ

Наведено опис модернізованого компактного трассошукача для обслуговування, ремонту й модернізації заземлюючих пристроїв енергооб'єктів.

The description of modernized compact trass-finder for maintenance, repair, and modernization of grounding devices of power installations is given.

В [1] приводилось описание разработанного в НИПКИ «Молния» трассоискателя ТИ-1, предназначенного для использования при диагностике заземляющих устройств генерирующих и распределительных электрических станций высокого напряжения. При этом делался упор на компактность, небольшую стоимость, экономичность и удобство эксплуатации в полевых условиях.

Двухлетний опыт эксплуатации разработки оправдал возлагавшиеся на нее надежды, но и выявил некоторые недостатки, а именно:

- 1) привязанность генератора к сетевому питанию 220 В, что иногда трудно обеспечить в полевых условиях эксплуатации;
- 2) небольшая, но все же заметная, температурная нестабильность частоты генерируемого сигнала, что приводит к необходимости периодически подстраивать указанную частоту для обеспечения максимальной чувствительности регистратора напряженности магнитного поля;
- 3) при непрерывной работе прибора в летний период под прямыми лучами солнца в течение нескольких часов недопустимо перегреваются диоды сетевого выпрямителя.

С целью устранения указанных недостатков было принято решение перейти на питание от аккумуляторной батареи напряжением 6 В, емкостью 12 А · ч. Этим устраняются 1-й и 3-й недостатки. Емкости аккумуляторной батареи при работе в наиболее экономичном режиме хватает более чем на три 8-ми часовых рабочих смены. Максимальный импульсный ток, отдаваемый в нагрузку величиной 1 Ом, составляет 6 А.

Проблема перегрева выпрямительных диодов была решена путем уменьшения среднего тока и введением 4-х режимов работы трассоискателя.

Для управления выходным ключом применен микроконтроллер типа ATmega8, тактовая частота которого стабилизирована кварцевым резонатором. Тем самым устранен второй недостаток, связанный с нестабильностью

частоты выходного сигнала.

Средний уровень выходного тока дискретно регулируется изменением коэффициента заполнения тока выходного сигнала. Этих уровней четыре: 1/16, 1/8, 1/4, 1/2. Применение такой регулировки стало возможно благодаря тому, что регистратор напряженности магнитного поля выделяет только первую гармонику импульсного сигнала, амплитуда которой однозначно связана с коэффициентом заполнения периода [2]:

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_{-t_u/2}^{+t_u/2} A_m dt = \frac{A_m t_u}{T}; \quad A_1 = \frac{2A_m}{\pi} \sin \frac{\pi t_u}{T}.$$

Здесь: A_0 – величина постоянной составляющей периодического импульсного сигнала;

A_1 – амплитуда первой гармоники;

A_m – амплитуда импульсного сигнала;

t_u – длительность импульса;

T – период повторения импульсного сигнала.

В таблице приведены значения A_0 , A_1 и их отношения A_1/A_0 в зависимости от коэффициента заполнения периода импульсом тока, то есть t_u/T .

При этом амплитуда прямоугольного импульса тока A_m принята равной 6 А.

t_u/T	1/16	1/8	1/4	1/2	3/4
A_1 , А	0,75	1,46	2,70	3,82	2,70
A_0 , А	0,38	0,75	1,50	3,00	4,50
A_1/A_0	1,99	1,95	1,80	1,27	0,60

Если учесть, что постоянная составляющая A_0 характеризует средний ток, отбираемый от аккумуляторной батареи, то можно сделать вывод о том, что наиболее энергетически выгодным режимом является режим с наименьшим значением коэффициента заполнения, так как отношение A_1/A_0 здесь максимально. Когда же требуется отдать в исследуемую цепь максимальный сигнал, необходимо выбирать режим 1/2, здесь амплитуда первой гармоники максимальна. И нежелателен режим когда длительность токового импульса t_u превышает половину периода. Этот случай демонстрирует последняя колонка таблицы: амплитуда первой гармоники A_1 падает, а потребление от аккумуляторной батареи растет. Естественно, этот режим в генераторе не используется ввиду его бессмысленности, а приведен исключительно для наглядности.

При включении трассоискателя в сеть 220 В он переключается на работу от сетевого источника питания и автоматически начинается заряд аккумуляторной батареи. Зарядное устройство автоматически прекращает заряд батареи при достижении максимального зарядного напряжения, о чем свидетельствует мигание светодиодного индикатора на передней панели прибора.

Также на передней панели расположен жидкокристаллический индикатор, на котором индицируется напряжение аккумуляторной батареи и режим работы (коэффициент заполнения).

Остальные технические характеристики такие же, как приведенные в [1].

Модернизированный трассоискатель был проверен в полевых условиях на электрических подстанциях Украины в период с марта по декабрь 2008 года без замечаний.

Список литературы: 1. Доценко В.И., Недзельский О.С., Пличко А.В., Понуждаева Е.Г., Фоменко В.Г. Компактный трассоискатель заземляющих устройств энергообъектов // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Техника и электрофизика высоких напряжений». – Харьков, НТУ «ХПИ». – 2006. – № 37. – С. 63-66. 2. Благовещенский В.П., Сидоренко В.В. Измерения в импульсной радиоаппаратуре. – М.-Л.: Государственное союзное издательство судостроительной промышленности, 1957. – 264 с.

Поступила в редколлегию 03.04.2009.

УДК 621.3

В.С.ГЛАДКОВ, канд.техн.наук, НТУ «ХП»;

О.А.ГУЧЕНКО, НТУ «ХП»;

Л.В.ВАВРИВ, канд.фіз.-мат. наук, НТУ «ХП»;

О.В.ШЕСТЕРІКОВ, НТУ «ХП»

ВИСОКОПРОДУКТИВНА ЕЛЕКТРОФІЗИЧНА НАНОСЕКУНДНА УСТАНОВКА ЕКОЛОГІЧНО ЧИСТОЇ ТА БЕЗВІДХОДНОЇ УТИЛІЗАЦІЇ ЗАЛІЗОБЕТОННИХ ВИРОБІВ

Описано розроблена електрофізична імпульсна високопродуктивна установка екологічно чистої й безвідхідної утилізації бетонних та залізобетонних виробів, висока продуктивність якої (у порівнянні з аналогами) досягнута за рахунок використання імпульсів напруги з наносекундною тривалістю фронту.

Electrophysical pulsed highly productive plant for environmentally clean and waste-free salvaging of concrete and ferroconcrete articles has been developed and described. High productivity of the plant (compared to analogues) was achieved due to use of voltage pulses with nanosecond front duration.

Вступ. У НДПКІ «Молнія» розроблено електрофізичні установки для утилізації залізобетонних (бетонних) виробів визначеного розміру, які дозволяють робити цей процес екологічно чистим та безвідходним (недеформовані металеві каркас та закладні деталі, щебінь та фракції цементного розчину можуть бути використані знову за прямим призначенням). Ці установки

складаються із джерела енергії – високовольтного генератора імпульсних напруг (ГН) – та електродної системи, розташованої біля об'єкта руйнування.

Сутність. В основу роботи покладено дві основні ідеї. Перша – при подаванні від ГН високої імпульсної напруги на занурені у воду залізобетонні вироби в товщі бетону формується канал електричного пробоя, який генерує в оточуючому його бетоні поле механічних руйнівних напружень, внаслідок чого він руйнується, а арматура стає оголеною (без яких-небудь механічних деформацій). Процес відбувається у воді, тому не впливає на навколишнє середовище. Електрофізичне руйнування має менші питомі енерговитрати і дозволяє повністю автоматизувати процес. Друга – ефективність руйнування бетону у великій мірі зростає при скороченні часових параметрів імпульсу напруги у передпробійній стадії розряду.

При експериментальних дослідженнях в НДПКІ «Молнія» на діючому макеті установки виявлено ефект великого впливу на зростання руйнування бетону при переході амплітудно-часових параметрів імпульсу напруги з мікросекундного діапазону в наносекундний (див. рис. 1)

Теоретичне та експериментальне визначення впливу наносекундних амплітудно-часових параметрів імпульсів, системи та конфігурації електродів на ефективність руйнування бетону дозволяє створити нові високопродуктивні екологічно чисті та безвідходні установки утилізації залізобетонних (бетонних) виробів (ЗББВ) незалежно від їх розмірів.



Рисунок 1 – Характер руйнування бетону: а – при дії імпульсу наносекундного діапазону; б – при дії імпульсу мікросекундного діапазону

На рис. 2 наведено загальний вигляд електрофізичної наносекундної установки, яка має дві технологічні ванни зі своєю системою електродів кожна.

При розробці високопродуктивної електрофізичної установки екологічно чистої та безвідходної утилізації (УЕФУ) залізобетонних та бетонних виробів різних товщин, класів та габаритів враховувалося, що при одноелект-

родній конструкції у кожній позиції електрода для повного руйнування ЗББВ здійснюється 2...3 розряди в залежності від товщини і класу ЗББВ, а також виду арматури (одно- чи двошарова).

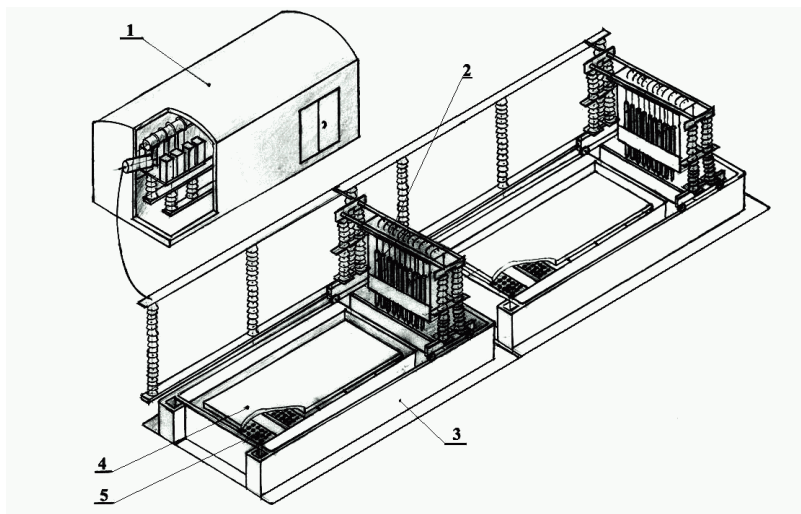


Рисунок 2 – Загальний вигляд електрофізичної наносекундної установки екологічно чистої та безвідходної утилізації ЗББВ: 1 – ГІН; 2 – система електродів; 3 – технологічна ванна; 4 – піддон для фракцій цементного розчину; 5 – ЗББВ

При цьому велике значення має розташування електрода відносно металевої арматури. При частоті слідування імпульсів напруги $f \approx 1 \dots 2$ Гц кожні 1...10 секунд треба змінювати місцезнаходження електрода. Тому для УЕФУ запропоновано дві системи електродів (СЕ) типу «гребінка» на всю ширину ЗББВ рядами без горизонтальних переміщень електродів при обробці у кожному ряду. У конструкції установки, що пропонується, передбачена схема почергового підключення електродів до генератора імпульсів напруги при виході з контакту з високовольтною шиною інших електродів. Для СЕ типу «гребінки» основним переміщенням електрода є вертикальне, а повздовжнє переміщення усієї «гребінки» здійснюється періодично тільки після руйнування ЗББВ у ряду. СЕ типу «гребінка» може мати і поперечне переміщення, якщо ширина «гребінки» менше ширини ЗББВ, що руйнується. У нашому випадку не передбачено поперечне переміщення СЕ, бо УЕФУ розрахована на одночасне руйнування двох пластичних ЗББВ з максимальними розмірами 6 x 1,5 x 0,3 м (у двох ваннах).

З метою підвищення продуктивності УЕФУ усі маніпуляції з електродами СЕ (як при вертикальному, так і повздовжньому переміщенні «гребінки») проводяться автоматично з використанням елементів електро-, пневматичної гідроавтоматики.

Ще одним фактором, який визначає питомі витрати (тобто продуктивність), є ступінь насичення ЗББВ арматурою (одно- чи двошарова). Тому амплітуда імпульсу була вибрана номінальною напругою 500 кВ. Запропонована величина енергії у розряді 30 кДж дозволить руйнувати ЗББВ усіх товщин, марок та габаритів.

Треба відмітити, що у світі немає установки, яка подібна УЕФУ, тому порівнювати її технічні характеристики з яким-небудь аналогом неможливо.

Установка складається з таких основних частин: генератор імпульсів напруги; система керування установкою; електродна система для утилізації плоских ЗББВ типу «гребінка»; технологічні ванни з навантажувально-розвантажувальним пристроєм та насосною станцією; низькоіндуктивна ошиновка для підімкнення ГІН-500 до електродних систем. УЕФУ розроблена як у стаціонарному, так і у перевізному варіанті з метою її застосування як на заводах-виробниках ЗББВ, так і на майданчиках будівництва.

УЕФУ має такі технічні характеристики:

1. Продуктивність при утилізації:

- некондиційних ЗББВ з одношаровим армуванням (без урахування часу завантаження та вивантаження), м³/год 10,0;
- некондиційних ЗББВ з двошаровим армуванням (без урахування часу завантаження та вивантаження), м³/год.....6,0.

2. Витрати електроенергії для:

- некондиційних ЗББВ з одношаровим армуванням, кВт · год/ м³5,0;
- некондиційних ЗББВ з двошаровим армуванням, кВт · год/ м³ ... 10,0.

3. Ступінь очищення арматурного каркасу, не менше, %.....94.

4. Марка бетону.....будь-яка.

5. Керування електродними системами.....ручне та автоматичне.

6. Характеристика ЗББВ, які руйнуються:

- максимальний габарит, м³6,0 x 1,5 x 0,3;
- максимальна маса, т.....7,0;
- арматура.....одно- та двошарова.

7. Об'єм води, не більше, м³20,0.

Електродні системи (ЕС) повинні мати кількість електродів у «гребінці» 11 – 12 шт., які монтуються на ізоляційних візках, що переміщуються горизонтально вздовж ЗББВ.

Електроди рухаються у вертикальному напрямі за допомогою пневмоциліндрів.

Напруга від ГІН-500 до ЕС подається низькоіндуктивною ошиновкою.

Рух електродів у вертикальному напрямі та візка у горизонтальному напрямі керується з пульта керування (ПК).

У робочому режимі тільки один електрод контактує з поверхнею ЗББВ і після руйнування автоматично піднімається, наступний за ним електрод опускається на поверхню ЗББВ в іншому місці, руйнує ЗББВ і автоматично під-

німається, а далі процес повторюється.

Після того, як усі електроди зруйнували у своїй зоні ЗББВ, візок з електродами пересувається вздовж ЗББВ, що руйнується, і процес повторюється.

Технологічні ванни (ТВ) призначені для укладання та наступного руйнування ЗББВ розміром 6 x 1,5 x 0,3 м куб. і заповнюються водою.

Дно ТВ виконується у вигляді піддонів для видалення продуктів, що утворилися при руйнуванні ЗББВ. Піддони з каркасом з'єднуються герметично. ТВ мають технологічні отвори для заливання та зливання води, крім того ТВ обладнуються навантажувально-розвантажувальним пристроєм на базі баштового крана МСК-3-5/20 з підкрановою колією завдовжки 30 м для навантажування ЗББВ у ТВ та наступного розвантажування арматурного каркасу та бетонного шламу після руйнування. ТВ комплектуються насосною станцією для заливання – зливання води в об'ємі 20 м³ за термін 20 хв.

Висновок. Запропонована установка може використовуватися на виробництвах, де виготовляють ЗББВ, підприємствах, які будують споруди з ЗББВ та підприємствах, які переробляють відходи виробництва.

Надійшла до редколегії 02.04.2009.

УДК 621.3

В.С.ГЛАДКОВ, канд.техн.наук, НТУ «ХПІ»;

О.А.ГУЧЕНКО, НТУ «ХПІ»;

Л.В.ВАВРІВ, канд.фіз.-мат. наук, НТУ «ХПІ»;

О.В.ШЕСТЕРІКОВ, НТУ «ХПІ»

ЕЛЕКТРОФІЗИЧНА НАНОСЕКУНДНА УСТАНОВКА ЕКОЛОГІЧНО ЧИСТОЇ ВИСОКОПРОДУКТИВНОЇ ДЕЗІНТЕГРАЦІЇ КАМЕНЕКОЛІРНИХ РУД

Описана електрофізична імпульсна установка екологічно чистої дезинтеграції каменеколірних руд. Використання наносекундних імпульсів напруги амплітудою 450-500 кВ дозволило зробити процес дезинтеграції високопродуктивним при одночасному збільшенні розкриття й заощадження кристалів дорогіших мінералів. Приведено опис конструкції та технічні характеристики установки.

Electrophysical pulsed plant for environmentally clean disintegration of precious stone ores has been described. The use of nanosecond voltage pulses with amplitude of 450-500 kV allowed to make highly productive the process of disintegration and simultaneously to increase the opening and saving of crystals of precious minerals. Description of construction and performance data of the plant are presented.

Вступ. У сфері застосування електроімпульсного руйнування матеріалів з гетерогенною структурою перспективне місце посідає дезінтеграція (роздрібнення) занурених у воду каменеколірних руд при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону. Ця технологія на відміну від існуючих є екологічно чистою та високопродуктивною.

Головним механізмом, який забезпечує селективність руйнування при електроімпульсному роздрібнюванні каменеколірних руд, які не мають скриплюючих полів включень (подібно металевим рудам), є вибірне направлення зростання тріщин по межах контакту мінералів. При цьому створюються умови для розкриття поверхонь контакту кристалів з породою, що їх вміщує. Навіть малі локальні порушення суцільності та дефекти по межах контакту сприяють розкриттю монокристалічних утворень.

Максимальне розкриття та збереження кристалів дорогоцінних мінералів відбувається при забезпеченні умов для тривалого зростання тріщин за найменших параметрів хвилі тиску шляхом енергетичної оптимізації процесу.

Сутність. Попередні розрахунки показали, що для екологічно чистої та високопродуктивної установки дезінтеграції (УЕФД) каменеколірних порід можна використовувати імпульси напруги наносекундного діапазону амплітудою до 450-500 кВ з енергією до 3 кДж. Слід відзначити, що пропонується УЕФД буде мати більш високий ступінь розкриття кристалів за рахунок дії імпульсів напруги наносекундного діапазону (що збільшує тріщиноутворення), ніж інші установки, застосовувані дотепер.

Ілюстрацією того, що тріщина від каналу розряду у породі обгинає кристал вздовж його контакту з породою при дії наносекундних імпульсів, не ушкоджуючи кристалу, є рис. 1.

Пропонується установка здійснює екологічно чисте вибірне роздрібнення (дезінтеграція) каменеколірної сировини з метою виділення з неї неушкоджених кристалів, які підлягають огранці. До ограночної сировини відносяться руди, які у своєму складі мають алмази, дорогоцінне каміння, золото, платину. При розробці УЕФД враховувалося, що тільки при дії імпульсів напруги наносекундного діапазону забезпечуються оптимальні режими руйнування для збереження кристалів. В цьому випадку в породах, що їх вміщують, розвивається сітка тріщин, які не переходять на кристали, а обминають їх по поверхні контакту з породою.

Пропонується УЕФД працює в режимі, який забезпечує максимальне збереження кристалів від пошкодження, бо використовується мінімальна енергія імпульсу при амплітуді напруги, яка достатня для ефективного проникнення розряду в гірську породу, та оптимальній швидкості виділення енергії.

У Англії були створені установки електроімпульсної дезінтеграції алмазомісткої руди, які мали в своєму складі ГН мікросекундного діапазону напругою до 600 кВ і енергією до 3 кДж. Ступінь розкриття алмазів при елект-

роїмпульсній дезінтеграції порід цими установками був повним і були відсутні втрати, які притаманні механічному роздрібненню.



Рисунок 1 – Характер руйнування зразка з включенням кристалу (над кристалом у породі видно слід від каналу розряду)

На відміну від існуючих установок розроблена УЕФД використовує імпульси напруги наносекундного діапазону. Це дозволяє значно підвищити тріщиноутворення, тобто продуктивність розкриття кристалів, при одночасному виключенні дії струмів на їх структуру.

Установка електрофізичної дезінтеграції УЕФД розроблена у перевізному варіанті з метою застосування на майданчиках розробки руд і складається з генератора імпульсів напруги наносекундного діапазону (ГІН) та камери електроімпульсного дроблення (КЕД) і має такі технічні характеристики:

1. Продуктивність, кг/год.....250.
2. Крупність сировини, яка руйнується, мм.....100 – 150.
3. Вихід готового продукту (кристалів), кг/т.....25 – 30.
4. Параметри руйнівального імпульсу напруги (до електричного розряду): амплітуда до 500 кВ, тривалість фронту імпульсу ($5 \dots 10 \times 10^{-9}$ с, тривалість фронту імпульсу 100×10^{-6} с, частота слідування імпульсів 6 Гц.
5. Установлена потужність до 20 кВт .

Генератор імпульсів напруги типу ГІН-500 забезпечує зазначені амплітудно-часові параметри руйнівального імпульсу напруги при енергії, яка змінюється дискретно від 0,5 до 3,0 кДж шляхом зміни ємності у розряді від 0,004 до 0,024 мкФ.

Камера електроімпульсного подрібнення має 3 системи щілинних електродів, змонтованих по висоті ізоляційного корпусу КЕД. Розміри щілин відповідають трьом стадіям подрібнення і становлять відповідно: 60-80 мм, 25-35 мм та 15-20 мм.

Первинна сировина розміром 100-150 мм, яка руйнується, завантажується у верхню частину корпусу КЕД дискретно за допомогою спеціального живильника. Напруга від ГІН-500 подається на електроди I – III стадій руйнування по чергові за допомогою низькоіндуктивної ошиновки після повного руйнування сировини у попередній стадії. У нижній частині корпусу розміщується породозбірник, з якого після його наповнення та відкачування води перероблена сировина подається транспортером на рудорозбиральний стіл для ручного кристалозбирання. Класифікація готового продукту здійснюється на кожній стадії руйнування через металеві класифікаційні сита. Блок-схему УЕФД наведено на рис. 2.

Камера електроімпульсного подрібнення має систему циліндричних зазорів, які встановлені один під одним і роздріблений матеріал поступає з секції в секцію під дією власної ваги. Послідовне роздрібнення в секціях КЕД з величиною ізоляційного зазору, що зменшується, дозволяє реалізувати умови енергетичної та технічної оптимізації процесу. При завантаженні в КЕД руди широкого діапазону крупності має місце автоматична класифікація за крупністю та розподіл за стадіями роздрібнення, що забезпечується достатньою довжиною щілинного зазору. Цьому також сприяє наявність отворів у напрямних пластинах електродів та установа відповідних розрядних проміжків систем електродів.

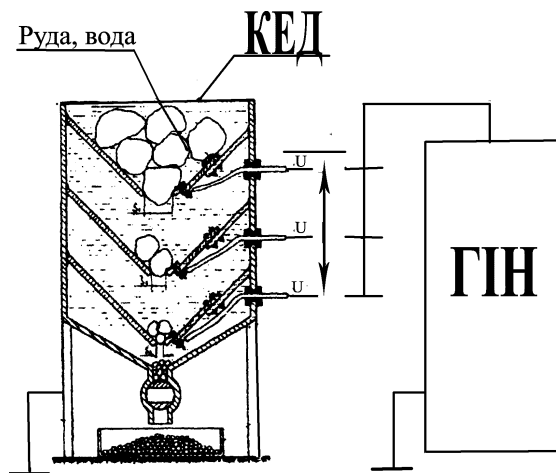


Рисунок 2 – Блок-схема УЕФД

Висновок. Запропонована установка забезпечує екологічно чисте та високопродуктивне руйнування каменеколірних руд при мінімальному ушкодженні кристалів і може застосовуватися на виробництвах, які добувають дорогоцінне каміння з каменеколірних руд.

Надійшла до редколегії 30.03.2009.

УДК 621.3

В.С.ГЛАДКОВ, канд.техн.наук, НТУ «ХПІ»;

О.А.ГУЧЕНКО, НТУ «ХПІ»;

О.В.ШЕСТЕРІКОВ, НТУ «ХПІ»

ЕНЕРГОЗБЕРІГАЮЧЕ ЕЛЕКТРОФІЗИЧНЕ ОЧИЩЕННЯ ТРАНСФОРМАТОРНОГО МАСЛА

Описано розроблений теоретично обґрунтований і експериментально підтверджений енергозберігаючий електрофізичний спосіб екологічно чистої фільтрації трансформаторної олії в неоднорідному електричному полі, створеному спеціальною просторовою системою електродів типу «квадрупольна лінза».

Energy-saving electrophysical method of environmentally clean filtration of transformer oil in nonuniform electrical field that was created by special spatial electrode system of the «quadrupole lens» type is described. The method was developed, theoretically substantiated and experimentally.

Вступ. Основними причинами розробки методів електрофізичного фільтрування вуглеводневих рідин різного характеру (насамперед, трансформаторного масла) є такі:

- існуючі методи очищення трансформаторного масла базуються на нагріванні останнього та вакуумуванні вологи з подальшим осадженням домішок на сорбентах;
- процес нагрівання та вакуумування масла потребує значних енерговитрат;
- сорбенти після осадження на них домішок потребують регенерування (спалення домішок, які просочені маслом) чи утилізації, але в обох випадках відбувається значне забруднювання навколишнього середовища.

Дія неоднорідного електричного поля на вологу та домішки в трансформаторному маслі веде до концентрації і осадження їх на електродах і для цього потрібно на порядок менше енергії, тобто процес осадження вологи та домішок стає малоенерговитратним. Осаджена волога та домішки змиваються з поверхонь електродів маслом, і ця суміш знову подається до зони

осадження. Цей процес повторюється до повної утилізації (брикетування) домішок, тобто він стає екологічно чистим, бо відсутня необхідність в екологічно небезпечному регенеруванні (утилізації) сорбентів.

При розробці електрофізичних методів фільтрації трансформаторного масла вирішальне значення має вибір системи електродів, яка б забезпечувала створення неоднорідного електричного поля для ефективного осадження вологи та домішок у робочій зоні фільтра.

У [1] показано, що найбільш привабливою з точки зору створення об'ємно-просторової структури неоднорідного поля в робочій зоні фільтра є система типу «квадрупольна лінза».

Розв'язання задачі. На лабораторному макеті квадрупольної лінзи (див. рис. 1) було проведено експериментальні дослідження дії електричного поля на краплі вологи та частки твердих домішок, які імітувалися (для візуального спостереження) відповідно сумішшю етилового спирту з дистилатом, підфарбованою чорнилом, та диспергованим вугіллям. На рис. 2 наведено загальний вигляд лабораторного макета з джерелом живлення.

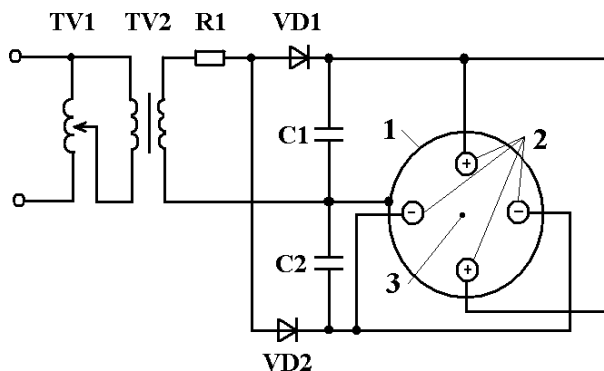


Рисунок 1 – Електрична схема макета для дослідження фільтрувальних властивостей квадрупольної лінзи: В – вимикач, Т1 – лабораторний автотрансформатор, Т2 – підвищувальний трансформатор, С1 – робочий конденсатор, V1, V2 – випрямні високовольтні діоди, С2 – вихідний конденсатор, R1, R2 – струмообмежувальні резистори, kV – кіловольметр, 1 – випробувальна чашка, 2 – електроди квадрупольної лінзи, 3 – трансформаторне масло

Зважаючи на те, що напруженість електричного поля в об'ємі масла, що прилягає до повздовжньої осі макета, має дуже невеликий вплив на забруднення є доцільним розташувати в цьому місці по осі ізоляційний трубопровід, який в подальшому використовувати для підведення неочищеного масла (див. рис. 3).

Враховуючи, що зона дії електричного поля повинна охоплювати найбі-

льший об'єм рідини, що обробляється (без суттєвого зниження напруженості електричного поля в його центральній частині), для електрофізичної фільтрації запропоновано систему модернізованої квадрупольної лінзи з 8-ма електродами, які розміщуються у металевому корпусі, що має нульовий потенціал. У такій системі краплі вологи та частки домішок збираються не тільки в проміжках між електродами, а також в проміжках між електродами та металевим корпусом (див. рис. 3).

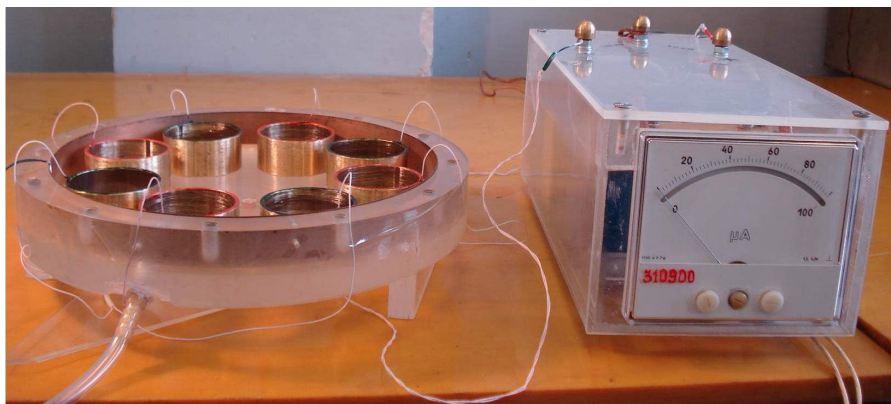


Рисунок 2 – Лабораторний макет з системою електродів типу «квадрупольна лінза» і джерелом живлення

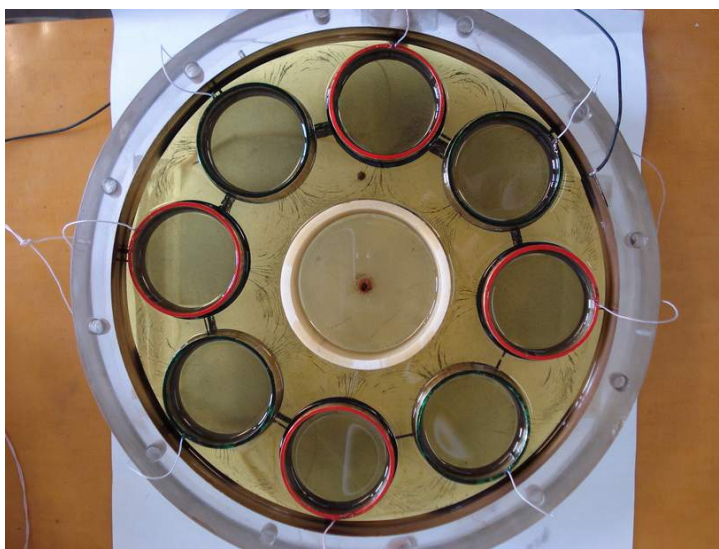


Рисунок 3 – Модернізована квадрупольна лінза із зібраними в проміжках частками домішок

На основі проведених теоретичних та експериментальних досліджень руху крапель води та твердих домішок в неоднорідному електричному полі розроблено енергозберігаючий електрофізичний спосіб фільтрації трансформаторного масла різного ступеня забруднення на базі системи електродів типу «квадрупольна лінза», який може бути застосовано для фільтрації вуглеводневих рідин різного характеру [2].

Схему розробленого електрофізичного способу фільтрації наведено на рис. 4.

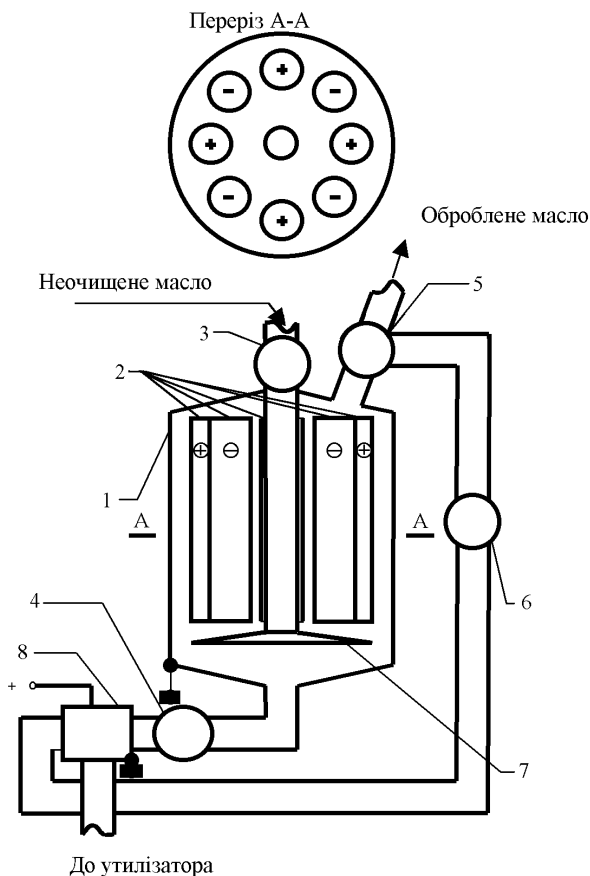


Рисунок 4 – Схема електрофізичного способу фільтрації трансформаторного масла:
1 – корпус, 2 – електроди, 3,4 – кран, 5 – кран реверсний, 6 – насос, 7 – відбивач-розпоршувач сітчастий, 8 – коагулятор

Вихідне трансформаторне масло по трубі (див. рис. 4), відбиваючись від п. 7, проходить через систему електродів п. 2, на які подано напругу. При

цьому краплі вологи коагулюють і під дією ваги осідають на дно корпусу п. 1, а частки забруднень під дією поля вилучаються до міжелектродних проміжків, де можуть утворювати містки, чи осідати на поверхнях електродів або (після укрупнення) на дно. Довжину електродів вибрано з урахуванням швидкості потоку масла та прикладеної напруги так, щоб усі краплі вологи та частки забруднень встигали осідати на дно або на електродах за час проходження масла крізь фільтр. Через певний час необхідно вологу та забруднення, що осіли на дно та електроди, вилучити з об'єму з метою перешкодження їх негативного впливу на ефективність фільтрації. Для цього закривається кран п. 3, кран п. 5 переводиться в положення очищення об'єму, відкривається кран п. 4, відключається напруга з електродів п. 2, подається напруга на коагулятор п. 8 і вмикається насос п. 6. Масло, яке знаходиться в корпусі п.1, під дією насоса (п. 6) змиває усю вологу та забруднення з електродів і дна корпусу і проходить через коагулятор п. 8. У коагуляторі під дією електричного поля з масла виділяється волога та домішки, які транспортуються до утилізатора, а очищене масло залишається у корпусі п. 1. Після цього система очищення вологи та забруднень вимикається в зворотному порядку, і вмикається система фільтрації вихідного масла.

Висновки. Процес фільтрації трансформаторного масла в запропонованому та розробленому електрофізичному способі відбувається без вакуумування, а відфільтровані волога та домішки утилізуються без осадження на сорбентах. Тобто, цей процес є малоенерговитратним та екологічно чистим.

Список літератури: 1. *Гладков В.С., Ваврів Л.В., Гученко А.А., Шестеріков А.В.* К вопросу о выборе системы электродов для электрофизических устройств электрической обработки трансформаторного масла // Вестник НТУ «ХПИ». – 2007. – № 34. – С. 35-38. 2. *Гладков В.С., Гученко О.А., Хайло В.Я., Шестеріков О.В.* Електрофізичний метод фільтрування вуглеводневих рідин // Тези І(16) НТК «Стан та перспективи розвитку військової системи метрологічного забезпечення ЗС України зразка 2011 року». – Харків, 2008. – С. 39.

Надійшла до редколегії 07.04.2009.

Е.П.ЕРЕМЕЕВА, НТУ «ХПИ»;
Г.М.КОЛИУШКО, НТУ «ХПИ»;
Д.Г.КОЛИУШКО, канд.техн.наук, НТУ «ХПИ»;
В.В.КРИВУЩЕНКО, НТУ «ХПИ»;
А.А.ПЕТКОВ, канд.техн.наук, НТУ «ХПИ»

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЗАТРАТ НА ПРОВЕДЕНИЕ РЕМОНТНЫХ РАБОТ ПО ВОСТАНОВЛЕНИЮ ЗАЗЕМЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОДСТАНЦИЙ РАЗЛИЧНОГО КЛАССА НАПРЯЖЕНИЯ.

У роботі наведений аналіз об'єму відновлювальних горизонтальних заземлювачів на 322 підстанціях напругою 35 – 330 кВ. Запропонована прогнозна модель довжини горизонтальних заземлювачів, необхідних для ремонту заземлюючого пристрою.

In work proofs the test of volume restorative splints on 322 substations voltage 35 – 330 kV. Propose the prognostic model of length of the tyres necessary for repair of the earthing device is offered.

Постановка проблемы. Заземляющее устройство (ЗУ) является одним из основных элементов электроустановки и играет исключительно важную роль в обеспечении нормального функционирования оборудования энергообъекта и безопасности обслуживающего персонала [1]. В настоящий момент электроэнергетика Украины использует подстанции, которые в основной массе (порядка 90 %) были введены в эксплуатацию 20 и более лет назад. Информация о конструктивном выполнении ЗУ, как правило, утеряна, либо недостоверна, так как ЗУ претерпевает существенные изменения под воздействием ряда факторов: отступления от проекта на стадии монтажа ЗУ, замена оборудования или расширение объекта, коррозия ЗУ.

Для проверки конструктивного исполнения ЗУ объектов электроэнергетики в настоящее время используется электромагнитная методика диагностики, которая позволяет без вскрытия грунта и отключения оборудования определить реальное расположение ЗУ [2]. Однако, кроме получения информации о текущем состоянии ЗУ, не менее важным вопросом является разработка рекомендаций и их выполнение для приведения ЗУ к требованиям нормативных документов. Как показала практика, затраты на проведение ремонтных работ, как правило, превышают стоимость диагностики (иногда в 5 и более раз). Поэтому становится актуальной проблема расчета стоимости работ по восстановлению ЗУ до выполнения работ по электромагнитной диагностике.

Используя данные по рекомендациям на ранее обследованных подстанциях, можно выделить следующие основные факторы, которые влияют на длину рекомендованных горизонтальных заземлителей (ГЗ): класс напряже-

ния; первоначальная длина выявленных ГЗ; размер объекта; удельное электрическое сопротивление грунта на территории размещения объекта; значение тока однофазного короткого замыкания в сети с глухозаземленной нейтралью; допустимое значение напряжения прикосновения [3]; количество установленного высоковольтного оборудования; наличие слоя повышенного сопротивления на рабочих местах (подсыпка, кабельные каналы, бетонные плиты и т.д.).

Анализ публикаций. НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» в течение 12 лет занимается проведением электромагнитной диагностики ЗУ с применением разработанного комплекса оборудования [4] и методики, которая нашла свое отражение в ГНД 34.20.303-2003 [5]. За это время было произведено обследование более 500 объектов классов напряжения 35 – 750 кВ и было выявлено, что ни одно ЗУ подстанций не соответствует в плане конструктивного исполнения требованиям нормативных документов, в частности Правилам устройства электроустановок [6, 7]. Так как информация после проведения диагностики ЗУ с течением времени устаревает, необходимо проводить ремонтно-восстановительные работы по ее результатам не позднее чем через 2 года. Поэтому, как уже отмечалось в [8], планировать средства для проведения диагностических и ремонтно-восстановительных работ следует одновременно.

Как следует из вышеизложенного, необходимо разработать методику, позволяющую прогнозировать затраты на проведение ремонтно-восстановительных работ.

Целью настоящей работы является построение прогнозной статистической модели по определению длины рекомендуемых ГЗ в зависимости от класса напряжения до проведения электромагнитной диагностики.

Материалы и результаты исследований. Расчеты производились с использованием базы данных, включающей подстанции, на которых в период с 2002 по 2007 гг. была проведена диагностика состояния ЗУ и разработаны рекомендации по его восстановлению. Объем базы данных составил 322 подстанции. Объектом анализа являлась общая длина ГЗ L , необходимых для восстановления ЗУ.

Расчеты проводились в следующем порядке:

- 1 Для некоторой совокупности подстанций, обладающих определенным признаком, определялись резко отклоняющиеся значения длины ГЗ – L^* , которые удалялись из совокупности.

- 2 Для оставшейся совокупности определялся закон распределения протяженности ГЗ, необходимых для проведения ремонтных работ.

Анализируемые совокупности и объем выборки приведены в табл. 1.

Таблица 1

Наименование группы объектов	Объем выборки (количество подстанций), шт.		Номер группы анализа
	до удаления резко выделяющегося значения	после удаления резко выделяющегося значения	
ОАО «Донецкоблэнерго» (35 кВ)	15	13	1
ОАО «Донецкоблэнерго» (110 кВ)	29	26	2
ОАО «Днепрооблэнерго» (35 кВ)	21	19	3
ОАО «Днепрооблэнерго» (110 – 150 кВ)	60	55	4
ОАО «Полтаваоблэнерго» (110 – 150 кВ)	17	15	5
ОАО «Крымэнерго» (110 кВ)	36	36	6
АК «Харьковоблэнерго» (110 кВ)	28	27	7
Подстанции 35 кВ, ОАО «Донецкоблэнерго», ОАО «Днепрооблэнерго», ООО «Сервис-Инвест», ОАО «Полтаваоблэнерго», ОАО «ЭК Севастопольэнерго», ЗАО «А.Е.С. Киевооблэнерго»	55	52	8
Подстанции 110 кВ, ОАО «Донецкоблэнерго», ОАО «Днепрооблэнерго», ОАО «Полтаваоблэнерго», ОАО «Крымэнерго», АК «Харьковоблэнерго»	112	108	9
Подстанции 150 кВ, ОАО «Днепрооблэнерго», ОАО «Полтаваоблэнерго».	58	52	10
Подстанции 330 кВ, Центральная ЭС НЭК Укрэнерго, Донбасская ЭС НЭК Укрэнерго, Северная ЭС НЭК Укрэнерго, Западная ЭС НЭК Укрэнерго, Днепровская ЭС НЭК Укрэнерго, Крымская ЭС НЭК Укрэнерго, Южная ЭС НЭК Укрэнерго	37	36	11

Резко отклоняющиеся значения определялись с использованием метода Греббса [9], согласно которому величина квантиля t вычисляемая по формуле:

$$t = \frac{|L_i^* - \bar{L}|}{S}, \quad (1)$$

где L_i^* – резко отклоняющееся значение (наибольшее или наименьшее); $\bar{L}$ – среднее арифметическое значение; S – среднее квадратическое отклонение, сравнивается с его критическим значением.

Если полученное значение квантиля t больше критического $t_{кр}$, то резко выделяющееся значение из выборки удаляли.

После исключения резко выделяющегося значения из совокупности анализируемых данных, расчеты повторялись до получения значений квантиля меньше критического $t < t_{кр}$.

Далее по методике, изложенной в [9], для всех групп анализа, приведенных в табл. 1, строилась эмпирическая функция распределения.

Определение закона распределения L производилось следующим образом: была построена гистограмма и графически оценена близость распределения L к экспоненциальному [10].

Соответствие эмпирической функции распределения L экспоненциальному закону, который в данном случае описывался интегральной функцией:

$$F(L) = 1 - e^{-\lambda L}, \quad (2)$$

где λ – параметр экспоненциального распределения,

оценивалось с помощью теста Колмогорова [10; 11]. Для этого по экспериментальным данным находили параметр экспоненциального распределения $\lambda_{опт}$ из решения следующей задачи:

на множестве значений L требуется найти значение $\lambda \geq 0$, минимизирующее величину d , определяемую выражением:

$$d = \max |F_n(L) - F_0(L)|, \quad (3)$$

где $F_n(L)$ – эмпирическая функция распределения L ; $F_0(L) = 1 - \exp(-\lambda L)$ – функция экспоненциального распределения L .

Согласно теста величина максимального отклонения между эмпирической и теоретической функциями распределения, определяемая выражением (3) при известном λ , сравнивается с критической величиной $k_{n;a}$, зависящая от объема данных n и уровня значимости a .

Помимо определения $\lambda_{опт}$, были определены λ_{min} и λ_{max} , где λ_{min} , λ_{max} – соответственно минимальное и максимальное значение коэффициента λ , при котором вычисленная в формуле (3) величина d меньше или равна критическому значению $k_{n;a}$.

Таким образом все найденные λ отражают соответствие распределения L экспоненциальному закону. Как следует из (2) длина ГЗ обратно пропорционально зависит от параметра распределения λ , то есть $L \sim 1/\lambda$.

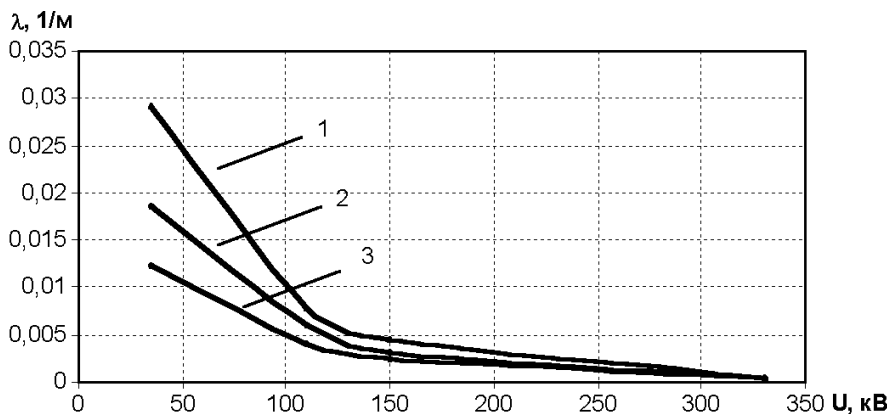
Таблица 2

Номер группы анализа	$\lambda, \text{м}^{-1}$			Длина рекомендованных ГЗ с вероятностью 50 %, м при			Длина рекомендованных ГЗ с вероятностью 99 %, м при		
	$\lambda_{\min}$	λ_{opt}	$\lambda_{\max}$	$\lambda_{\min}$	λ_{opt}	$\lambda_{\max}$	$\lambda_{\min}$	λ_{opt}	$\lambda_{\max}$
1	0,012	0,017	0,024	84	59	42	384	271	192
2	0,0042	0,0054	0,0073	239	186	137	1097	853	631
3	0,013	0,022	0,039	77	46	26	355	210	119
4	0,0032	0,0034	0,0039	313	295	257	1440	1355	1181
5	0,014	0,026	0,083	72	39	13	329	178	56
6	0,0038	0,0061	0,011	264	164	91	1212	755	419
7	0,0027	0,0048	0,0067	371	209	150	1706	960	688
8	0,0124	0,0187	0,0292	81	54	35	372	247	158
9	0,00413	0,00595	0,00778	168	116	89	1115	773	592
10	0,002454	0,003225	0,004399	282	215	158	1877	1428	1047
11	0,000352	0,00041	0,0005	2841	2434	2124	13083	11205	9778

Поставленная задача решалась с использованием средств программного продукта Excel. Результаты расчетов сведены в табл. 2. В таблице для каждой группы анализа приведены значения параметра λ , длина рекомендованных ГЗ при вероятности 50 % (средняя длина рекомендованных ГЗ) и 99 % (длина ГЗ с вероятностью 99 %).

По данным групп анализа 8 – 11, приведенным в табл. 2, построены графики изменения коэффициента λ от класса напряжения подстанций (см. рисунок). Из рисунка видно, что с ростом класса напряжения параметр λ уменьшается и как следует из (2) при заданном уровне надежности, длина ГЗ, необходимых для ремонта, увеличивается. Из графиков видно, что при росте класса напряжения вариация λ от $\lambda_{\min}$ до $\lambda_{\max}$ уменьшается. Значительная вариация λ для подстанций 35 кВ и 110 кВ по-видимому свидетельствует о влиянии других факторов помимо класса напряжения.

Проверка достоверности вычислений по полученным моделям была произведена с использованием результатов диагностики подстанций за 2008 год, которые не входили в анализируемую совокупность, представленную в табл. 1.



Графики зависимости коэффициента λ от класса напряжения подстанций

1 – $\lambda_{\max}$; 2 – λ_{opt} ; 3 – $\lambda_{\min}$

Проверка заключалась в сравнении для каждой подстанции реального значения длины ГЗ, необходимой для восстановления ЗУ, с расчетным значением приведенным в табл. 2 при 99 % вероятности и фиксации факта превышения реальных значений над расчетными значениями. Далее определялся процент подстанций с таким превышением для каждого класса напряжений. Результаты проверки приведены в табл. 3. Как видно из таблицы, при использовании в прогнозной модели $\lambda_{\min}$ все реальные значения не превышают прогнозируемые. При использовании λ_{opt} – превышение в пределах 5 % имеет место на подстанциях класса 35 кВ и 110

кВ. При использовании $\lambda_{\max}$ – превышение составляет порядка 11 % для тех же классов подстанций.

Данные результаты позволяют сделать вывод, что статистическая модель удовлетворяет практическим требованиям и позволяет прогнозировать длину ГЗ, необходимых для ремонта, в зависимости от класса напряжения.

Таблица 3

Номер группы анализа	Кол-во подстанций	Расчетная длина ГЗ, м / превышение, %; при соответствующем λ		
		$\lambda_{\min}$	λ_{opt}	$\lambda_{\max}$
8 (35 кВ)	57	372/0	247/3,5	158/10,5
9 (110 кВ)	65	1115/0	773/4,6	592/10,8
10 (150 кВ)	11	1877/0	1428/0	1047/0
11 (330 кВ)	7	13083/0	11205/0	9778/0

Выводы

- 1 Выделены факторы, влияющие на длину рекомендованных горизонтальных заземлителей.
- 2 В работе предложена методика определения протяженности заземляющих ГЗ необходимых для ремонта ЗУ в зависимости от класса напряжения подстанции.
- 3 Показано, что статистическое распределение длин ГЗ, необходимых для ремонта, подчиняется экспоненциальному закону.
- 4 Разработанные статистические модели удовлетворяют практическим требованиям и позволяют прогнозировать длину ГЗ, необходимых для ремонта, в зависимости от класса напряжения.

Материалы статьи могут быть использованы для построения прогнозных моделей учитывающих другие характеристики подстанций.

В заключении авторы выражают благодарность сотрудникам отдела № 5, 6 НИПКИ «Молния» за предоставление данных для написания статьи.

Список литературы: 1. Кац Е.Л., Меньшов Б.Г., Целебровский Ю.В. Заземляющие устройства электроустановок высокого и низкого напряжений // Итоги науки и техн. ВИНТИ. Сер. электр. станции и сети. – М.: ВИНТИ. – 1989. - Т. 15. – 158 с. 2. Борисов Р.К., Колиушко Г.М., Гримуд Г.И., Васильковский А.П., Чевычелов В.А., Колиушко Д.Г. Методика исследования заземляющих устройств объектов электроэнергетики // Энергетика и электрификация. – 2000. – № 4. – С. 29-32. 3. ГОСТ 12.1.038-82. Электробезопасность. Предельно допустимые уровни напряжений и токов. – Введ. 01.07.83. – М.: Изд-во стандартов, 1985. – 6 с. 4. Колиушко Г.М., Доценко В.И., Колиушко Д.Г., Недзельский О.С. Измерительный комплекс для проведения электромагнитной диагностики состояния заземляющих устройств электроэнергообъектов. // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». – Харьков: НТУ «ХПИ». – Тем. вып. «Электроэнергетика и преобразовательная техника». – 2002. – С. 157-166. 5. Шкуринский Г.М., Заболотникова Л.П.,

Коліушко Г.М. та ін. Випробування та контроль стану заземлювальних пристроїв електроустановок. Галузевий нормативний документ ГНД 34.20.303-2003. – Київ: Об'єднання енергетичних підприємств «Галузевий резервно-інвестиційний фонд розвитку енергетики». – 2004. – 52 с. 6. Правила устройства электроустановок. – 6-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 640 с. 7. *Бороницький М.А., Карпець І.Я., Лях В.В. та ін.* Правила улаштування електроустановок. Розділ 1. Загальні правила. Глава 1.7 Заземлення і захисні заходи електробезпеки. – Київ: Об'єднання енергетичних підприємств «Галузевий резервно-інвестиційний фонд розвитку енергетики», 2006. – 71 с. 8. *Коліушко Г.М., Коліушко Д.Г., Федоров В.А., Гримуд Г.І., Васьковський А.П., Плакида В.Т., Березовський С.І.* К вопросу проведения электромагнитной диагностики и ремонта заземляющих устройств объектов электроэнергетики // Электрические сети и системы. – 2006. – №3. – С. 36-40. 9. *Колкер Я. Д.* математический анализ точности механической обработки деталей. – Киев: Техніка, 1976. – 200 с. 10. *Хаушильд В., Мош В.* Статистика для электротехников в приложении к технике высоких напряжений / Пер. с нем. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 312 с. 11. *Мюллер П., Нойман П., Шторм Р.* Таблицы по математической статистике / пер. с нем. – М.: Финансы и статистика, 1982. – 278 с.

Поступила в редколлегию 31.03.2009.

УДК 621.373

Н.Н.ИГНАТЕНКО; НТУ «ХПИ»

РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ГЕНЕРАТОРАХ ТОКА МОЛНИИ С ЗАМЫКАТЕЛЯМИ НАГРУЗКИ

Запропоновано метод розрахунку амплітудно-часових параметрів аперіодичних імпульсних струмів, що формуються в RL-навантаженні генераторів великих імпульсних струмів блискавки (ГВІСБ) при спрацюванні розрядників замикачів навантаження. Показано, що застосування в розрядному колі ГВІСБ раціонально вибраних коректуючих ємностей збільшує амплітуду та тривалість сформованих в RL-навантаженні аперіодичних імпульсних струмів блискавки.

Method of calculation of amplitude-time parameters of aperiodical pulsed currents that are formed in RL-load of generators of high pulsed currents of lightning (GHPCL) during operation of load closer dischargers has been proposed. It was shown that use of rationally chosen correcting capacitances in discharging circuit of GHPCL increases amplitude and duration of lightning aperiodical pulsed currents formed in RL-load.

Введение. Для получения больших импульсных аperiodических токов в ТВН достаточно часто применяют генератор больших импульсных токов (БИТ) с использованием крубар-замыкателя нагрузки [1,2]. Схема замещения такого классического генератора БИТ показана на рис. 1. Работает данный генератор таким образом. При срабатывании разрядника P_1 емкость накопителя C_r начинает разряжаться на активно-индуктивную нагрузку, формируя в ней фронт аperiodического импульса тока $i_n(t)$. В момент достижения током $i_n(t)$ своего максимального значения срабатывает разрядник замыкателя P_2 и в RL-нагрузке формируется спад аperiodического импульса тока.

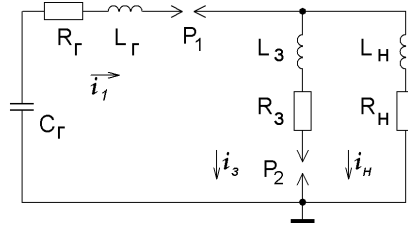


Рисунок 1 – Схема замещения генератора БИТ с замыкателем нагрузки

Максимальное амплитудное значение импульсного тока I_{nm} в нагрузке генератора БИТ (рис. 1) можно определить из выражения [1]:

$$i_n(t) = \frac{U_0}{\omega L} \exp(-\delta t) \sin(\omega t), \quad (1)$$

где $L = L_c + L_n$; $\delta = 0,5(R_c + R_n)L^{-1}$; $\omega_0 = (LC_r)^{-0,5}$; $\omega = (\omega_0^2 - \delta^2)^{0,5}$; U_0 – рабочее напряжение накопителя.

При срабатывании разрядника замыкателя P_2 в момент достижения током $i_n(t)$ своего максимального значения (момент времени $t_m \approx 0,5\pi\sqrt{LC_r}$) в нагрузке генератора формируется спад аperiodического импульса тока, АВП которого находят из приближенного соотношения [2]:

$$i_n(\tau) \approx I_{nm} \left(\frac{L_3 e^{-\delta_1 \tau}}{L_n + L_3} \cos(\omega_1 \tau) + \frac{L_n e^{-\delta_2 \tau}}{L_n + L_3} \right), \quad (2)$$

где $\omega_{01}' = C_r^{-0,5} [L_r + L_n L_3 (L_n + L_3)^{-1}]^{0,5}$; $\delta_2 = (R_3 + R_n)(L_3 + L_n)^{-1}$; $\delta_1 = 0,5 \left(R_c + \frac{R_3 R_n}{R_3 + R_n} \right) \left(L_c + \frac{L_3 L_n}{L_3 + L_n} \right)^{-1}$; $\omega_1 = (\omega_{01}'^2 - \delta_1^2)^{0,5}$; τ – время, отсчет которого производится от момента срабатывания разрядника замыкателя P_2 .

Для обеспечения работы генератора БИТ (рис. 1) в его составе в качестве разрядника P_2 используют дорогостоящий вакуумный коммутатор, управляемый генератором высоковольтных поджигающих импульсов (ГВПИ) [2,3].

В последнее время разработаны высокоэффективные генераторы больших импульсных токов молнии (ГБИТМ) с замыкателями нагрузки, которые имеют высокий КПД разрядного контура, стабильно работают без применения ГВПИ и позволяют формировать в крупногабаритных технических объектах аperiodические импульсы тока большей амплитуды и длительности [4,5].

Расчет переходных процессов в разрядном контуре генератора ГБИТМ с одним замыкателем нагрузки и корректирующей емкостью. В работах [4, 5, 6] показано, что введение в разрядную цепь замыкателей рационально выбранных корректирующих емкостей C_k позволяет увеличить амплитудное значение тока $i_n(t)$ в ГБИТМ. При этом в данных ГБИТМ применяются воз-

душные (атмосферного давления) неуправляемые (управляемые) разрядники замыкателей нагрузки, которые срабатывают в момент времени достижения током $i_n(t)$ своего амплитудного значения.

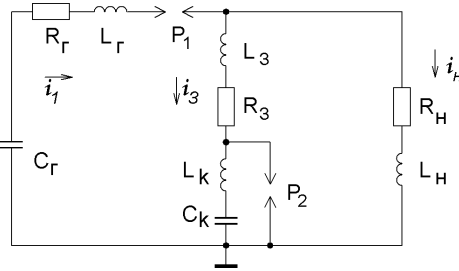


Рисунок 2 – Схема замещения генератора ГБИТМ с одним замыкателем нагрузки и корректирующей емкостью

На рис. 2 приведена схема замещения ГБИТМ с одним замыкателем нагрузки и корректирующей емкостью C_k . Проведенные расчеты показывают, что без учета влияния активных сопротивлений при несрабатывании разрядника P_2 , импульсный ток $i_n(t)$ в нагрузке можно определить как [6]:

$$i_n(t) = i_{n1}(t) - i_{n2}(t) = I_{n1} \sin(at) - I_{n2} \sin(bt), \quad (3)$$

$$\text{где } I_{n1} = \frac{U_0(L_3 + L_k)(\omega_{03}^2 - a^2)(b^2 - a^2)^{-1} a^{-1}}{(L_3 + L_n + L_k) \left[L_c + \frac{L_n \cdot (L_3 + L_k)}{L_3 + L_n + L_k} \right]};$$

$$I_{n2} = \frac{U_0(L_3 + L_k)(\omega_{03}^2 - b^2)b^{-1}(b^2 - a^2)^{-1}}{(L_3 + L_n + L_k) \left[L_c + \frac{L_n \cdot (L_3 + L_k)}{L_3 + L_n + L_k} \right]}; \quad \omega_{01}^2 = \left[C_r \left(L_c + \frac{L_n(L_3 + L_k)}{L_n + L_k + L_3} \right) \right]^{-1};$$

$$\omega_{02}^2 = [C_k(L_n + L_k + L_3)]^{-1}; \quad \omega_{03}^2 = [C_k(L_3 + L_k)]^{-1}; \quad U_0 - \text{рабочее напряжение ЕНЭ};$$

L_k – индуктивность емкости C_k и ее подводов;

a и b – круговые частоты генератора тока молнии;

$$a = 0,707 \left\{ \omega_{02}^2 \omega_{01}^2 C_r (L_c + L_n) + \omega_{01}^2 - \left[(\omega_{02}^2 \omega_{01}^2 C_r (L_c + L_n) + \omega_{01}^2)^2 - 4 \omega_{02}^2 \omega_{01}^2 \right]^{0,5} \right\}^{0,5},$$

$$b = 0,707 \left\{ \omega_{02}^2 \omega_{01}^2 C_r (L_c + L_n) + \omega_{01}^2 + \left[(\omega_{02}^2 \omega_{01}^2 C_r (L_c + L_n) + \omega_{01}^2)^2 - 4 \omega_{02}^2 \omega_{01}^2 \right]^{0,5} \right\}^{0,5}.$$

Если корректирующая емкость C_k выбрана так, что выполняется условие $b = 3a$, то в разработанном генераторе ГБИТМ амплитудное значение тока $i_n(t)$ увеличивается и будет равно: $I_{нт} = I_{n1} + I_{n2}$. Для ГБИТМ (рис. 2) значение корректирующей емкости можно найти из приближенного соотношения [6]:

$$C_k \approx \frac{L_c + L_n}{(L_n + L_3 + L_k) \left\{ 40 \pi^2 T^{-2} \left[L_c + \frac{L_n(L_3 + L_k)}{L_n + L_3 + L_k} \right] - C_r^{-1} \right\}}; \quad (4)$$

где T – период колебаний тока $i_n(t)$ в RL-нагрузке без использования C_k .

Полагая, что P_2 – идеальный коммутатор, срабатывающий в момент достижения током $i_n(t)$ своего максимума, проведем расчет операторным методом (по Карсону) переходных процессов в разрядной цепи ГБИТМ (рис. 2). Анализ полученных аналитических выражений показывает, что АВП спада аperiodического импульса тока может быть найдено из следующего приближенного соотношения:

$$i_n(\tau) \approx \frac{I_{1m}L_3}{L_n + L_3} e^{-\delta_1 \tau} \cos(\omega_1 \tau) + \frac{I_{nm}L_n}{L_3 + L_n} e^{-\delta_2 \tau} - \frac{I_{3m}L_3}{L_3 + L_n} e^{-\delta_2 \tau}, \quad (5)$$

$$\text{где } I_{nm} \approx \frac{U_0(L_3 + L_k)(\omega_{03}^2 - 3a^2) \cdot a^{-3}}{6(L_3 + L_n + L_k) \left[L_2 + \frac{L_n(L_3 + L_k)}{L_3 + L_n + L_k} \right]};$$

$$I_{3m} \approx - \frac{0,5U_0L_n \cdot a^{-1}}{(L_3 + L_n + L_k) \left[L_1 + \frac{L_n(L_3 + L_k)}{L_3 + L_n + L_k} \right]};$$

$$\delta_1 = 0,5(R_2 + \frac{R_3R_n}{R_n + R_3})(L_2 + \frac{L_nL_3}{L_n + L_3})^{-1}; \quad \omega_1 = \left[C_\Gamma^{-1}(L_2 + \frac{L_nL_3}{L_n + L_3})^{-1} - \delta_1^2 \right]^{0,5};$$

$I_{1m} = I_{nm} + I_{3m}$; $\delta_2 = (R_n + R_3)(L_n + L_3)^{-1}$; I_{1m} , I_{nm} , I_{3m} – амплитудные значения токов в ГБИТМ, которые соответствуют моменту времени t_m , τ – время, отсчет которого начинается от момента срабатывания разрядника P_2 .

Период колебаний T_k на спаде импульса тока, сформированного в RL-нагрузке данного ГБИТМ можно определить как:

$$T_k \approx 2\pi \left[C_\Gamma(L_2 + L_nL_3(L_n + L_3)^{-1}) \right]^{0,5}. \quad (6)$$

Расчет переходных электромагнитных процессов в разрядном контуре генератора ГБИТМ с двумя замыкателями нагрузки и двумя корректирующими емкостями. В состав высоковольтных генераторов ГБИТМ могут входить два замыкателя RL-нагрузки, имеющие близкие электрические параметры [6]. В этом случае значения корректирующих емкостей $C_{k1} = C_{k2}$ для ГБИТМ (рис. 3) можно определить из приближенного выражения [6]:

$$C_{k1} = C_{k2} \approx \frac{L_2 + L_n}{(2L_n + L_{31} + L_{k1}) \left\{ 40\pi^2 T^{-2} \left[L_2 + \frac{L_n \cdot (L_{31} + L_{k1})}{2L_n + L_{31} + L_{k1}} \right] - C_\Gamma^{-1} \right\}}, \quad (7)$$

где T – период колебаний тока $i_n(t)$ в нагрузке без использования $C_{k1} = C_{k2}$.

Пренебрегая влиянием активных сопротивлений и полагая, что разрядники P_2 и P_3 в ГБИТМ рис. 3 не срабатывают, значение импульсного тока $i_n(t)$ в нагрузке генератора токов молнии находим из выражения [6]:

$$i_h(t) = \frac{U_0(L_{31} + L_{\kappa 1})(2L_H + L_{31} + L_{\kappa 1})^{-1}}{\left[L_c + \frac{L_H(L_{31} + L_{\kappa 1})}{2L_H + L_{31} + L_{\kappa 1}} \right]} \left\{ \frac{(\omega_{06}^2 - a_1^2)\sin(a_1 t)}{a_1(b_1^2 - a_1^2)} - \frac{(\omega_{06}^2 - b_1^2)\sin(b_1 t)}{b_1(b_1^2 - a_1^2)} \right\}, \quad (8)$$

где $\omega_{04}^2 = \left[C_{\kappa 1} \left(L_c + \frac{L_H(L_{31} + L_{\kappa 1})}{2L_H + L_{31} + L_{\kappa 1}} \right) \right]^{-1}$; $\omega_{05}^2 = [C_{\kappa 1}(2L_H + L_{\kappa 1} + L_{31})]^{-1}$;

$\omega_{06}^2 = [C_{\kappa 1}(L_{31} + L_{\kappa 1})]^{-1}$; U_0 – рабочее напряжение ЕНЭ; a_1 и b_1 – соответственно круговые частоты генератора токов молнии;

$$a_1 = 0,707 \left\{ \omega_{05}^2 \omega_{04}^2 C_{\kappa} (L_c + L_H) + \omega_{04}^2 - [(\omega_{05}^2 \omega_{04}^2 C_{\kappa} (L_c + L_H) + \omega_{04}^2)^2 - 4\omega_{04}^2 \omega_{05}^2]^{0,5} \right\}^{0,5},$$

$$b_1 = 0,707 \left\{ \omega_{05}^2 \omega_{04}^2 C_{\kappa} (L_c + L_H) + \omega_{04}^2 + [(\omega_{05}^2 \omega_{04}^2 C_{\kappa} (L_c + L_H) + \omega_{04}^2)^2 - 4\omega_{02}^2 \omega_{01}^2]^{0,5} \right\}^{0,5}.$$

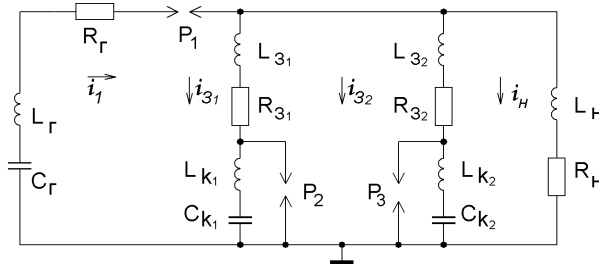


Рисунок 3 – Схема замещения генератора ГБИТМ с двумя замыкателями нагрузки и двумя корректирующими емкостями

Проведенные расчеты переходных электромагнитных процессов показывают, что при срабатывании разрядников P_2 и P_3 в момент времени t_m , амплитудно-временные параметры спада импульса тока в ГБИТМ (рис. 3) могут быть найдены из приближенного выражения:

$$i_h(\tau) \approx \frac{I_{1m} L_{31} e^{-\delta_4 \tau}}{L_{31} + 2L_H} \cos(\omega_2 \tau) + \frac{2I_{hm} L_H}{L_{31} + 2L_H} e^{-\delta_5 \tau} - \frac{2I_{31m} L_{31}}{L_{31} + 2L_H} e^{-\delta_5 \tau}, \quad (9)$$

где $\delta_4 = 0,5 \left(R_c + \frac{R_{31} R_H}{2R_H + R_{31}} \right) \left(L_c + \frac{L_H L_{31}}{2L_H + L_{31}} \right)^{-1}$;

$$\delta_5 = (2R_H + R_{31})(2L_H + L_{31})^{-1}; \quad \omega_2 = \left[C_c^{-1} \left(L_c + \frac{L_{31} L_H}{2L_H + L_{31}} \right)^{-1} - \delta_4^2 \right]^{0,5};$$

$$I_{1m} = I_{hm} + 2I_{31m}; \quad I_{hm} \approx \frac{U_0(L_{31} + L_{\kappa 1})(\omega_{06}^2 - 3a_1^2)}{6(2L_H + L_{31} + L_{\kappa 1}) \left[L_c + \frac{L_H(L_{31} + L_{\kappa 1})}{2L_H + L_{31} + L_{\kappa 1}} \right] a_1^3};$$

$$I_{31m} = I_{32m} \approx -\frac{U_0 L_n (2L_n + L_{31} + L_{\kappa 1})^{-1}}{2 \left[L_r + \frac{L_n (L_{31} + L_{\kappa 1})}{2L_n + L_{31} + L_{\kappa 1}} \right] a_1}; \quad \tau - \text{ время, отсчет которого начина-}$$

ется от момента срабатывания разрядников P_2 и P_3 ; $I_{1m}, I_{2m}, I_{3m1} = I_{3m2}$ – амплитуды токов в ГБИТМ в момент времени t_m .

Необходимо отметить, что введение в разрядную цепь генератора ГБИТМ (рис. 3) двух замыкателей нагрузки позволяет уменьшить амплитуду колебаний на спаде сформированного импульса тока молнии. При этом период колебаний T_k на спаде аperiodического импульса тока можно определить из приближенного соотношения:

$$T_k \approx 2\pi \left[C_r (L_e + L_n L_{31} (2L_n + L_{31})^{-1}) \right]^{0,5}. \quad (10)$$

Расчет АВП параметров импульсного тока молнии в ГБИТМ и экспериментальная проверка полученных результатов. Проведем расчет АВП импульсного тока $i_n(t)$, который может быть сформирован в активно-индуктивной нагрузке ($R_n = 0,1$ Ом, $L_n = 14$ мкГн) генератора ГБИТМ (рис. 3). Пусть в качестве ЕНЭ в таком ГБИТМ используется генератор импульсных напряжений на 3МВ (ГИН-3), имеющий емкость в ударе $C_e = 0,08$ мкФ, заряженную до напряжения $U_0 = 0,7$ МВ, собственную индуктивность $L_n = 35$ мкГн и активное сопротивление $R_e = 2$ Ом. В генераторе применены два идентичных замыкателя нагрузки, которые имеют следующие электрические параметры: $R_{31} = R_{32} = 0,1$ Ом; $L_{31} = L_{32} = 5$ мкГн; $L_{\kappa 1} = L_{\kappa 2} = 5$ мкГн; $C_{\kappa 1} = C_{\kappa 2} = 20,83$ нФ. Расчет проводим применяя выражения (8) и (9). На рис. 4 показана расчетная кривая аperiodического тока $i_n(t)$, сформированного в RL-нагрузке исследуемого генератора токов молнии.

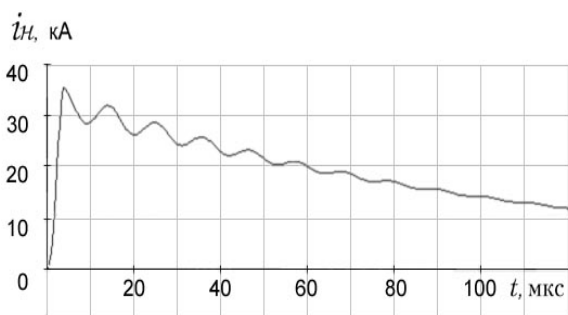


Рисунок 4 – Расчетный ток $i_n(t)$ в RL-нагрузке генератора ГБИТМ

Для проверки полученных расчетных данных на экспериментальной базе НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» были проведены соответствующие высоковольтные исследования. В состав высоковольтного генератора токов молнии входили: ГИН-3 ($C_e \approx 0,08$ мкФ, $L_n \approx 35$ мкГн, $R_e \approx 2$ Ом), два замыкателя

нагрузки с двумя корректирующими емкостями ($R_{з1} \approx R_{з2} \approx 0,1$ Ом; $L_{з1} \approx L_{з2} \approx 5$ мкГн; $L_{к1} \approx L_{к2} \approx 5$ мкГн; $C_{к1} \approx C_{к2} \approx 20,83$ нФ) и RL-нагрузка ($R_n \approx 0,1$ Ом, $L_n \approx 14$ мкГн).

На рис. 5 приведена экспериментальная кривая тока молнии, измеренного в указанной RL-нагрузке исследуемого высоковольтного генератора ГБИТМ. Согласно рис. 5 при рабочем напряжении ЕНЭ $U_0 = 0,75$ МВ импульсный ток $i_n(t)$ достигает своего амплитудного значения $I_{нт} \approx 37$ кА в момент времени $t_m \approx 3,3$ мкс. При этом его длительность, взятая на уровне половины амплитудного значения $I_{нт}$, равна $\tau_{и0,5} \approx 60$ мкс. Необходимо отметить, что при рабочем напряжении $U_0 = 0,75$ МВ исследуемый генератор ГБИТМ работал стабильно, а неуправляемые воздушные стержневые разрядники замыкателей нагрузки P_2 и P_3 срабатывали в момент времени, близкий к моменту достижения током $i_n(t)$ своего максимального значения. Воздушные неуправляемые стержневые разрядники замыкатели RL-нагрузки при указанном рабочем напряжении емкостного накопителя имели рабочие зазоры $S_{21} = S_{31} = 24,5$ см.

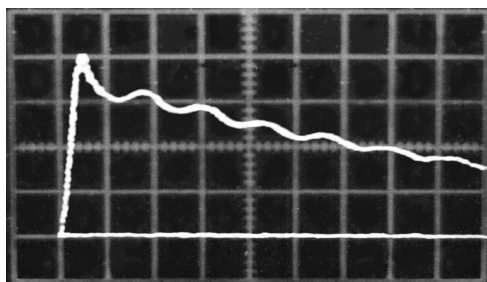


Рисунок 5 – Экспериментальная кривая тока $i_n(t)$ в RL-нагрузке ГБИТМ (масштаб по амплитуде – 9,26кА/дел; масштаб по времени – 10мкс/дел)

Проведенные исследования показали, что результаты расчета имеют хорошее совпадение с экспериментальным данным. При этом АВП сформированного в активно-индуктивной нагрузке генератора ГБИТМ импульсного тока $i_n(t)$ соответствует требованиям ГОСТ 30585-98, предъявляемых к испытательным импульсам тока молнии первой степени жесткости [7].

Выводы.

- 1 Теоретически и экспериментально установлено, что разработанные генераторы ГБИТМ с использованием корректирующих емкостей и воздушных стержневых неуправляемых (управляемых) разрядников замыкателей нагрузки могут формировать в технических объектах больших габаритов испытательные аperiodические импульсные токи молнии. Показано, что амплитуда колебаний на спаде импульса тока $i_n(t)$ в ГБИТМ меньше, чем в классическом генераторе БИТ.

Возрастание длительности спада апериодического импульсного тока $i_n(t)$ может быть объяснено тем, что в разработанных генераторах ГБИТМ рационально используется энергия, накопленная в индуктивностях замыкателей нагрузки $L_{з1}$ и $L_{з2}$.

- 2 Сравнение результатов расчета и эксперимента показывает, что полученные аналитические выражения можно применять для расчета АВП импульсных токов, формируемых ГБИТМ (рис. 2 и рис. 3) в RL- нагрузке.

Список литературы: 1. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391с. 2. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В.С.Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с. 3. Глебов И.А., Рутберг Ф.Г. Мощные генераторы плазмы. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 152 с. 4. Патент України № 6279, МКІ НОЗКЗ/53. Генератор імпульсних струмів // Баранов М.І., Ігнатенко М.М., Колобовський А.К. – Опубл. Бюл. № 5, 16.05.2005. – 4 с. 5. Патент України №15714, МКІ НОЗКЗ/53. Генератор великих імпульсних струмів блискавки // Баранов М.І., Ігнатенко М.М. – Опубл. Бюл. № 7, 17.07.2006. – 4 с. 6. Баранов М.І., Ігнатенко Н.Н. Повышение энергетической эффективности разрядных цепей генераторов больших импульсных токов с мощными емкостными накопителями энергии // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2005. № 49. – С. 3-14. 7. Межгосударственный ГОСТ 30585–98. Совместимость технических средств электромагнитная. Стойкость к воздействию грозовых разрядов. Технические требования и методы испытаний / Руководитель разработки В.И.Кравченко. – Киев: Госстандарт Украины, 1998. – 27 с.

Поступила к редколлегии 24.03.2009.

УДК 621.317.3

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

Ю.С.НЕМЧЕНКО; НТУ «ХПИ»;

И.П.ЛЕСНОЙ; НТУ «ХПИ»;

С.Б.СОМХИЕВ, НТУ «ХПИ»;

Т.Н.ОСТРОВЕРХ, НТУ «ХПИ»

ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ БОРТОВОГО АВИАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА ВОСПРИИМЧИВОСТЬ К ПЕРЕХОДНЫМ ПРОЦЕССАМ, ВЫЗВАННЫМ МОЛНИЕЙ («КАБЕЛЬНАЯ ИНЖЕКЦИЯ», форма 3)

Описано конструкцію та результати атестації генератора, призначеного для випробувань бортового авіаційного обладнання на сприйнятливість до перехідних процесів, викликаних блискавою, відповідно до вимог міжнародних стандартів. Генератор виробляє імпульси напруги та струму форми 3 з п'яти рівнів випробувань, випробування проводяться методом «кабельної інжекції».

The construction and the results of the attestation of the generator intended for testing of the on-board aircraft equipment on susceptibility to fast transient/burst, caused by lightning, according to International standards are described. The apparatus generates the test voltage and current of the form 3 on five levels, tests are conducted by method of «Cable injection».

В настоящее время обязательным видом испытаний бортового электро-технического и электронного оборудования (БАО) летательных аппаратов являются испытания на восприимчивость к переходным процессам, вызванным молнией. Эти процессы возникают при прямом ударе молнии в корпус летательного аппарата и последующем растекании токов молнии по различным металлическим узлам этих аппаратов, в частности, по межблочным линиям связи (МЛС).

Высокая поражающая эффективность токов растекания объясняется тем, что при этом в МЛС возникают различного вида наведенные высокие импульсные напряжения и большие токи, представляющие собой серьезную угрозу для современной слаботочной электроники БАО.

Поэтому стойкость к переходным процессам, вызванным молнией, выделена в отдельный вид испытаний, который регламентируется нормативным документом EUROCAE ED-14D/ RTCA-DO-160D «Условия окружающей среды и методики испытаний бортового оборудования», Раздел 22: «Восприимчивость к переходным процессам, наведенным молнией» (отечественный аналог этого документа КТР-BBФ/DO-160D/ED-14D/ [1]). Этот НД с 2004 года распространяется и на все типы БАО, выпускаемые в Украине и странах СНГ.

Данный вид испытаний содержит три независимых метода испытаний:

- испытания «контактным вводом»;
- испытания «кабельной инъекцией»;
- испытания «вводом в заземление».

В данной статье мы остановимся только на методе испытаний «кабельной инъекции», при котором испытательные импульсы заданной формы и амплитуды индуцируются в проводниках МЛС при помощи инжестирующего трансформатора. Этот метод используется для проверки способности самолетного оборудования выдерживать внутренние электромагнитные эффекты, создаваемые внешним воздействием молний без функциональных отказов и повреждений.

Идеологически схема формирования импульсов напряжения и тока требуемой формы приведена на рис. 1. В этой схеме конденсатор C_p , заряжаемый до определенного напряжения, разряжается с частотой 1 МГц через управляемый механический коммутатор К на первичную обмотку импульсного трансформатора ИТ-3 (инжектора), который и является основным элементом схемы. ИТ-3 состоит из 2-х одновитковых обмоток, охватывающих незамкнутый ферритовый сердечник. ИТ-3 является наиболее сложной и ответственной частью генератора. ИТ-3 состоит из 2-х блоков по 17 склеенных вместе П-образных ферритов. Оба блока при помощи продольного петельно-

го соединения могут как раскрываться, так и смыкаться с зазором 10 мм, образуя незамкнутую ферритовую трубу прямоугольной формы с габаритами 410 x 210 x 130 мм. Такая конструкция ИТ-3 при помещении в раскрытом состоянии внутрь его испытываемой МЛС и последующей стяжки сердечника позволяет с одной стороны снизить до минимума поля рассеивания ИТ-3 (примерно 90 % магнитной энергии остается внутри ИТ-3), а с другой стороны избежать насыщения ферритов при больших токах короткого замыкания испытываемой МЛС. Вторичная одновитковая обмотка МЛС, называемая контрольным витком КК, которая в соответствии с требованиями НД служит для измерения амплитудно-временных параметров (АВП) испытательных токов и напряжений при помощи внешних СИТ (шунта ШК-50 или щупа высоковольтного Р6015А 1000Х). Генератор ИГЛА-КИ-3 предназначен для проведения испытаний «кабельной инъекцией» БАО в полном объеме с требованиями НД [1] испытательными импульсами напряжения и тока формы «3» обеих полярностей по пяти уровням испытаний. В таблице приведены требования к форме и АВП испытательных импульсов напряжения и тока, которые с учетом допусков в полном объеме реализованы в генераторе ИГЛА-КИ-3.

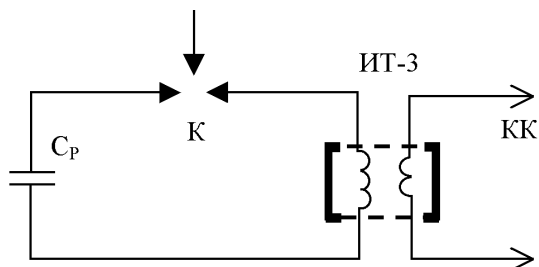


Рисунок 1 – Схема формирования импульсов напряжения и тока



Рисунок 2 – Общий вид генератора ИГЛА-КИ-3 с ИТ-3

Генератор ИГЛА-КИ-3 представляет собой высоковольтную электро-разрядную установку с программируемым таймером-коммутатором, которая генерирует однократные испытательные импульсы напряжений и тока положительной и отрицательной полярности по пяти уровням испытаний.

Общий вид генератора ИГЛА-КИ-3 с инжектирующим трансформатором ИТ-3 приведен на рис. 2, а передняя панель генератора – на рис. 3.

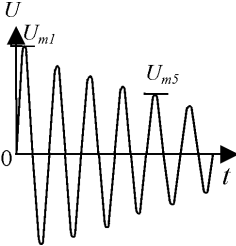
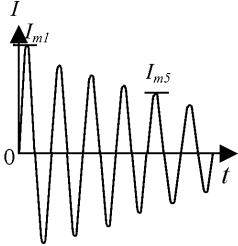
Параметр	Напряжение $U_{исп}$ (ф.3)	Ток $I_{пред}$ (ф.3)
1. Испытательный комплект (Примечание 1)		
2. Уровни испытаний: – 1 – 2 – 3 – 4 – 5 (Примечание 2)	(100 + 10) В (250 + 25) В (600 + 60) В (1500 + 150) В (3200 + 320) В	$\leq 20 \text{ А}$ $\leq 50 \text{ А}$ $\leq 120 \text{ А}$ $\leq 300 \text{ А}$ $\leq 640 \text{ А}$
3. Частота колебаний, МГц	$1 \pm 0,2$	$1 \pm 0,2$
4. Степень затухания, ∂	$U_{m5} = (0,25 \div 0,75) U_{m1}$	$I_{m5} = (0,25 \div 0,75) I_{m1}$
Примечание 1. Для каждого испытательного комплекта $U_{исп}$ представляет собой уровень испытательного напряжения в Вольтах и $I_{пред}$ представляет собой предельный уровень тока в Амперах. Примечание 2. Допустимые отклонения амплитуды + 10 % - 0 %. Примечание 3. Импульсы напряжения и тока могут не совпадать по фазе.		



Рисунок 3 – Передняя панель генератора ИГЛА-КИ-3

Генератор ИГЛА-КИ-3 собран в металлическом корпусе с габаритами 480 х 480 х 175 мм. На передней панели ИГЛА-КИ-3, рис. 3, расположены следующие органы управления и контроля:

- клавиша СЕТЬ с подсветкой служит для подачи напряжения питания 220 В 50 Гц на генератор ИГЛА-КИ-3 и для его отключения после окончания работы;
- разъем ~ 220 В служит для подключения к генератору ИГЛА-КИ-3 сетевого кабеля;
- «ЗА»– предохранители;
- переключатель ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ УРОВЕНЬ служит для установления уровня испытательного напряжения генератора ИГЛА-КИ-3 и имеет пять положений: «1», «2», «3», «4», «5»;
- ручка РЕГУЛИРОВКА $U_{зар}$ служит для установки зарядного напряжения генератора ИГЛА-КИ-3 на красные риски на микроамперметре;
- ТАБЛО ПТК служит для отображения параметров циклограмм работы генератора ИГЛА-КИ-3;
- кнопка СТАРТ/СТОП служит для запуска и остановки генератора ИГЛА-КИ-3;
- кнопки «↑» и «↓» КОЛ. ИМП. служат для изменения количества испытательных импульсов;
- кнопки «↑» и «↓» ИНТЕРВ. служат для изменения интервала между испытательными импульсами;
- световой индикатор РАЗРЯД слева от ТАБЛО ПТК служит для контроля срабатывания генератора ИГЛА-КИ-3.

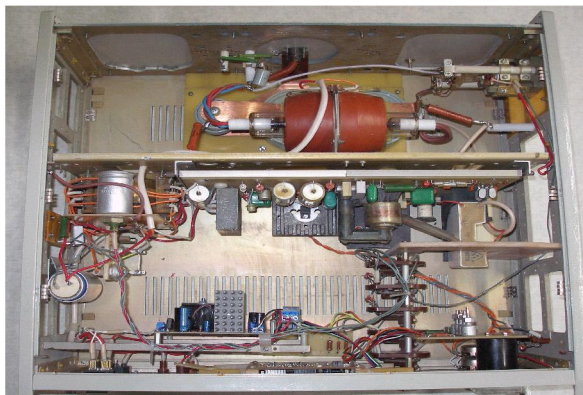


Рисунок 4 – Расположение элементов внутри корпуса генератора ИГЛА-КИ-3

На задней панели генератора ИГЛА-КИ-3 расположены следующие органы управления и контроля:

- разъем ВЫХОД служит для подключения генератора ИГЛА-КИ-3 к

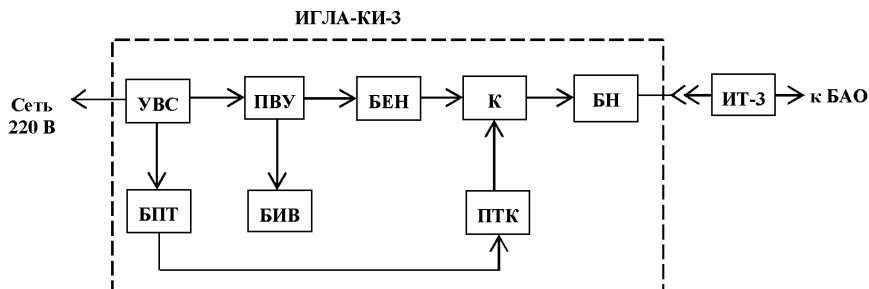
ИТ-3 при помощи соединительного кабеля КС-ИТ-3;

- клемма $\perp$ служит для подключения генератора ИГЛА-КИ-3 к контуру заземления.

Расположение элементов внутри корпуса генератора ИГЛА-КИ-3 приведено на рис. 4.

Блок-схема генератора ИГЛА-КИ-3 приведена на рис. 5.

На рис. 6-7 приведены осциллограммы выходных импульсов напряжения и тока формы «З» положительной и отрицательной полярностей для 5 уровня испытаний.



УВС – узел ввода сетевого напряжения;
 ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство;
 БЕН – блок емкостных накопителей;
 БК – блок коммутаторов;
 БН – блок нагрузок;
 ПТК – программируемый таймер-коммутатор;
 БПТ – блок питания ПТК;
 БИВ – блок измерения входного напряжения;
 ИТ-3 – инжектирующий трансформатор;
 БАО – бортовое авиационное оборудование

Рисунок 5 – Блок-схема генератора ИГЛА-КИ-3

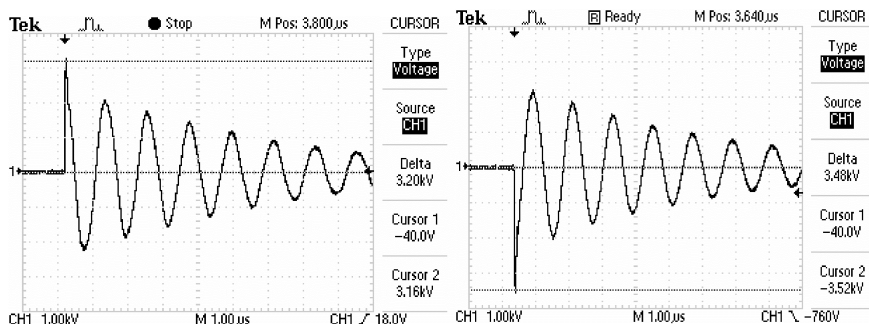


Рисунок 6 – Типовые осциллограммы испытательного напряжения 5 уровня формы «З» положительной и отрицательной полярностей

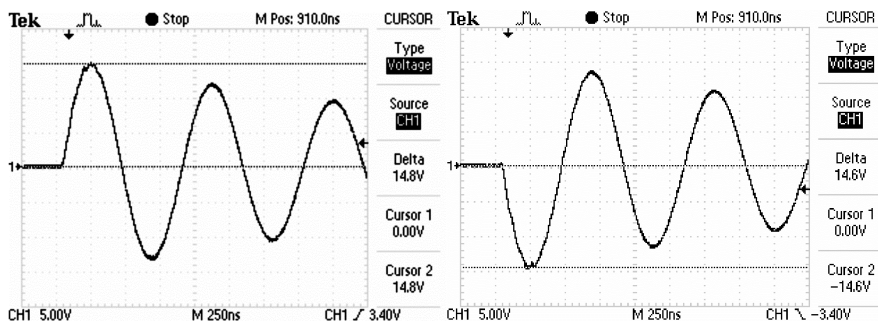
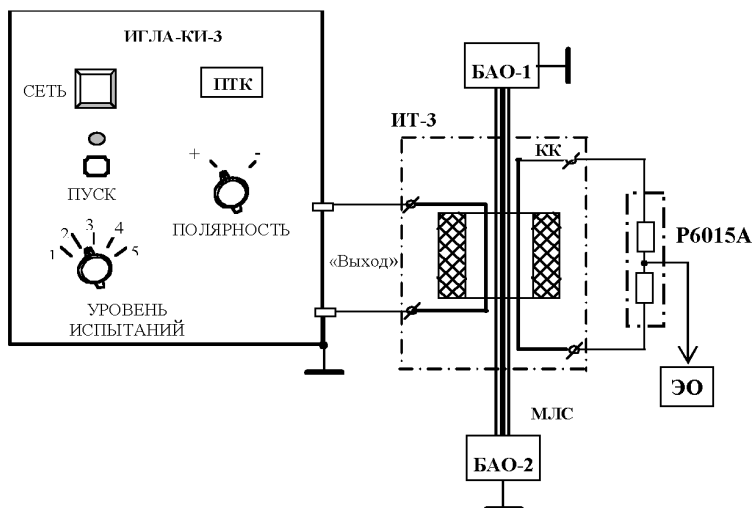


Рисунок 7 – Типовые осциллограммы испытательного тока 5 уровня формы «3» положительной и отрицательной полярностей

Схемы испытаний БАО с неэкранированными и экранированными МЛС приведены на рис. 8-9.



Г-ИГЛА-3 – испытательный генератор;

P6015A – щуп высоковольтный P6015A 1000X;

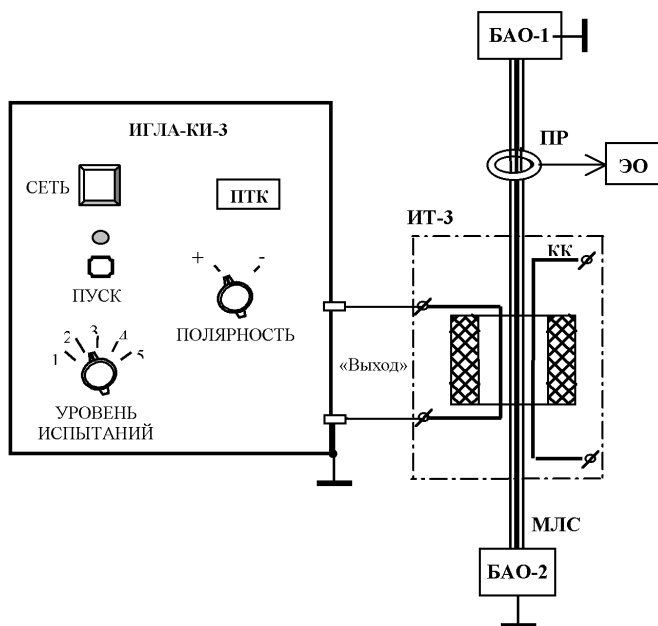
ЭО – осциллограф ТЕКТРОНИКС TDS 1012;

МЛС – межблочные линии связи;

БАО-1, БАО-2 – испытываемое оборудование

Рисунок 8 – Схема испытаний БАО с неэкранированными МЛС

Выводы: Генератор ИГЛА-КИ-3 успешно прошел опытную эксплуатацию в НИО-2 НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» при проведении испытаний БАО методом «кабельной инъекции» на восприимчивость к переходным процессам, вызванным молнией.



ИГЛА-КИ-3 – испытательный генератор;
 ПР – пояс Роговского ПР-3;
 ИТ-3 – инжектирующий трансформатор;
 КК – калибровочный контур;
 ЭО – осциллограф ТЕКТРОНИХ TDS1012;
 МЛС – межблочная линия связи;
 БАО-1, БАО-2 – испытываемое оборудование

Рисунок 9 – Схема испытаний БАО с экранированными МЛС

Список литературы: 1. КТР-ВВФ /DO-160D/ED-14D/. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. (Внешние воздействующие факторы – ВВФ). Требования, нормы и методы испытаний. Раздел 22.0 Восприимчивость к переходным процессам, вызванным молнией. 2. Князев В.В., Кравченко В.И., Лесной И.П., Немченко Ю.С., Сомхи-ев С.Б. Установка для испытаний бортового оборудования самолетов и вертолетов на молниестойкость типа УИМ // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – Випуск 3(9). – Харків, 2006. – С.43-45. 3. Князев В.В., Немченко Ю.С., Лесной И.П., Лантушко Б.Н., Дорошенко А.В. Установка для испытаний технических средств на молниестойкость // Вестник НТУ «ХПИ» «Техника и электрофизика высоких напряжений». – Випуск № 17. – Харьков, 2006. – С. 3-9.

Поступила в редколлегию 03.04.2009.

С.С.КОЗИРЄВ, канд.техн.наук, Національний університет кораблебудування, Миколаїв;

Л.Є.ОВЧИННИКОВА, канд.техн.наук, Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, Миколаїв

АНАЛІЗ ДИНАМІКИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОВИБУХОВИМ ПЕРЕТВОРЕННЯМ ЕНЕРГІЇ НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

Представлено систему автоматичного керування електровибуховим перетворенням енергії на основі нечітких регуляторів. Проведено аналіз динаміки, визначено параметри, які впливають на характер поведінки системи. Дано рекомендації щодо вибору параметрів системи керування, які забезпечують необхідну якість перехідних процесів.

The automated control system, based on fuzzy-logic, was developed for the discharge energy conversion. The analysis of dynamics of developed system was done. The conditions of system's behavior change were defined. The recommendations of determination of parameters which provide required quality of transients were given.

Вступ. Відомі системи керування електровибуховим перетворенням енергії побудовані на основі регресійної лінеаризованої моделі, що адекватно описує процес тільки в околі точки номінального режиму, забезпечують керованість процесу при незначних відхиленнях технологічних параметрів. При зміні технологічних параметрів в широкому діапазоні та дії непередбачуваних зовнішніх впливів керованість не забезпечується.

Синтезовані адаптивні системи керування електровибуховим перетворенням енергії на основі нечіткої моделі [1], яка побудована з використанням методів фаззи-апроксимації та описує об'єкт на всьому просторі станів з урахуванням нелінійності, дають змогу розширити зону керованості, підвищити усталену точність, забезпечити адаптивність керування при різних режимах роботи. Для дослідження ефективності синтезованих адаптивних систем керування з використанням нечітких регуляторів необхідне проведення аналізу динаміки систем керування.

Мета роботи – дослідження методами математичного моделювання та проведення аналізу динаміки систем керування електровибуховим перетворенням енергії на основі нечіткої логіки в умовах зміни в широкому діапазоні параметрів середовища та збурюючих впливів.

Основна частина

Для забезпечення керованості процесу електровибухового перетворення енергії в усьому просторі станів синтезовано адаптивну систему керування

на основі нечітких регуляторів, бази правил яких побудовані з використанням теорії нечітких множин та методів fuzzy-апроксимації [2]. В синтезованій системі керування (рис. 1) використовуються нечіткі регулятори для коригування параметрів системи керування в залежності від положення об'єкта в просторі станів, що надає системі властивість адаптивності, дає змогу розширити зону керованості, підвищити усталену точність керування, забезпечити стійкість системи в усіх технологічних режимах роботи.

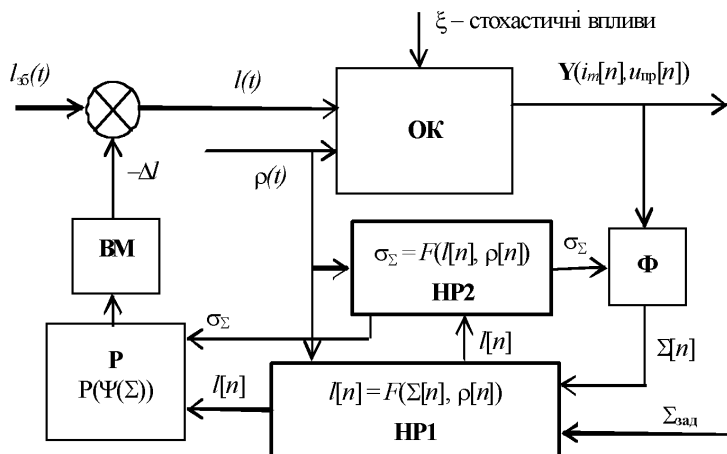


Рисунок 1 – Блок-схема системи керування з нечіткими регуляторами HP1, HP2

Вхідними змінними є координати вектора стану об'єкта керування (ОК): $l[n]$ – довжина розрядного проміжку, $\rho[n]$ – питомий опір технологічної рідини. На виході HP2 у відповідності до бази правил синтезуються сигнали корекції коефіцієнтів пристрою оцінки інформаційної координати (Ф), а також сигнали корекції зони нечутливості релейної функції Ψ і передатного коефіцієнта k_0 регулятора (Р), які залежать від дисперсії σ_Σ^2 інформаційної координати Σ , яка в свою чергу визначається положенням об'єкта у просторі станів. При визначенні функцій належності нечітких регуляторів HP1, HP2 і створенні бази правил для корекції коефіцієнтів алгоритму обробки інформаційного сигналу фільтром (Ф), бази правил для корекції величини зони нечутливості та передатного коефіцієнта релейного регулятора (Р) в залежності від положення об'єкта у просторі станів використовується нечітка модель об'єкта керування (ОК), яка побудована методами fuzzy-апроксимації на основі апріорної інформації, тобто результатів математичної обробки даних експериментальних досліджень об'єкта керування [1].

Результати дослідження динаміки адаптивної системи керування з нечіткими регуляторами на моделі (рис. 2), побудованій в середовищі MATLAB [3], представлені на рис. 3 та в таблиці.

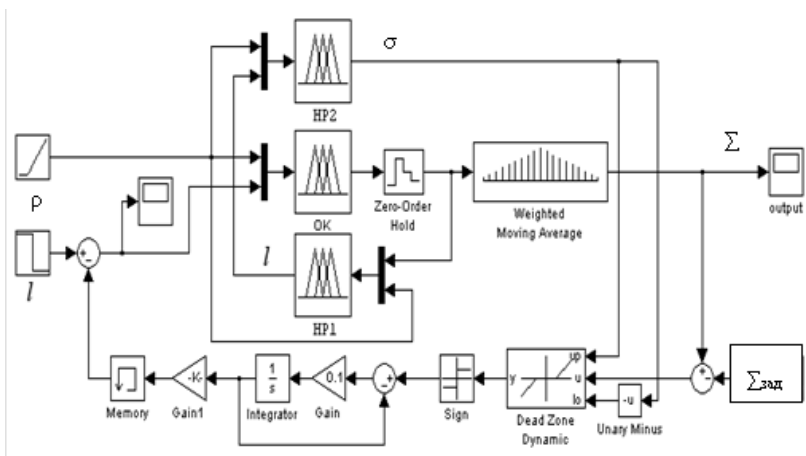
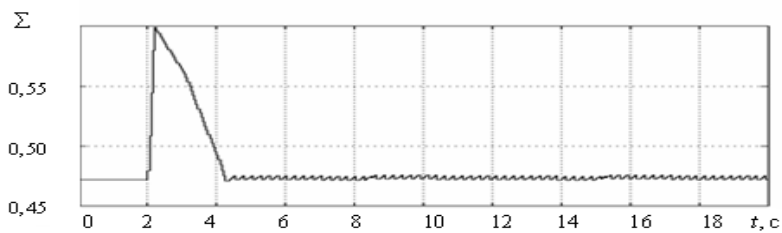
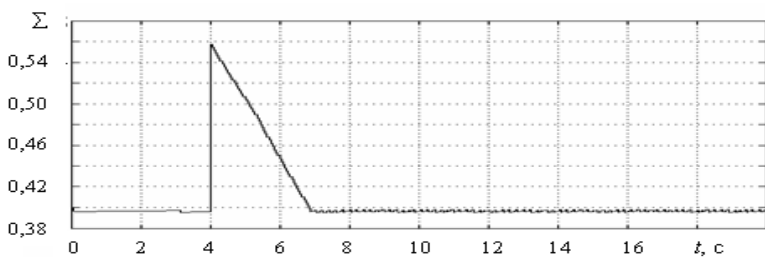


Рисунок 2 – Структура моделі адаптивної системи керування з НР1, НР2



а



б

Рисунок 3 – Результат моделювання динаміки адаптивної системи керування з НР1,2 при стрибкоподібній зміні $l[n]$:

а – режим $\Sigma_{\text{зад}} = 0,47$; б – режим $\Sigma_{\text{зад}} = 0,40$

Показники якості перехідного процесу

Показник	Зона стійкої керованості, % від області визначення	Тривалість перехідного процесу, с	Усталена похибка, %
Значення	100 %	до 3 с	± 2 %

Усталена точність підтримки заданого режиму визначається статистичними характеристиками процесу електровибухового перетворення енергії, а саме середньоквадратичним відхиленням σ_Σ . На виході система керування підтримує задані значення вихідної інформаційної координати, наприклад $\Sigma_{\text{зад}} = 0,4; 0,47$, в межах $\pm\sigma_\Sigma = 0,02$ при ступінчастому збуренні по вхідній координаті l . Значення інформаційної координати $\Sigma[nT_n]$ та її середньоквадратичного відхилення σ_Σ дано у відносних одиницях, за базове значення прийнято амплітудне значення розрядного струму при короткому замиканні $I_{\text{кз}}$. Тривалість перехідного процесу не перевищує $t = 3$ с, що є прийнятним для технологічних режимів електророзрядної обробки виробів.

Аналіз результатів моделювання динаміки адаптивної системи керування з нечіткими регуляторами НР1,2 в середовищі MATLAB для різних технологічних режимів та вхідних збурень по координаті l , при змінних параметрах середовища ($\rho = \text{var}$) показав, що система забезпечує достатню усталену точність підтримки заданих режимів в усьому просторі станів при широкому діапазоні змін вхідних координат, зберігаючи при цьому стійкість перехідних процесів та прийнятну їх тривалість.

Висновки. Аналіз результатів дослідження динаміки адаптивної системи керування з нечіткими регуляторами НР1, НР2 на моделі, побудованій в середовищі MATLAB, показав, що використання нечітких регуляторів для коригування параметрів системи керування в залежності від положення об'єкта в просторі станів дає змогу забезпечити високу усталену точність підтримки заданих режимів, стійкість системи та прийнятну якість перехідних процесів при будь-яких значеннях вхідного сигналу та змінах параметрів середовища.

Результати дослідження динаміки систем автоматичного керування електровибуховим перетворенням енергії підтвердили, що використовуючи апарат нечіткої логіки при синтезі адаптивних систем керування можна забезпечити високу ефективність керування на всьому просторі станів в умовах змін в широкому діапазоні параметрів середовища та дії непередбачуваних збурюючих впливів.

Список літератури: 1. Козирев С.С. Удосконалена модель керування електровибухового перетворення енергії / Збірник наукових праць НУК. – № 4 (415). – Миколаїв, 2007. – С. 101-109. 2. Козырев С.С. Адаптивная система управления электроимпульсной установкой с использованием нечеткого регулятора // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – № 37. – 2006. – С. 92-100. 3. Леоненков А.В. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и FuzzyTECH. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003. – 736 с.

Надійшла до редколегії 06.04.2009

В.І.КРАВЧЕНКО, докт.техн.наук, проф., НТУ «ХП»;
А.Е.ГОРЮШКІН, НТУ «ХП»

ВИЗНАЧЕННЯ ВИМОГ ДО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПЕРЕ- ТВОРЮВАЧА ВИМІРНИКА ПАРАМЕТРІВ ШИРОКОСМУГО- ВИХ СИГНАЛІВ

У статті проведений аналіз особливостей визначення вимог до аналого-цифрового вимірника параметрів широкосмугових сигналів.

The analyses of specialties for the choosing of devices, realizing Analog-to-Digital methods, suitable for measurement of parameters wide-band signals are discussed.

Введення. Розглянуті аналого-цифрові методи вимірів параметрів широкосмугових сигналів припускають наявність у своєму складі аналого-цифрового перетворювача, що істотно впливає на параметри вимірника в цілому. Тому для правильного вибору параметрів аналого-цифрового перетворювача АЦП необхідно оцінити можливості складових його елементів по швидкодії, що визначається схемною побудовою, а також досліджувати погрішності, які внесені на етапі аналого-цифрового перетворення, з наступним використанням отриманих результатів при аналізі погрішностей розроблювальних пристроїв. Подання результатів вимірів у цифровій формі відкриває широкі можливості для наступної їхньої обробки за допомогою обчислювальної техніки, що, у свою чергу, дозволить підвищити якість вимірів шляхом використання різних методів підвищення точності перетворення [1]. Додатково до цього реальними стають автоматичне самотестування й калібрування.

Метою роботи є визначення вимог до вибору аналого-цифрового перетворювача вимірника параметрів широкосмугових сигналів.

Ціллю аналого-цифрового перетворення є знаходження цифрового еквівалента аналогової величини U_x . При цьому форма подання результату перетворення – дискретна, у вигляді N -розрядного цифрового коду. Обрана шкала, одиниця виміру, система числення, на основі якої утвориться код у процесі перетворення, в основному й визначають структуру АЦП, які можна розбити на три типи [3]: послідовні, паралельні й паралельно-послідовні.

Проаналізуємо різні способи аналого-цифрового перетворення з метою виявлення найбільш швидкодіючих структур АЦП.

Для подання аналогової величини U_x у вигляді цифрового еквівалента необхідний деякий набір мер, кратних мінімальній величині, рівній прийнятій величині дискретності q . Нехай N – набір мер a_i , які кратні дискретності $a_N = q$, що відповідають умові:

$$a_N < a_{N-1} < \dots < a_i < \dots < a_2 < \dots < a_1.$$

причому кількість кожної із цих мір відповідно дорівнює

$$b_N, b_{N-1}, \dots, b_i, b_2, b_1.$$

У загальному виді значення i -ї міри можна представити виразом:

$$a_i = a_N^N \prod_{s=i+1}^N (b_s + 1), s = i + 1.$$

Максимальне число рівнів квантування величини U_x можна визначити співвідношенням:

$$X_m = \frac{U_{x \max}}{a_N} = \sum_{i=1}^N b_i \prod_{s=i+1}^N (b_s + 1) + 1.$$

Міри в i -м розряді формуються в загальному випадку послідовно за k_i операцій і паралельно за допомогою d_i пристроїв, що порівнюють, що в загальному виді може бути записане так:

$$b_i = k_i d_i,$$

де $k_i = 1, 2, \dots, b_i$; $d_i = 1, 2, \dots, b_i$.

Швидкодія АЦП при цьому визначиться кількістю послідовних операцій n в одиницю часу, необхідних для подання вимірюваної величини в N -розрядному цифровому коді, тобто

$$n = \sum_{i=1}^N k_i.$$

Формули являють собою систему рівнянь, що встановлюють зв'язок між довжиною шкали перетворювача X_m , підставою системи числення $b_s + 1$, операціями, які виконуються при відшукуванні кодового еквівалента k_i і d_i , числом розрядів N і швидкодією n АЦП. Ці рівняння припускають у кожному розряді довільне формування кодового значення, тобто перетворення проводиться з різною підставою числення. Одержуваний при цьому код - неоднорідний. Однак практично це утрудняє подальшу обробку результатів перетворення й ускладнює АЦП за рахунок введення при цьому елементів дешифрації. Тому в більшості випадків використовуються однорідні структури АЦП. Якщо при формуванні кодового еквівалента кількість використовуваних мір на кожному етапі перетворення є однаковою $b_N = b_{N-1} = \dots = b_1 = b$, то одержуваний при цьому код буде однорідним. Тоді система рівнянь прийме вид:

$$X_m = P^N - 1; \quad P = dk + 1; \quad n = kN.$$

де $P = b + 1$ – підстава системи числення.

Структури АЦП, які описуються цими рівняннями, ґрунтуються на двох способах утворення кодового знака кожного розряду: послідовного й/або паралельного порівняння вимірюваного сигналу зі зразковими мірами. Такі структури називаються паралельно-послідовними і є найбільш уживаними.

У загальному випадку вибір числа тактів і розрядності паралельно-послідовних АЦП визначається міркуваннями технічної реалізації окремих вузлів. Очевидно, що єдиний шлях збільшення швидкодії АЦП складається в зменшенні числа послідовних операцій за рахунок організації паралельних операцій порівняння в кожному розряді, аж до однієї паралельної операції на все перетворення.

Таким чином, проведений аналіз різних способів аналого-цифрового перетворення показує, що структури паралельних АЦП є найбільш швидкодіючими, тому вони і є предметом подальших досліджень.

Оцінка точності аналого-цифрового перетворення. Через кінцеве подання дискретні сигнали відображають первинні аналогові з кінцевою точністю, і всі втрати інформації на етапі аналого-цифрового перетворення необоротні. При переході до швидкісних сигналів, що відрізняється високою початковою інформаційною інтенсивністю, в АЦП, як правило, зосереджені основні методичні й технічні труднощі виміру в цілому. Оскільки завдання полягає саме в обробці широкосмугових сигналів, то питання їх правильного аналого-цифрового перетворення є вирішальними для реалізації вимірювального процесу.

Основні проблеми при розробці систем аналого-цифрового перетворення пов'язані з підвищенням точності й швидкодії. Для їхньої оцінки в останні роки часто використовується такий параметр, як продуктивність, рівна добутку числа біт у поданні одного вибіркового значення на частоту дискретизації [2].

Необхідна в АЦП дискретизація може бути заснована на миттєвому перетворенні:

- а) у заздалегідь призначені моменти, що не залежать від ходу реалізації $x(t)$ (циклічна дискретизація);
- б) у випадкові моменти часу, не зв'язані однозначно з даною реалізацією $x(t)$ (стохастична дискретизація);
- в) у моменти часу, обумовлені ходом даної реалізації (спорадична й адаптивна дискретизація).

Останні два різновиди засновані на дискретному поданні функції $x(t)$ при нерівновіддалених відліках. У загальному випадку таке подання можливе без погіршення якості відновлення, якщо моменти відліків відрізняються від періодичних не більше ніж на 20 %.

Найпоширенішою формою дискретизації є циклічна (рівномірна), заснована на теоремі відліків, відповідно до якої у якості коефіцієнтів a_n необхідно використовувати миттєві значення сигналу $x(t_n)$ у крапках відліку $t_n = n \cdot \Delta t$, а період дискретизації Δt вибирати з умови

$$\Delta t > \frac{1}{2} T_m$$

де F_m – максимальна частота спектра вихідного сигналу. Це приводить до відомого виразу теореми відліків [3]:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} x(n\Delta t) \frac{\sin(2\pi F_m(t - n\Delta t))}{2\pi F_m(t - n\Delta t)}.$$

Для сигналів з обмеженим спектром цей є тотожністю. Однак спектри більшості реальних сигналів прагнуть до нуля лише асимптотично. Застосування рівномірної дискретизації до таких сигналів приводить до виникнення високочастотних перекучувань, обумовлених дискретністю вибірки. Причина їхньої появи зв'язана як з періодичним характером спектра послідовності відліків, так і з можливим перекриттям спектра на частотах, кратних частоті дискретизації, при відсутності попередньої фільтрації.

Існує два способи зменшення перекучувань: збільшення частоти дискретизації, для того щоб зменшити область перекриття частотних складових сусідніх спектрів, і використання перед АЦП смугових або низькочастотних фільтрів з метою більш чіткого обмеження спектра вихідного сигналу перед дискретизацією.

Формальне обмеження по спектру приводять до ряду особливостей: сигнали з обмеженим спектром можна передати за як завгодно малий проміжок часу; випадкові процеси з обмеженим спектром не можуть бути носіями інформації, тому що виявляються детермінованими в статистичному змісті; перешкоди з обмеженим спектром легко фільтруються.

З даної причини розглядають сигнали, вся енергія яких зосереджена на кінцевому інтервалі часу й лише наближено в обмеженому діапазоні частот. При цьому в якості F_m у розглядається деяка умовна частота зрізу, що обмежує смугу частот.

Основною особливістю дискретизації в нашому випадку є те, що за рахунок кінцевого часу однієї вибірки й невизначеності моменту її закінчення не вдається одержати однозначної відповідності між значеннями вибірок і моментами часу, до яких вони повинні бути віднесені. Це приводить до виникнення специфічних погрішностей дискретизації, динамічних по своїй природі. Для їхньої оцінки вводиться параметр часової невизначеності, названий апертурним часом. Ефект апертурного часу проявляється або як погрішність миттєвого значення сигналу при заданих моментах виміру, або як погрішність моменту часу, у якій проводиться вимір при заданому миттєвому значенні сигналу. Цей ефект приводить до амплітудних погрішностей, які називаються апертурними. Вони чисельно дорівнюють приросту сигналу, що підвержений перетворенню з періодом nT ($n = 1, 2, 3, \dots$);

$$x(T) = x(nt - \tau_a) - x(nT),$$

де τ_a – зсув у часі, що визначає апертуру (невизначенність фіксації).

Шукана погрішність у момент nT

$$\Delta x_a \sim x(nT)\tau_a.$$

Погрішності, що виникають при дискретизації випадкових процесів, зокрема – апертурні погрішності, являють собою також випадковий процес і утворюють деякий шум, що заважає.

У процесі аналого-цифрового перетворення вибірки миттєвих значень піддаються квантуванню – операції заміни миттєвого значення цілим числом дискретних значень із заздалегідь обраного впорядкованої множини останніх. Упорядкована множина дискретних значень реалізується як деяка шкала, мінімальне цифрове значення якої є елементарний квант. Вибір величини елементарного кванта обумовлений заданою точністю квантування й у ряді випадків пов'язаний з вибором міри (елементарного еталона).

Погрішності, що виникають у процесі квантування, є однією з найважливіших характеристик аналого-цифрового перетворення, які визначають його якість і можливості застосування в різних областях техніки. Знання реальної характеристики квантування дозволяє оцінити якість аналого-цифрового перетворення в будь-якій діючій системі.

Звичайно АЦП характеризують погрішністю, віднесеною до межі виміру – або максимальною погрішністю

$$\delta_{\text{АЦП макс}} = \frac{\Delta_{\text{АЦП макс}}}{u_{\text{пр}}}.$$

або середнім по шкалі квадратом погрішності

$$\overline{\delta^2}_{\text{АЦП макс}} = \frac{\overline{\Delta^2}_{\text{АЦП макс}}}{u^2_{\text{пр}}}.$$

Оцінка погрішності АЦП максимальним значенням використовується тоді, коли необхідно знання кожного окремого виміру із заданою точністю. Найчастіше це потрібно при вимірах за допомогою АЦП постійних або напруг, що повільно змінюються, в одноканальних або багатоканальних інформаційно-вимірювальних системах. Оцінка погрішності АЦП середнім квадратом використовується тоді, коли необхідно знати помилку, внесену АЦП при спільних вимірах у багатоканальних інформаційно-вимірювальних системах, або помилку перетворення ширококутових вхідних сигналів. Відповідним чином будемо оцінювати й динамічну погрішність як одну зі складової погрішності АЦП [4]. Таким чином, загальну погрішність АЦП пропонується представляти сумою трьох складових:

$$\delta_{\text{АЦП макс}} = \delta_{\text{стат}} + \delta_{\text{дин макс}} + \delta_{\text{q макс}}.$$

або

$$\overline{\delta^2}_{\text{АЦП макс}} = \overline{\delta^2}_{\text{стат}} + \overline{\delta^2}_{\text{дин макс}} + \overline{\delta^2}_{\text{q макс}}.$$

де $\delta_{\text{стат}} = \frac{\Delta_{\text{стат}}}{u_{\text{пр}}}$ і $\overline{\delta^2}_{\text{стат}} = \frac{\overline{\Delta^2}_{\text{стат}}}{u^2_{\text{пр}}}$ – максимальне значення й середній квадрат статичної погрішності АЦП, обумовленою часовою й температурною нестабільністю, власними шумами й неточністю окремих елементів основних

вузлів перетворювача;

$\delta_{\text{дин макс}} = \frac{\Delta_{\text{дин макс}}}{\omega_{\text{пр}}}$ і $\delta_{\text{дин макс}}^2 = \frac{\Delta_{\text{дин макс}}^2}{\omega_{\text{пр}}^2}$ – максимальне значення й середній квадрат динамічної погрішності АЦП;

$\delta_{\text{q макс}} = \frac{q}{2}$, $\delta_{\text{q макс}}^2 = \frac{q^2}{12}$ – максимальне значення й середній квадрат погрішності дискретизації АЦП.

Висновки. Основний вплив на вибір параметрів, що характеризують динаміку аналого-цифрового перетворення, мають динамічні погрішності й погрішність дискретизації, за допомогою яких і здійснюється взаємозв'язок характеристик АЦП і сигналу, що кодується. Статична складова погрішності АЦП, також впливає на вибір цих параметрів, тому що існує певний взаємозв'язок між статичними й динамічними характеристиками елементів АЦП. Так, швидкодіючі елементи, як правило, мають меншу точність. Однак при порівняльному аналізі різних АЦП із подібними характеристиками елементів зазначений зв'язок буде незначним.

Список літератури: 1. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. – 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.

Надійшла до редколегії 31.03.2009.

УДК 621.318

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

ВЛИЯНИЕ СТОРОННЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НА ВОЛНОВОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПЛЕКТУЮЩИХ ЭЛЕКТРОРАДИОИЗДЕЛИЙ

Показано, що дія імпульсного електромагнітного випромінювання (ЕМВ) на електровироби часто супроводжується виникненням струмів у провідних елементах ЕРВ і утворенням їх внутрішніх полів. Визначено енергетичні втрати потоку заряджених частинок, обумовлених їх взаємодією з власними полями на збудження поверхневих полярітонів у напівпровідникових структурах.

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

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

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

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

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

1. Основные результаты

В данном параграфе построена кинетическая теория взаимодействия поверхностных плазмонов с электронным потоком, пересекающим границу раздела сред сформулированы граничные условия для функции распределения частиц в потоке, получены выражения для декремента колебаний и показано, что затухание плазмонов вызвано их преобразованием в волны Ван-

Кампена .

Пусть область $y < 0$ занимает вакуум (среда 1), а область $y > 0$ – плазма полупроводника (среда 2). При этом границу раздела сред пересекает поток заряженных частиц, движущихся вдоль положительного направления оси y со скоростью v_0 . Кинетическая энергия частицы значительно превосходит высоту потенциального барьера на границе. В случае, когда эффектом запаздывания можно пренебречь, свойства среды и электромагнитных колебаний описываются следующей системой уравнений:

$$\text{rot } \vec{E}(x, y, t) = 0; \quad \text{div } \vec{D} = 4\pi en; \quad e \frac{\partial n}{\partial t} + \text{div } \vec{j} = 0; \quad (1)$$

$$\vec{D}(x, y, t) = \int_{-\infty}^t \hat{\epsilon}(t - t') \vec{E}(x, y, t) dt'; \quad (2)$$

$$\vec{J}(x, y, t) = e \int \vec{v} f(x, y, t, \vec{p}) d\vec{p}; \quad (3)$$

$$\frac{\partial f}{\partial t} + \vec{v} \frac{\partial f}{\partial \vec{r}} + e \vec{E} \frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}} = -\nu f, \quad (4)$$

где $\hat{\epsilon}(t - t')$ – функция отклика, характеризующая электромагнитные свойства среды, $f_0(\vec{p}) = n_0 \delta(p_x) \delta(p_z) \delta(p_y - p_0)$ – равновесная функция распределения электронов пучка с квадратичным законом дисперсии, f – малая добавка к функции распределения в возмущенном состоянии, ν – эффективная частота столкновения электронов, $n, \vec{v}$ – их концентрация и скорость, $\vec{E}$ – напряженность электрического поля.

В дальнейшем, зависимость всех переменных величин, входящих в уравнения (1)-(4), от координат и времени выбираем в виде $\vec{E}(x, y, t) = \vec{E}(\omega, q_x, y) \exp[i(q_x x - \omega t)]$; $\omega > 0$; $q_x > 0$.

Тогда $\vec{D}(\omega, q_x, y) = \epsilon(\omega) \vec{E}(\omega, q_x, y)$, а $\epsilon(\omega) = \int_0^{\infty} \hat{\epsilon}(t) \exp(i\omega t) dt$ – диэлек-

трическая проницаемость среды. Предполагая, что $\epsilon(\omega) = \epsilon_0 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}$, где ϵ_0 – диэлектрическая постоянная решетки, ω_0 – ленгмюровская частота электронов проводимости среды, а $\omega > 0$; $q_x > 0$. Решение кинетического уравнения (3.4) можно представить в виде:

$$f = -\frac{e}{v_y} \int_C^y \vec{E} \frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}} \exp\left[\frac{i\tilde{\omega}}{v_y}(y - y')\right] dy'; \quad \tilde{\omega} = \omega - q_x v_x + i\nu; \quad (5)$$

$v_y > 0.$

Неопределенная константа C находится из граничных условий. По-

сколькx при $y \rightarrow -\infty$ функция распределения должна быть ограничена, то $C = -\infty$. Поэтому в области $y \leq 0$ получим:

$$f_1 = -\frac{e}{v_y} \int_{y=-\infty}^y \bar{E}_1 \frac{\partial f_0}{\partial \bar{p}} \exp\left[\frac{i\tilde{\omega}}{v_y}(y-y')\right] dy'. \quad (6)$$

В случае слабой пространственной дисперсии выражение (6) можно упростить, воспользовавшись неравенством $\omega \gg q_x v_x$; $l\omega/v_0 \gg 1$; l – глубина проникновения поля в среду. Произведя замену переменных $y' = y = z$ и разлагая $\bar{E}(y+z)$ в ряд по z , получим:

$$f_1(y) = \frac{e\bar{E}_1(y)}{i\omega} \frac{\partial f_0}{\partial \bar{p}}; \quad \omega \gg v. \quad (7)$$

Чтобы найти C в области $y > 0$, сформулируем условие на поверхности $y = 0$. Полагая, что число частиц, падающих на границу, равно числу частиц, прошедших в среду 2, можно записать:

$$f_1(y=0) = f_1(y=0). \quad (8)$$

Отсюда находим:

$$f_2(y) = \frac{e}{i\omega} \frac{\partial f_0}{\partial \bar{p}} \left[\bar{E}_2(y) + \bar{F}(y) \exp\left(\frac{i\omega^*}{v_y} y\right) \right]; \quad \omega^* = \omega + i\nu, \quad (9)$$

где $\bar{F}(y) = \bar{E}_1(0) - \bar{E}_2(y)$.

Второе слагаемое описывает волны Ван-Кампена, возбуждаемые вблизи границы в среде 2. Электрическая индукция

$\bar{D}(\omega, q_x, y) = \varepsilon(\omega) \bar{E}(\omega, q_x, y) + \frac{4\pi i}{\omega} \bar{j}(\omega, q_x, y)$ в средах 1, 2 приобретает следующий вид:

$$\bar{D}_1(\omega, q_x, y) = \varepsilon_1(\omega) \bar{E}_1(\omega, q_x, y); \quad (10)$$

$$\bar{D}_2(\omega, q_x, y) = \varepsilon_2(\omega) \bar{E}_2(\omega, q_x, y) + \frac{4\pi e^2}{\omega^2} \int v \left(\frac{\partial f_0}{\partial \bar{p}} \bar{F}(y) \right) \exp\left(i \frac{\omega^*}{v_y} y\right) d\bar{p}, \quad (11)$$

где $\varepsilon_1(\omega) = 1 - \omega_b^2/\omega^2$; $\varepsilon_2(\omega) = \varepsilon(\omega) - \omega_0^2/\omega^2$; ω_b – ленгмюровская частота электронов пучка.

Система уравнений (1)-(4) для каждой из сред преобразуется к уравнениям:

$$\frac{\partial^2 E_{x1}}{\partial y^2} - q_x^2 E_{x1} = 0; \quad (12)$$

$$\frac{\partial^2 E_{x2}}{\partial y^2} - q_x^2 E_{x2} = \frac{4\pi e^2 q_x F_y}{\omega \varepsilon_2(\omega)} \int \frac{\partial f_0}{\partial \bar{p}_y} \exp\left(\frac{i\omega^*}{v_y} y\right) d\bar{p}_y. \quad (13)$$

В среде 1 выражения для полей приобретают вид:

$$E_{x1} = A_1 \exp(q_x y); \quad E_{y1} = -iE_{x1}. \quad (14)$$

Уравнение (13) решаем методом последовательных приближений, полагая, что концентрация электронов пучка много меньше концентрации электронов среды: $\omega_0 \gg \omega_b$. Тогда E_{x2} принимает вид:

$$E_{x2} = A_2 \exp(-q_x y) + \frac{4\pi e^2 q_x (A_1 + A_2 \exp(-q_x y))}{\omega^3 \varepsilon_2(\omega)} \int v_y^2 \frac{f_0}{dp_y} \exp\left(\frac{i\omega^*}{v_y} y\right) dp_y, \quad (15)$$

где $\varepsilon(\omega) \neq 0$.

Нормальная составляющая вектора электрической индукции оказывается равной:

$$D_y = i\varepsilon_2(\omega) A_2 \exp(-q_x y). \quad (16)$$

Воспользовавшись далее условием непрерывности нормальных составляющих $\vec{D}$ и тангенциальных составляющих $\vec{E}$ на границе раздела сред $y = 0$, находим следующее дисперсионное уравнение для поверхностных плазмонов:

$$\frac{1 + \varepsilon(\omega)}{1 - \varepsilon(\omega)} = \frac{2i\omega_b^2 q_x v_0}{\omega^3 \varepsilon(\omega)}. \quad (17)$$

Принимая во внимание малость правой части выражения (17), определим собственную частоту поверхностных плазмонов и их декремент:

$$\omega_3 = \frac{\omega_0}{\sqrt{\varepsilon_0 + 1}} - \frac{2i\omega_b^2}{\omega_0^2} q_x v_0. \quad (18)$$

Таким образом, затухание поверхностных плазмонов обусловлено их преобразованием в волны малой плотности частиц – волны Ван-Кампена, возбуждаемые вблизи границы раздела. Сравнение формулы (17) с результатами [3], показывают: что в гидродинамическом приближении для получения величины декремента необходимо в среде 2 учитывать в потоке частиц две волны пространственного заряда, убывающие и нарастающие при $y \rightarrow \infty$. При этом на границе, кроме обычных электродинамических условий для полей, должны выполняться два дополнительных условия: непрерывность потока частиц и потока импульса частицы через границу.

Если же в гидродинамическом приближении учитывать только убывающие от границы волны пространственного заряда с условием непрерывности нормальной составляющей потока частиц на границе (поток импульса частиц разрывен), то декремент плазмонов оказывается в два раза меньше, чем в формуле (18).

Ясно, что кинетическое описание взаимодействия плазмонов с потоком частиц через волны Ван-Кампена является более рациональным и коррект-

ным, поскольку все величины являются конечными при $y \rightarrow \infty$ и используется только одно дополнительное граничное условие.

В заключение рассмотрим взаимодействие поверхностных плазмонов с потоком частиц при их упругом отражении от границы (бесконечно высокий потенциальный барьер).

Обозначим через $f_0^\pm(\vec{p}) = n_0 \delta(p_x) \delta(p_y \mp p_0) \delta(p_z)$ функции распределения частиц, падающих ($p_y > 0$) и отраженных ($p_y < 0$) от границы раздела и соответственно через $f^\pm$ возмущенные добавки к ним. Каждая из этих функций, естественно, удовлетворяет кинетическому уравнению (3.4). В результате решения этих уравнений в приближении слабой пространственной дисперсии и выполнения граничных условий

$$f^+(p_x, p_y, p_z, y=0) = f^-(p_x, -p_y, p_z, y=0) \quad (19)$$

получим:

$$f^+(\vec{p}, y) = \frac{e\vec{E}_1(y)}{i\omega} \frac{\partial f_0^+(\vec{p})}{\partial \vec{p}}; \quad (20)$$

$$f^-(\vec{p}, y) = \frac{e}{i\omega} \vec{E}_1(y) \frac{\partial f_0^-(\vec{p})}{\partial \vec{p}} - C(\vec{p}, y) \exp\left(\frac{i\omega^* y}{v_y}\right); \quad (21)$$

$$C(\vec{p}, y) = \frac{e}{i\omega} \times \left[\vec{E}_1(y) \frac{\partial f_0^-(\vec{p})}{\partial \vec{p}} + E_{y1}(0) \frac{\partial f_0^-(-p_y)}{\partial p_y} - E_{x1}(0) \frac{\partial f_0^-(-p_x)}{\partial p_x} \right].$$

Уравнение (12) преобразуется к виду:

$$\frac{\partial^2 E_{x1}}{\partial y^2} - q_x^2 E_{x1} = \frac{4\pi e q_x}{\varepsilon_1(\omega)} \int_{v_y > 0} C(\vec{p}, y) \exp\left(\frac{i\omega^* y}{v_y}\right) d\vec{p}. \quad (22)$$

Из уравнений (21)-(22) следует:

$$E_{x1}(\omega, q_x, y) = A_1 \left[\exp(q_x y) + \frac{8\pi e^2 q_x}{\omega^3 \varepsilon_1(\omega)} \int v_y^2 \frac{\partial f_0^-(\vec{p})}{\partial p_y} \exp\left(\frac{i\omega^* y}{v_y}\right) dp_y \right]. \quad (23)$$

Электрическая индукция в среде 1: $D_{y1}(\omega, q_x, y) = \varepsilon_1(\omega) \times E_{y1}(\omega, q_x, y) + \frac{4\pi e}{\omega} \int v_y f^-(\vec{p}, y) d\vec{p}$ при $\omega^2 \gg \omega_b^2$ оказалась равной $-iA_1 \exp(q_x y)$. Правая часть уравнения (13) в этом случае равна нулю и поле в среде 2 запишется:

$$E_{x2} = A_2 \exp(-q_x y); \quad E_{y2} = iE_{x2}. \quad (24)$$

Воспользовавшись граничными условиями для поля и электрической индукции, находим:

$$1 + \varepsilon(\omega) = -\frac{4i\omega_b^2 q_x v}{\omega^3}. \quad (25)$$

Видно, что декремент поверхностных плазмонов остается одним и тем же, как при бесконечно большом потенциальном барьере, так и бесконечно малом по сравнению с кинетической энергией частицы.

При воздействии стороннего ЭМИ над границей диэлектрик – полупроводник движется поток заряженных частиц, распределение которых в импульсном пространстве описывается функцией:

$$f(\vec{p}) = n_{0b} \delta(p_x - p_0) \delta(p_z) \delta(p_y); \quad p_0 = mv_0. \quad (26)$$

Чтобы оценить величину потерь энергии потока частиц на возбуждение поверхностных колебаний необходимо провести суммирование по всем скоростям частиц.

Выводы

Предложена модель взаимодействия наведенных внешним ЭМИ токов с электростатическими колебаниями структуры металл – диэлектрик – полупроводник (МДП), основанная на реализации резонансного (черенковского) взаимодействия движущихся зарядов и электромагнитных колебаний в условиях, когда совпадают фазовая скорость волны и скорость заряженной частицы.

Получены расчетные соотношения, связывающие величину декремента (инкремента) неустойчивости поверхностных колебаний в полупроводниковых структурах обусловленные наличием наведенных сторонним электромагнитным излучением токов с параметрами МДП-структур: концентрацией свободных носителей, диэлектрической проницаемостью, размерами структуры.

Приведенные количественные оценки показывают, что величина энергии излучения лежит в пределах чувствительности современных приемников излучения субмиллиметрового диапазона ($\frac{\partial W}{\partial t} \approx 10^{-11}$ Вт).

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

Поступила в редколлегию 07.04.2009.

Ю.В.КРАВЧЕНКО, аспирант, НТУ «ХПИ»

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ДЛЯ КОНДЕНСАТОРНОЙ СИСТЕМЫ С КОМБИНИРОВАННОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

Числовим методом визначені коефіцієнти посилення електричного поля для конденсаторної системи з комбінованою двохшаровою ізоляцією та різною геометрією форми краю обкладки. Проведено аналіз залежностей, що встановлюють зв'язок значення коефіцієнта посилення поля від основних геометричних параметрів конденсаторної системи та діелектричних проникностей шарів ізоляції. Отримані нові, уточнені залежності.

The electric field strengthening coefficients for capacitor system with combined double-layer insulation and for different geometrical configuration of plate edge are determined by numerical method. The analysis of field strengthening coefficients dependences from basic geometrical characteristics of capacitor system and insulation layers dielectric permittivity are made. The new specified dependences are obtained.

Актуальность. Ресурсные характеристики высоковольтных импульсных конденсаторов с высокими удельными характеристиками определяются преимущественно процессами, происходящими вблизи края обкладки. Наиболее значительное разрушающее влияние «краевой эффект» оказывает на слои твердой изоляции. Жидкий диэлектрик, примыкающий к торцу обкладки, способен к восстановлению своих электрических характеристик в местах с наибольшей напряженностью поля и интенсивностью частичных разрядов за счет возможности свободного перемещения молекул жидкости. Разрушения же в твердой изоляции постоянно аккумулируются, что приводит, в конечном счете, к полному ее пробою.

Согласно теории напряженного объема [1] рассматриваемый интервал расстояний от края обкладки r , на который приходятся основные процессы разрушения составляет: $r = (0,005 \div 0,05)d$. Вычисленные ранее в [2] коэффициенты усиления поля (K_u) на поверхности скошенного края обкладки конденсатора с учетом комбинированной структуры диэлектрика на данном интервале изменения r не обеспечивают необходимой точности результатов [3].

Таким образом, актуальность данной работы заключается в уточнении значений коэффициента усиления электрического поля на интересующем интервале r , а также уточнении имеющихся и получении новых эмпирических формул, описывающих зависимость K_u от конфигурации расчетной конденсаторной системы и диэлектрических проницаемостей слоев изоляции.

Цель работы. Определение коэффициентов усиления электрического

поля на интервале $r = (0,005 \div 0,05)d$ для различных исходных данных рассматриваемой конденсаторной системы, лежащих в определенных диапазонах. Анализ существующих и получение новых эмпирических формул изменения K_y в зависимости от параметров конденсаторной системы.

Постановка задачи. Упрощенные модели края обкладки, используемые при определении коэффициента усиления поля, представлены на рис. 1. При решении задачи рассматривались обкладки со скошенной формой торца с углом раскрытия кромки α (рис. 1, а) и закругленной, с радиусом закругления R равным половине толщины обкладки (рис. 1, б). Обе модели представляют собой системы, включающие электрод толщиной h , находящийся под потенциалом U_0 и расположенный между двумя бесконечными электродами с нулевым потенциалом. К торцу обкладки примыкает прослойка диэлектрика с относительной диэлектрической проницаемостью ε_1 , а между обкладками, расстояние между которыми d , расположена изоляция с ε_2 . Характерный диапазон изменения геометрических размеров и соотношения диэлектрических проницаемостей был выбран на основе реально используемых в проектировании конденсаторов и составляет: $r/d = 0,005 \div 0,05$; $h/d = 0,1 \div 0,5$; $\varepsilon_1/\varepsilon_2 = 0,2 \div 5$; $\alpha = 30 \div 90^\circ$.

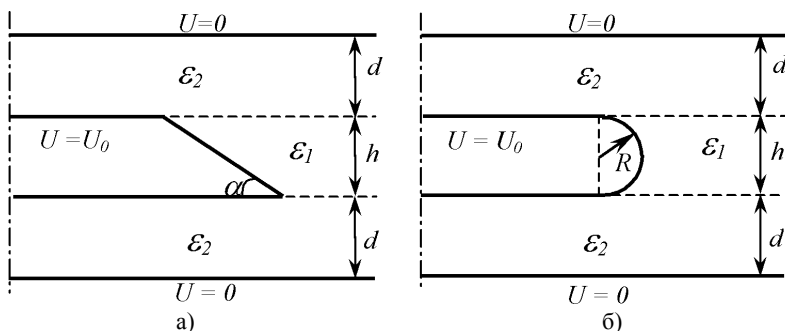


Рисунок 1 – Упрощенные расчетные модели края обкладки:
а) со скошенным торцом; б) с закругленным торцом

Необходимо определить коэффициенты усиления поля на поверхности соприкосновения конденсаторной обкладки с твердой изоляцией вблизи края обкладки ($r/d \leq 0,05$). Проследить зависимость изменения значений K_y при варьировании исходных данных. Получить отображение данных зависимостей в виде эмпирических формул.

Методика решения. Для определения напряженности электрического поля в электростатическом приближении использованы следующие граничные условия: $U = U_0$ – потенциал конденсаторной обкладки, $U = 0$ – потенци-

ал двух бесконечных электродов, между которыми находится обкладка.

Задача решена методом интегральных уравнений [4] с использованием уравнений Фредгольма первого рода (для потенциалов) и второго рода (для условия равенства нормальных составляющих вектора электростатической индукции на поверхностях раздела сред)

Для реализации компьютерной программы использованы подпрограммы, приведенные в пособии [4]. Результатами расчета являются значения напряженности электрического поля на поверхности электродов и нормальные составляющие напряженности электрического поля на поверхности границ раздела диэлектрических сред.

Повышение точности вычислений в области $r = (0,005 \div 0,05)d$ было достигнуто за счет программной реализации рекомендаций [5], учитывающих известный качественный характер изменения функции $E(x)$, как функции, быстро нарастающей у края электрода. Расположение узлов интегрирования с учащением на сходящихся расчетных границах позволило получить в наиболее интересующей нас области вблизи края обкладки шаг интегрирования порядка $0,001 h$, что обеспечило необходимую точность расчета напряженности поля.

На основании полученных значений напряженности находим значения коэффициентов усиления поля по формуле:

$$Ky = \frac{E_i}{E_B^*}, \quad (1)$$

где E_i – напряженность поля для данной конфигурации расчетной системы;

E_B^* – базовое значение напряженности поля на расстоянии r от края обкладки.

Наиболее часто в качестве базового принимается значение напряженности поля, определенное для случая однородного диэлектрика ($\varepsilon_1 = \varepsilon_2$) и данной конфигурации системы. В то же время, интересным является и определение коэффициента усиления поля данной расчетной системы с углом скоса торца обкладки $\alpha_i = 30 \div 90^\circ$ по отношению к идентичной конструкции, но с прямоугольной формой торца обкладки. В подобном случае суммарный коэффициент усиления составит:

$$Ky_\Sigma = Ky \cdot K_\alpha, \quad (2)$$

где K_α – коэффициент усиления одной расчетной системы (с $\alpha = \alpha_i$ и $E_B^* = E_{B,2}^*$) по отношению к другой ($\alpha = 90^\circ$ и $E_B^* = E_{B,1}^*$) при $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$, то есть

$$K_\alpha = \frac{E_{B,1}^*}{E_{B,2}^*}.$$

Результаты расчетов. Согласно выше приведенной методике был произведен расчет значений коэффициентов усиления поля для различных комбинаций исходных данных. Особенное внимание было уделено определению Ky для следующих расчетных систем:

- с прямоугольной формой торца обкладки (из-за наличия значительного числа данных различных авторов по расчету полей в подобных системах);
- со скошенным торцом обкладки, с $\alpha = 30^\circ$ (так как, согласно [6], подобная форма торца обкладки является преобладающей для фольговых обкладок реальных секций конденсаторов);
- с полукруглой формой торца обкладки (что моделирует случай, когда для снижения «краевого эффекта» производят загибание края фольговой обкладки по всей ее длине при производстве мотанных конденсаторных секций).

Полученные в ходе расчетов значения коэффициентов усиления поля для крайних и ряда промежуточных точек диапазона исходных данных позволили, основываясь на наблюдаемых закономерностях изменения Ky и пользуясь стандартным набором аппроксимирующих функций программного пакета Microsoft Excel, получить эмпирические формулы для описания зависимости $Ky = f(r/d, h/d, \varepsilon_1, \varepsilon_2)$. Для случая прямоугольной формы торца обкладки полученная эмпирическая формула имеет вид:

$$Ky = (1 + |\lambda| \cdot k_r \cdot k_h)^n, \quad (3)$$

$$\text{где } \lambda = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2};$$

$$k_r = -0,125 \cdot \ln(r/d) - 0,2;$$

$$k_h = \sqrt{1 + 0,5 \cdot h/d \cdot |\ln(r/d)|};$$

$$n = 1 \text{ при } \lambda \leq 0, \quad n = 1,3 \cdot e^{6r/d} \cdot (1 + 0,005/\lambda^3) \text{ при } \lambda > 0.$$

При определении значения Ky по формуле (3) погрешность вычислений по сравнению с численным методом расчета поля на всем интервале исходных данных не превышает 5 %, что является приемлемым при использовании данной формулы для инженерных расчетов.

На рис. 2 представлены зависимости коэффициента усиления поля от расстояния до края обкладки для прямоугольной формы торца. Здесь, кривые 1,3 отображают результаты, полученные на основании проведенного расчета электрического поля численным методом; кривые 2,4 представляют зависимость $Ky = f(r/d, h/d, \varepsilon_1, \varepsilon_2)$, построенную на основе формулы (3). Кривые 1 и 2, 3 и 4 практически совпадают, что подтверждает незначительность вносимой использованием формулы (3) погрешности при определении величины Ky .

Кривые 5 и 6 построены по результатам, полученным в работе [4]. Они

существенно расходятся с кривыми 1-4, особенно в области малых r/d (до 10 %). Указанное расхождение обусловлено различием расчетных моделей (в работе [4] границы раздела сред криволинейные) и погрешностью, обусловленной кусочно-линейной аппроксимацией поверхностных зарядов на поверхностях раздела сред.

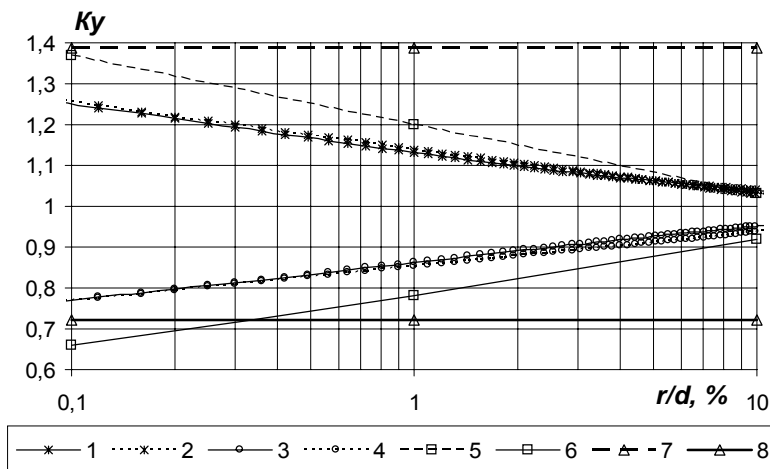


Рисунок 2 – Зависимость коэффициента усиления поля от расстояния до края обкладки ($\alpha=90^\circ$; $h/d=0,1$; для кривых 1, 2, 5, 7 – $\varepsilon_1=1$; $\varepsilon_2=2$; для кривых 3, 4, 6, 8 – $\varepsilon_1=2$; $\varepsilon_2=1$)

Кривые 7 и 8 построены по формулам определения коэффициента усиления для двухслойной структуры конденсаторной изоляции, приведенным в работе [5] при $r/d \rightarrow 0$. Однако, отсутствие в данных формулах коэффициента, учитывающего зависимость $Ky = f(r/d)$, в то время как изменение параметра r/d существенно влияет на величину Ky (о чем свидетельствует характер кривых 1-6, рис. 2), что позволяет получить значение коэффициента усиления поля только в одной, удаленной от края обкладки на расстояние r , точке. Данный факт ограничивает область применения формул, приведенных в работе [5].

Аналогично формулам (3) были получены формулы для определения коэффициента усиления при варьировании комбинаций исходных данных для расчетной системы со скошенным торцом обкладки, с $\alpha=30^\circ$:

$$Ky = (1 + \lambda \cdot k_r / k_h)^n, \quad (4)$$

$$\text{где } \lambda = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2};$$

$$k_r = 0,05 \cdot \ln(r/d);$$

$$k_h = \sqrt{1 + \frac{2}{10^4 \cdot (h/d - 0,4 \cdot r/d)^3}}, \text{ при } \lambda \leq 0; \quad k_h = 1 \quad \text{при } \lambda > 0;$$

$$n = 1 \quad \text{при } \lambda \leq 0, \quad n = 2,45 \cdot \lambda \cdot e^{-0,5r/d} \quad \text{при } \lambda > 0.$$

На рис. 3 представлены результаты определения коэффициента усиления электрического поля для расчетной системы с углом скоса торца обкладки 30° . Кривые 1, 3 представляют результаты определения K_u по формуле (4), кривые 2, 4 – по итогам расчета поля численным методом. Совпадение кривых 1 и 2, 3 и 4 свидетельствует о возможности использования формул (4) для расчета коэффициентов усиления поля вместо расчетов численными методами с незначительным расхождением итоговых результатов.

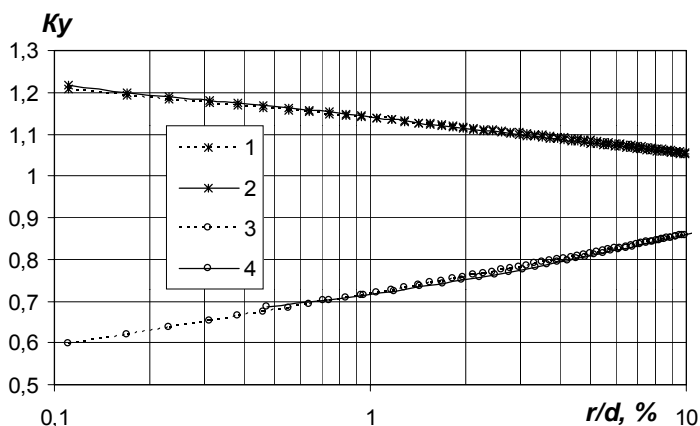


Рисунок 3 – Зависимость коэффициента усиления поля от расстояния до края обкладки ($\alpha = 30^\circ$; $h/d = 0,1$; для кривых 1, 2 – $\varepsilon_1 = 1$; $\varepsilon_2 = 5$; для кривых 3, 4 – $\varepsilon_1 = 5$; $\varepsilon_2 = 1$)

Сравнение полученных значений K_u для расчетных систем с $\alpha = 90^\circ$ и $\alpha = 30^\circ$ показывает (рис. 4), что при идентичных параметрах расчетных систем коэффициент усиления поля в точках равноудаленных от края обкладки при $\lambda > 0$ будет существенно больше для обкладки с прямоугольной формой торца. В тоже время, суммарный коэффициент усиления $K_{u_{\Sigma 30^\circ}}$ (кривая 3, рис. 4), определяемый по формуле (2), на всем диапазоне рассматриваемых значений λ будет превышать значения K_u для случая $\alpha = 90^\circ$ (кривая 1, рис. 4). Для определения k_a , фигурирующего в качестве сомножителя в выражении (2), для данного конкретного случая сравнения конструкций с $\alpha = 90^\circ$ и $\alpha = 30^\circ$ была получена формула, имеющая вид:

$$k_{\alpha} = (0,145 \cdot h/d + 0,83) \cdot (r/d)^{-0,1}. \quad (5)$$

Характер изменения кривых на рис. 4 демонстрирует существенную зависимость значения коэффициента усиления поля от величины угла раскрытия кромки, α . В тоже время, со снижением α наблюдается уменьшение влияния на Ky параметров r/d , h/d , ε_1 , ε_2 . Таким образом, при $\alpha \rightarrow 0 \Rightarrow Ky \rightarrow 1$, а суммарный коэффициент усиления по отношению к результатам расчета в системе с прямоугольной формой торца обкладки будет $Ky_{\Sigma} \rightarrow \infty$. Следовательно, при малых углах α усиление поля, связанное с формой торца края обкладки превалирует над влиянием на значение Ky остальных параметров расчетной системы (r/d , h/d , ε_1 , ε_2).

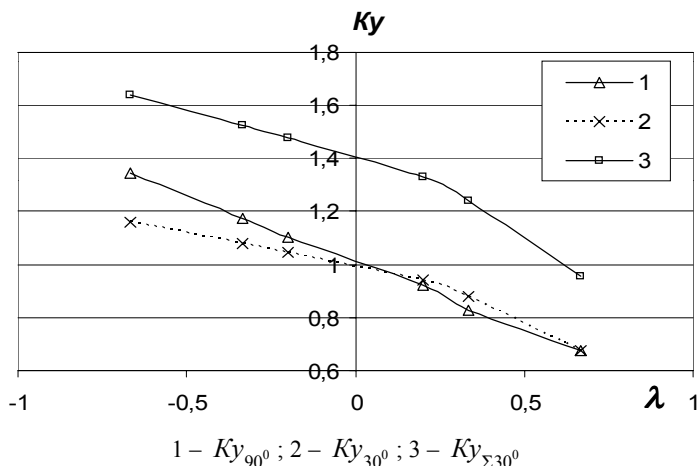


Рисунок 4 – Сравнение коэффициентов усиления поля для расчетных систем с $\alpha = 90^{\circ}$ и $\alpha = 30^{\circ}$ ($r/d = 0,005$; $h/d = 0,1$)

На рис. 5, 6 представлены зависимости Ky и $E^* = E_i/E_0$ (где E_i – значение напряженности в данной точке, а $E_0 = U_0/d$) от расстояния r/d для расчетных систем с идентичными значениями h/d , ε_1 , ε_2 , но различной формой торца обкладки: полукруглой (кривая 1, рис. 5, 6), скошенной с $\alpha = 30^{\circ}$ (кривая 2, рис. 5, 6), прямоугольной (кривая 3, рис. 5, 6).

Согласно рис. 5 наименьшие значения коэффициента усиления поля для равноудаленных от края обкладки точек будут соответствовать варианту со скошенной формой торца обкладки с $\alpha = 30^{\circ}$ (кривая 2, рис. 5). С другой стороны, этому же варианту соответствуют наибольшие значения напряженности электрического поля (кривая 2, рис. 6), что свидетельствует о существенной неоднородности, вызываемой данной формой торца обкладки. Наилучшее же распределение поля соответствует случаю с полукруглой формой торца обкладки (кривая 1, рис. 6).

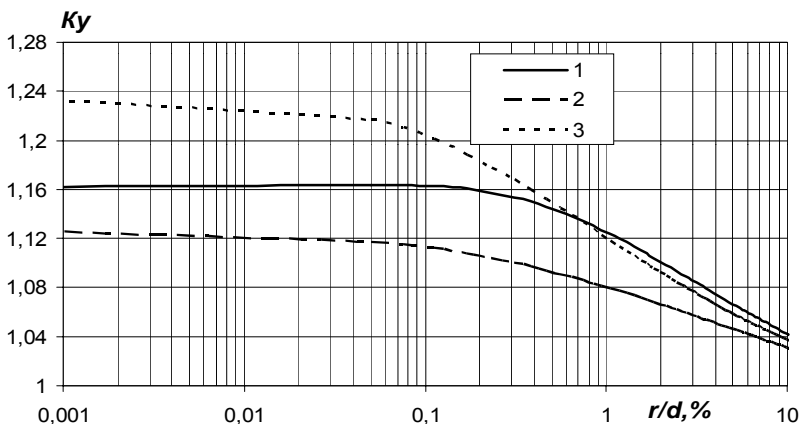


Рисунок 5 – Зависимость $K_y = f(r/d)$ для расчетных систем с различной формой торца обкладки ($h/d = 0,1$; $\varepsilon_1 = 1$; $\varepsilon_2 = 2$)

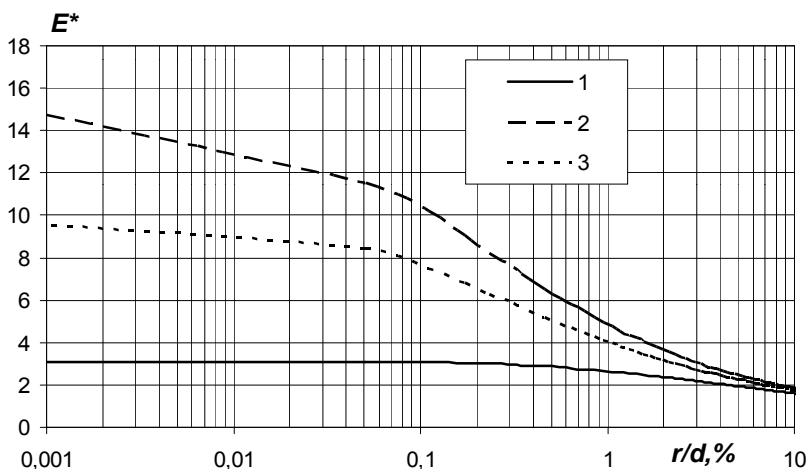


Рисунок 6 – Зависимость $E^* = f(r/d)$ для расчетных систем с различной формой торца обкладки ($h/d = 0,1$; $\varepsilon_1 = 1$; $\varepsilon_2 = 2$)

Выводы.

- 1 Были получены эмпирические формулы для определения коэффициента усиления поля для расчетных конденсаторных систем с прямоугольной и скошенной ($\alpha = 30^\circ$) формой торца обкладки, позволяющие с достаточно высокой степенью точности определять значения K_y , не прибегая к численным методам расчета напряженности поля.
- 2 Значения коэффициента усиления поля для случая $\alpha = 30^\circ$ сущест-

- венно менее зависят от величин параметров исходных данных (r/d , h/d , ε_1 , ε_2) по сравнению со случаем прямоугольной формы торца обкладки. Данный факт подтверждается сравнением коэффициентов в формулах определения K_u для этих двух случаев, а также характером изменения кривых на рис. 4.
- 3 Суммарный коэффициент усиления поля конденсаторной системы с $\alpha = 30^\circ$ по отношению к расчетной системе с $\alpha = 90^\circ$ при любых комбинациях исходных данных (в рассматриваемом диапазоне) всегда превышает K_u , соответствующий случаю $\alpha = 90^\circ$.
 - 4 Наилучший характер распределения электрического поля на горизонтальной поверхности обкладки вблизи ее края соответствует варианту с полукруглой формой торца обкладки.
 - 5 Полученные зависимости коэффициента усиления позволяют провести сравнительный анализ распределения напряженности электрического поля в новых современных диэлектрических системах высоковольтных импульсных конденсаторов без предварительных расчетов [6].

Список литературы: 1. Рудаков В.В. Механизм разрушения конденсаторной изоляции // Техническая электродинамика. – 1998. – № 6. – С. 10-15. 2. В.В.Рудаков, Ю.В.Кравченко, В.О.Лысенко «Краевой эффект» у скошенного края обкладки конденсатора // Вісник НТУ «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХП». – 2007. – № 34. – С. 85-92. 3. Ю.В.Кравченко Расчет электрического поля для конденсаторной системы со скругленной кромкой края обкладки // Вісник НТУ «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХП». – 2008. – № 44. – С. 84-90. 4. Набока Б.Г. Расчеты электростатических полей в электроизоляционной технике. – К.: ИСИО, 1995. – 120 с. 5. Рудаков В.В., Конотоп В.В., Пенцов В.М. Краевой эффект в конструкции конденсаторного типа с неоднородным диэлектриком // Электропромышленность. Сер. Аппараты высокого напряжения, трансформаторы, силовые конденсаторы. – 1978. – Вып. 6. – С. 11-12. 6. Гребенников И.Ю., Гулько В.И., Дмитришин А.Я. и др. Исследование зависимости ресурса высоковольтных импульсных конденсаторов с пленочным диэлектриком от режима эксплуатации // Электротехника. – 2006. – № 6. – С. 38-41.

Поступила в редколлегию 24.03.2009.

Ю.В.КРАВЧЕНКО, аспирант, НТУ «ХПИ»;
О.В.ПОКЛАДОВ, НТУ «ХПИ»;
В.В.РУДАКОВ, докт.техн.наук, проф., НТУ «ХПИ»

РЕСУРС МНОГОСЛОЙНОЙ ПОЛИЭТИЛЕНОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ИМПУЛЬСОВ НАНОСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ

Проведені ресурсні випробування для визначення тривалої електричної міцності багатошарової поліетиленової ізоляції під впливом імпульсів високої напруги наносекундного діапазону (тривалістю порядку сотень наносекунд)

The resource researches for determine of longtime electric strength of multilayer polyethylene insulation by the high-voltage nanosecond pulses influence are made.

Уменьшение длительности импульсов позволяет существенно расширить функциональные возможности технологических устройств, работа которых основана на использовании высоковольтного импульсного разряда [1,2]. Получение импульсов напряжения с коротким фронтом нарастания и длительностью в генераторах импульсов высокого напряжения (ГИН) сопряжено с необходимостью снижения индуктивности между прямым и обратным токопроводами. Одним из возможных решений поставленной задачи является применение твердой изоляции, обладающей повышенной по сравнению с воздухом электрической прочностью, которая закладывается между прямым и обратным токопроводами. Тем самым, достигается снижение индуктивности между ними, за счет значительного сокращения расстояния между токопроводами (по сравнению с использованием воздушного изоляционного зазора).

Применительно к ГИН, построенным по схеме Фитча-Говелла [3,4], целесообразно конструктивное исполнение прямого и обратного токопроводов в виде плоских симметрично расположенных шин с закругленными краями. В качестве твердой изоляции, используемой для создания диэлектрического промежутка повышенной электрической прочности между токопроводами, наиболее предпочтительной к применению, благодаря высокой электрической и механической прочности, высокому удельному сопротивлению и малому (порядка 0,00015-0,0002) тангенсу угла диэлектрических потерь, является многослойная пленочная полиэтиленовая изоляция [5]. Использование многослойной изоляции дает возможность увеличения до 1,5 раз рабочей напряженности поля по сравнению с аналогичной монолитной [6].

Цель работы. Определение длительной электрической прочности много-

слоистой полиэтиленовой изоляции при воздействии высоковольтных импульсов наносекундного диапазона (длительностью порядка сотен наносекунд).

Постановка задачи. Необходимо провести ресурсные испытания полиэтиленовой изоляции, которая должна быть обернута вокруг электродов (пластин с закругленными краями, находящимися под разностью потенциалов), для имитации конструктивного исполнения реального обратного и прямого токопроводов ГИН. Выбор способа закладки пленочного диэлектрика для изоляции токопроводов друг от друга осуществлен на основании данных по теоретическому исследованию данной задачи, приведенных в [7]. Данные по расчету поля свидетельствуют, что применение оборачивания пленочной изоляции вокруг электродов (рис. 1, а) позволяет существенно улучшить распределение электрического поля на поверхности электрода и снизить неоднородность поля по сравнению со случаем закладки пленочной изоляции в виде плоских полос (рис. 1, б), не защищающих края электродов. Снижение относительной максимальной напряженности поля достигают до 2 раз. Таким образом, применение подобного способа закладки изоляции должно обеспечить существенный рост ресурса многослойной пленочной изоляции по сравнению с экспериментальными данными полученными в [5].

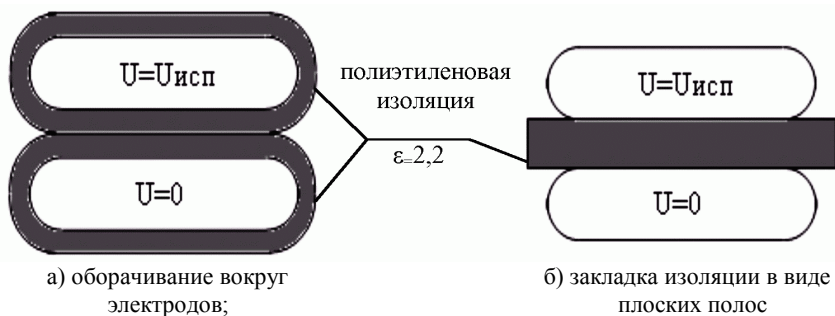


Рисунок 1 – Способы закладки изоляции между прямым и обратным токопроводом ГИН

Методика проведения эксперимента. Объект испытания выполнен из электродов и обернутой вокруг них полиэтиленовой изоляции. Электроды представляют собой стальные пластины толщиной 3 мм и шириной 40 мм, с радиусом закругления кромки края 0,5 мм. Вокруг каждого из электродов обернуто по 24 слоя полиэтиленовой пленки с толщиной слоя 100 мкм. Таким образом, суммарное расстояние между электродами составило $2 \times 24 \times 100 = 4,8$ мм. Площадь соприкосновения электродов при проведении данного эксперимента была равна $\approx 160 \times 40 = 6400 \text{ мм}^2$.

Электрическая схема испытательной установки представлена на рис. 2.

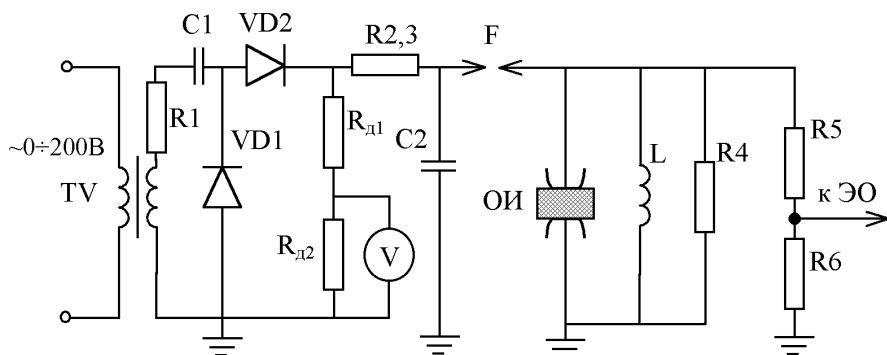


Рисунок 2 – Электрическая схема испытательной установки

Основными узлами испытательной установки являются повышающий трансформатор напряжения TV с коэффициентом трансформации равным 500, регулировка первичного напряжения которого производится с помощью однофазного тиристорного регулятора с диапазоном регулирования от 0 до 200 В; токоограничивающих резисторов $R1 = 120 \text{ кОм}$, $R2,3 = 30 \text{ МОм}$; схема удвоения напряжения, представленная двумя конденсаторами $C1 = 0,25 \text{ мкФ}$ и $C2 = 1,3 \text{ нФ}$ и двумя высоковольтными диодами VD1 и VD2, с помощью которой удастся повысить напряжения от 65 кВ до 120-130 кВ; разрядника F, срабатывающего в неуправляемом режиме (самоход) при определенной разности напряжения на электродах разрядника, зависящей от величины выставляемого воздушного зазора; испытательного объекта ИО (двух электродов обернутых слоями испытуемой полиэтиленовой изоляции); делителя напряжения $R_{д1}$, $R_{д2}$ с коэффициентом деления, равным 4000; формирующей линии состоящая из индуктивности $L = 15 \text{ мкГн}$ и 6-ти резисторов с суммарным сопротивлением $R4 = 166,7 \text{ Ом}$. Для подключения электронного осциллографа (ЭО) использован также омический делитель напряжения, состоящий из резисторов $R5 = 4 \text{ кОм}$ и $R6 = 0,4 \text{ Ом}$ (коэффициент деления составил 1000).

Внешний вид испытательной установки представлен на рис. 3

Испытания проводились путем подачи на испытуемые образцы изоляции колебательных импульсов напряжения с частотой следования импульсов $5 \div 15 \text{ Гц}$. Частота следования ограничивалась временем нарастания напряжения на испытываемом объекте и условиями развития разрядных процессов в промежутке неуправляемого шарового разрядника F. Осциллограмма импульса напряжения приведена на рис. 4. Амплитуда импульсов напряжения в процессе проведения эксперимента составила 120-180 кВ.

Анализ осциллограммы (рис. 4) показывает, что длительность фронта импульса на уровне 0,1-0,9 составляет $\approx 100 \text{ нс}$, период колебаний – $\approx 600 \text{ нс}$, декремент колебаний – 2.

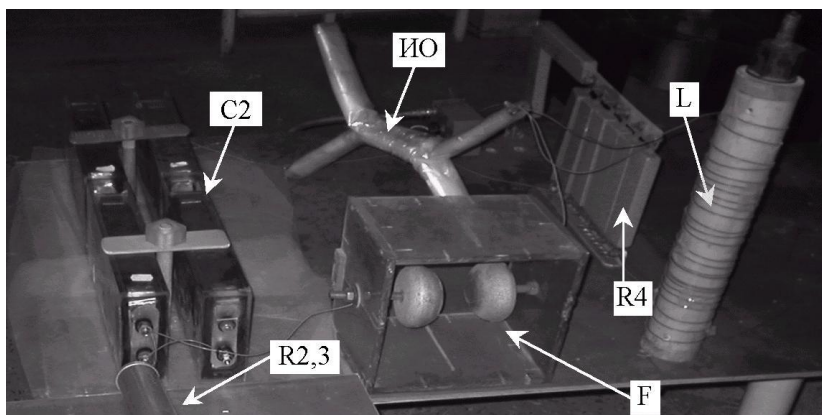


Рисунок 3 – Внешний вид испытательной установки

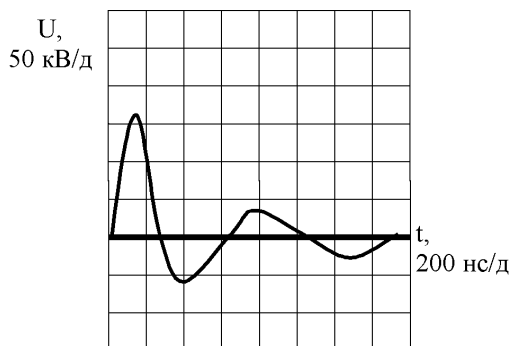


Рисунок 4 – Осциллограмма колебательного импульса, подаваемого на испытуемый объект

Результаты испытаний. При проведении ресурсных испытаний возникла проблема перегрева токоограничивающих резисторов R3 (КЭВ-40). Вследствие чего, испытания проводились в режиме 1 час работы – 30 минут перерыв. В ходе технологического перерыва проводилось принудительное охлаждение токоограничивающих резисторов, которые за время работы установки нагревались до 70°C .

Также в ходе испытаний варьировалось расстояние между полусферами разрядника. Тем самым, изменялся уровень испытательного напряжения и частота следования импульсов. Данные параметры для каждого из периодов испытаний отслеживались при помощи электронного осциллографа ЭО и вольтметра V (рис. 2), позволяющего установить величину действующего напряжения, прикладываемого к испытуемому объекту.

Результаты ресурсных испытаний приведены в таблице.

Результаты испытаний полиэтиленовой многослойной изоляции на ресурс
импульсами наносекундного диапазона

Амплитудное значение испытательного напряжения, кВ	Средняя напряженность поля в диэлектрике, кВ/мм	Частота следования импульсов, Гц	Длительность испытаний, мин.	Наработка, импульсов
150	31,25	8	18	8640
135	28,125	10	12	7200
120	25	12	65	46800
120	25	13	67	52260
120	25	17	65	66300
120	25	18	46	49680
120	25	20	70	84000
120	25	21	65	81900
120	25	20	70	84000
120	25	20	65	78000
120	25	20	62	74400
120	25	22	70	92400
120	25	21	70	88200
120	25	22	45	59400
120	25	20	60	72000
140	29,17	14	60	50400
150	31,25	12	25	15960
160	33,33	8	55	26400
160	33,33	8	70	33600
160	33,33	8	70	33600
160	33,33	8	60	28800
160	33,33	8	60	28800
160	33,33	7,4	65	28860
160	33,33	7,8	65	30420
160	33,33	5	15	4500
160	33,33	7,7	65	30030
160	33,33	7,4	50	22200
170	35,42	7,2	35	15120
175	36,46	5	17	5100
180	37,5	2,5	7	1050
170	35,42	6	12	4320
Итого: $\approx 6.700.000$ импульсов*				

* – при пересчете на средний уровень напряженности в диэлектрике 25 кВ/мм

Пересчет значения наработки испытуемой пленочной изоляции к уровню напряженности 25 кВ/мм производился, исходя из значения показателя степени в «формуле жизни» для данного вида изоляции определенного в [5] и составляющего $n = 9,72$. Таким образом, пересчет наработки производился по формуле:

$$M_{25} = \left(\frac{E_i}{25} \right)^{9,72} \cdot M_i, \quad (1)$$

где E_i , M_i – напряженность поля и значение наработки испытуемого объекта для i -того эксперимента, соответственно.

Итоговое значение ресурса полиэтиленовой пленки при средней напряженности электрического поля 25 кВ/мм составляет порядка $6,7 \times 10^6$ импульсов, что более чем в 10 раз превышает аналогичный параметр, определенный для многослойной полиэтиленовой изоляции в [5]. Таким образом, получено экспериментальное подтверждение существенного влияния способа закладки твердой изоляции между прямым и обратным токопроводами ГИН на ресурсные характеристики данной изоляции, что ранее было теоретически показано в [7] с позиции расчета электрического поля. Результаты теоретических экспериментальных исследований использованы при разработке высоковольтных импульсных генераторов, в частности при создании МГИТ, для получения импульса тока 2 МА с длительностью фронта импульса 650 нс [8]. В конструкции МГИТ использована полиэтиленовая изоляция толщиной 60 мм, набранная из слоев пленки с толщиной каждого слоя 120 мкм. С помощью этой изоляции прямой и обратный токопроводы каждого из 12 модулей МГИТ изолированы друг от друга варианту, изображенному на рис. 1, а.

Выводы

- 1 Проведенные ресурсные испытания многослойной полиэтиленовой изоляции при воздействии высоковольтных импульсов напряжения с наносекундным фронтом показали, что ресурс конструкции, выполненной по рис. 1, а более, чем в 10 раз превышает ресурс конструкции, выполненной по вар. 1, б.
- 2 Увеличение ресурса более чем на порядок подтверждает выводы работы [7] о влиянии распределения электрического поля на ресурс при разных способах выполнения изоляции, когда напряженность электрического поля в газовых прослойках отличается в 1,2-2,5 раза в зависимости от .радиуса закругления электрода.

Список литературы: 1. *Месяц Г.А.* Генерирование мощных наносекундных импульсов. – М., Советское радио, 1974. – 255 с. 2. *Бойко Н.И.* Технологии, основанные на воздействии сильных импульсных электрических полей // *Технічна електродинаміка*. – 2002. – Тематичний випуск. Проблеми сучасної електротехніки. – Т. 6. – С. 94-99. 3. *Kovalchuk B.M., Kim A.A., Kumpjak E.V.,*

Zoi N.V., Zorin V.B. 10 Stage LTD for E – beam diode // Proc. of the 13-th QEE QNT. Pulsed Power Conf. USA. – 2002. – P. 1488-1490. 4. *Sinserny P.S., S.K. Lam, Richard Miller, Terry Tucker, Lurry Sunders* // Proc of the 14th IEEE International pulsed power conference. Dallas, Texas USA. – 2003. – P. 615-618. 5. *Бойко Н.И., Евдошенко Л.И., Покладов О.В., Рудаков В.В., Тур А.Н.* Длительная электрическая прочность полиэтиленовой слоистой изоляции при воздействии импульсов наносекундной длительности // Вісник НТУ«ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика і перетворююча техніка. – Харків: НТУ«ХП». – 2003. – № 1, т. 1. – С. 142-147. 6. *Ушаков В.Я.* Электрическое старение и ресурс монолитной полимерной изоляции. – М., Энергоиздат, 1988. – 152 с. 7. *Рудаков В.В., Покладов О.В., Кравченко Ю.В.* Расчет электрического поля системы плоских электродов с твердым диэлектриком // Електротехніка і електро-механіка. – 2006. – № 4. – С. 72-75. 8. *Н.И. Бойко, А.В. Борцов, Л.С. Евдошенко, и др.* Низкоиндуктивная секция генератора мощных высоковольтных импульсов по схеме Фитча // Приборы и техника эксперимента. – М., 2005. – № 4. – С. 57-65.

Поступила в редакцію 12.03.2009.

УДК 621.317.3

Б.Н.ЛАНТУШКО, НТУ «ХПИ»;

Ю.С.НЕМЧЕНКО, НТУ «ХПИ»;

А.И.САРАЕВ, НТУ «ХПИ»

УСТРОЙСТВО СВЯЗИ – РАЗВЯЗКИ ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ НА УСТОЙЧИВОСТЬ К ВОЗДЕЙСТВИЮ МИКРОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ ПРИ ИХ ПОДАЧЕ В СОЕДИНИТЕЛЬНЫЕ ЛИНИИ

Розглянуто питання практичної реалізації пристрою зв'язку - розв'язки для проведення випробувань технічних засобів на стійкість до мікросекундних імпульсних завад при подачі їх як у симетричні, так і в несиметричні неекрановані лінії зв'язку. Експериментально доведена відповідність технічних характеристик пристрою УЗР-МП (НЕЛЗ) вимогам міжнародного стандарту – IEC 61000-4-5:1995.

The question of practical realization of a coupling/decoupling network for testing the technical facilities on voltage and current surge immunity in symmetrical and in unsymmetrical unshielded intercommunication lines is considered. Specifications of a coupling/decoupling network satisfy the requirements of the international standard IEC 61000-4-5:2005 are proved experimentally.

Введение. В настоящее время обязательным видом испытаний электро-технических, электронных и радиоэлектронных изделий и оборудования (далее в тексте технических средств (ТС)) являются испытания на устойчивость к воздействию микросекундных импульсных помех большой энергии (МИП), возникающих в результате коммутационных переходных процессов и молниевых разрядов.

Данный вид испытаний регламентируется следующими нормативными

документами:

- ИЕС 61000-4-5:2005;
- ГОСТ 30804.4.5-2002 (МЭК 61000-4.5:1995).

В состав испытательного оборудования, необходимого для проведения испытаний входят:

- комбинированные испытательные генераторы (ИГ);
- устройства связи – развязки (УСР).

Испытаниям на воздействие МИП подвергаются как цепи питания ТС, так и соединительные линии (линии связи).

В данной статье описывается устройство связи – развязки, разработанное и изготовленное в сотрудничестве Научно – исследовательского и проектно – конструкторского института «Молния» НТУ «ХПИ» и ООО «Терра – АВТ», предназначенное для ввода МИП в линии связи.

Цель разработки. Исходными данными для проектирования УСР были выбраны требования ИЕС 61000-4-5:2005, а именно примеры испытательных установок с использованием различных методов связи (рис. 12 – рис. 14 ИЕС). Одновременно с этим преследовалась цель объединить в одной конструкции схемы подачи МИП как в симметричные, так и несимметричные неэкранированные линии связи. При разработке УСР учитывалось, что УСР не должно оказывать существенного влияния на параметры ИГ, а также на функционирование ТС.

Конструкция УСР. Разработанное устройство связи – развязки УСР–МИП (НЭЛС) предназначено для ввода микросекундных импульсных помех от испытательного генератора КИГ-МИП-6 в соединительные линии ТС:

- неэкранированные несимметричные линии;
- неэкранированные симметричные линии.

Общий вид устройства связи – развязки УСР-МИП (НЭЛС) приведен на рис. 1.



Рисунок 1 – Общий вид устройства связи – развязки УСР–МИП (НЭЛС)

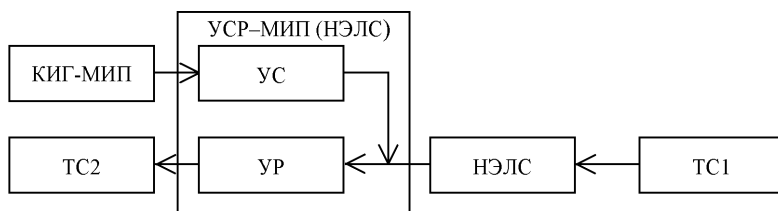
Основные технические характеристики УСР-МИП (НЭЛС) приведены в таблице.

Основные характеристики УСР-МИП (НЭЛС)

Наименование характеристики	Размерность	Значение
1 Виды испытываемых линий связи		четырёхпроводная несимметричная неэкранированная; двойная симметричная неэкранированная
2 Виды нагружения ТС		«провод – провод»/ «провод – земля»
3 Время готовности УСР МИП к работе, не более	мин	5
4 Продолжительность непрерывной работы	час	8
5 Габаритные размеры	мм	480 x 500 x 180
6 Масса	кг	20

УСР-МИП (НЭЛС) предназначено для ввода испытательных импульсов напряжения и тока микросекундных импульсных помех от КИГ-МИП в неэкранированные несимметричные линии связи – НЭЛС-Н или одновременно в две симметричные неэкранированные линии связи – НЭЛС-С.

Структурная схема использования УСР-МИП (НЭЛС) показана на рис. 2.



КИГ-МИП – комбинированный испытательный генератор микросекундных импульсных помех; УС – устройство связи; УР – устройство развязки; ТС1 – испытываемое техническое средство; ТС2 – не испытываемое техническое средство (вспомогательное оборудование)

Рисунок 2 – Структурная схема использования УСР-МИП (НЭЛС)

На передней панели УСР-МИП (НЭЛС), см. рис. 1, расположены следующие органы управления и элементы подсоединения:

- переключатель ЛИНИИ служит для перевода УСР-МИП (НЭЛС) в режимы испытания линий связи: симметричных – положение СИММ

- или несимметричных – положение **НЕСИММ**;
- два переключателя с общим названием **ВЫБОР ЛИНИИ** служат для испытания линий связи то ли по методу «линия-земля», то ли «линия-линия»;
- разъемы (К КИГ-МИП) служат для подключения УСР-МИП (НЭЛС) к генератору КИГ-МИП-6.

На задней панели УСР-МИП (НЭЛС), см. рис. 3, расположены:

- разъем **ВВОД ЛИНИЙ СВЯЗИ** служит для подключения вспомогательного оборудования;
- разъем «к ТС (СИММЕТРИЧНЫЕ ЛИНИИ)» служит для подключения симметричных линий связи;
- разъем «к ТС (НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ЛИНИИ)» служит для подключения несимметричных линий связи;
- клемма **ЗЕМЛЯ**.

Схема электрическая принципиальная УСР-МИП (НЭЛС) приведена на рис. 4.

Схема расположения элементов внутри корпуса показана на рис. 5.

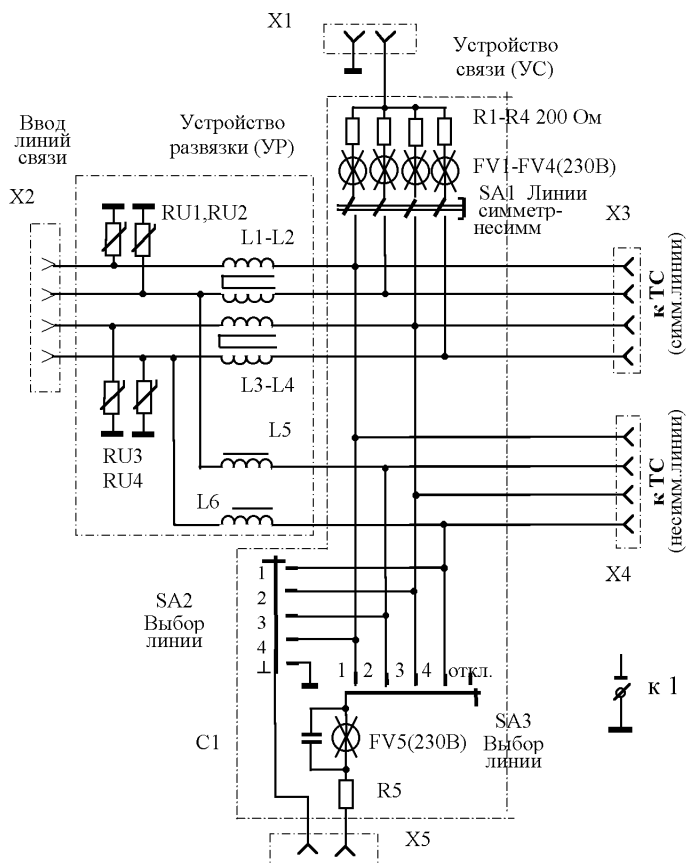


Рисунок 3 – Задняя панель УСР-МИП (НЭЛС)

Конденсатор связи (C1) – это конденсатор типа ПКГГ-П (0,5 мкФ х 3 кВ). Резистор связи R5 типа ТВО-5-39. Резисторы связи R1 – R4 типа ТВО-5-200, а разрядники FV1 – FV5 – разрядники типа SIEMENS 230-97. Индуктивности устройства развязки намотаны на сердечниках от трансформаторов ТС-250-2М проводом марки МГШВ-0,35 и имеют величину 20 мГн каждая. Варисторы устройства развязки (RU1 – RU4) типа FNR 20 к-181. Переключатель **ЛИНИИ** типа ПР15-4-5, а переключатели **ВЫБОР ЛИНИИ** типа ПР15-1-18. Разъемы «к КИГ-МИП-6» типа СЕЕ-413, а пятиштырьковые разъемы для подключения к линиям связи типа СЕЕ-415.

Работа УСР – МИП (НЭЛС).

Работа УСР-МИП (НЭЛС) в режиме нагружения несимметричных неэкранированных линий связи

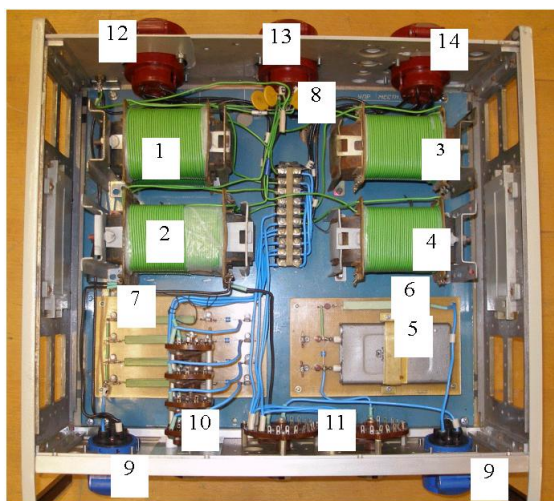


к КИГ-МИП-6 (к несимм. линиям)

Рисунок 4 – Схема электрическая принципиальная устройства связи-развязки УСР-МИП (НЭЛС)

Через высоковольтный разъем Х5 выходной импульс напряжения с генератора КИГ-МИП поступает на вход устройства связи, состоящего из конденсатора $C1=0,5$ мкФ, шунтируемого разрядником FV5, и резистора $R5 = 39$ Ом. Этот импульс после устройства связи через переключатели SA2 и SA3 ВЫБОР ЛИНИИ поступает на несимметричную линию связи, подключаемую к разъему Х4 (в этом случае переключатель SA1 ЛИНИИ в положении НЕСИММ). В зависимости от положения этих переключателей испытания проходят или по схеме «провод-земля» или по схеме «провод-провод».

Для защиты вспомогательного оборудования (ТС2) от испытательного импульса служит устройство развязки на индуктивностях L1, L3, L5, L6, а также резисторы RU1 – RU4.



- 1 – L1 – L2 – индуктивности развязки;
- 2 – L3 – L4 – индуктивности развязки;
- 3 – L5 – индуктивность развязки;
- 4 – L6 – индуктивность развязки;
- 5 – C1 – конденсатор связи;
- 6 – R5 – резистор связи;
- 7 – R1 – R4 – резисторы связи;
- 8 – RU1 – RU4 – варисторы;
- 9 – разъемы «к КИГ-МИП-6»;
- 10 – переключатель «ЛИНИИ»;
- 11 – переключатель «ВЫБОР ЛИНИИ»;
- 12 – разъем «к ТС (СИММЕТРИЧНЫЕ ЛИНИИ)»
- 13 – разъем «ВВОД ЛИНИЙ СВЯЗИ»;
- 14 – разъем «к ТС (НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ЛИНИИ)»

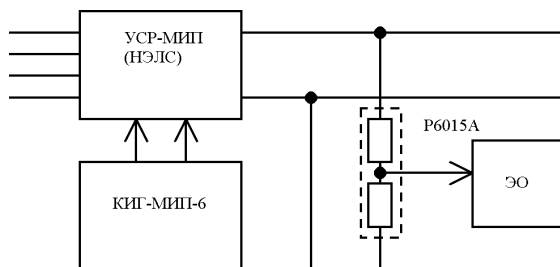
Рисунок 5 – Расположение элементов внутри корпуса УСР-МИП (НЭЛС)

Работа УСР-МИП (НЭЛС) в режиме нагружения симметричных неэкранированных линий связи

Через высоковольтный разъем Х1 выходной импульс напряжения с генератора КИГ-МИП поступает на вход устройства связи, состоящего из разрядников FV1 – FV4 и резисторов R1 – R4 по 200 Ом каждый. Этот импульс после устройства связи через переключатель SA1 ЛИНИИ в положении СИММ поступает на симметричную линию связи. Испытания проходят по схеме «провод-земля» по всем проводам симметричных неэкранированных линий связи одновременно.

Для защиты вспомогательного оборудования (ТС2) от испытательного импульса служит устройство развязки на индуктивностях L1 – L4, а также варисторы RU1 – RU4.

Экспериментальная проверка характеристик УСР – МИП (НЭЛС) проводилась в соответствии со схемами, приведенными на рис. 6 и 7.



P6015A – высоковольтный пробник TEXTRONIX P6015A;

ЭО – осциллограф ТЕКТРОНИХ TDS 2024В

Рисунок 6 – Схема проверки характеристик УСР-МИП (НЭЛС) при подаче МИП в неэкранированные симметричные линии и в неэкранированные несимметричные линии по схеме провод - провод

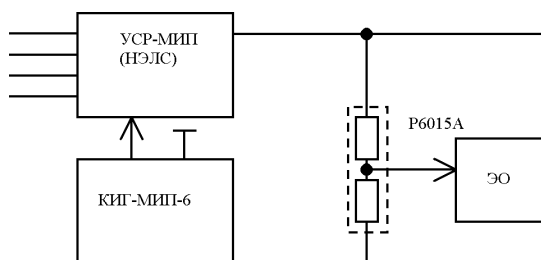
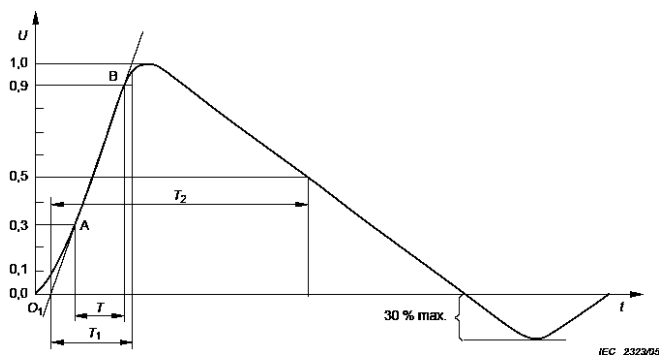


Рисунок 7 – Схема проверки характеристик УСР-МИП (НЭЛС) при подаче МИП в неэкранированные несимметричные линии по схеме провод – земля



Длительность фронта: $T_1 = 1,67 \times T = 1,2 \text{ мкс} \pm 0,36 \text{ мкс}$

Длительность импульса: $T_2 = 50 \text{ мкс} \pm 10 \text{ мкс}$.

Рисунок 8 – Форма напряжения на выходе КИГ-МИП в режиме холостого хода

Форма напряжения на выходе генератора КИГ-МИП без подключения устройства связи – развязки УСР-МИП (НЭЛС) приведена на рис. 8.

Типичные осциллограммы импульсов напряжения на ненагруженном выходе испытательного генератора КИГ-МИП-6 приведены на рис. 9 и 10.

Типичные осциллограммы импульсов МИП на выходе УСР-МИП (НЭЛС) при подаче их в линии:

- несимметричные по схеме провод – провод (см. рис. 11 и 12) при амплитуде МИП от КИГ- МИП 2 кВ;
- несимметричные по схеме провод –земля (см. рис. 13 и 14);
- симметричные линии (см. рис. 15 и 16).

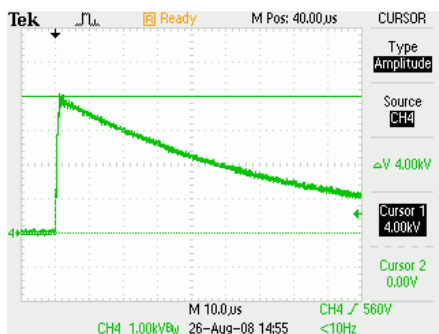


Рисунок 9 – Импульс напряжения положительной полярности $A = +4$ кВ на ненагруженном выходе испытательного генератора

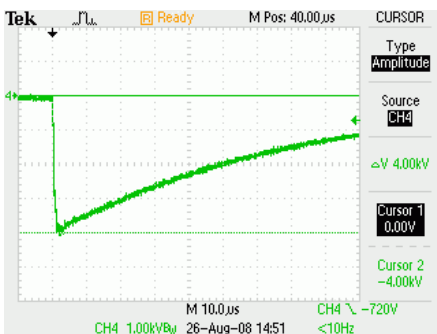


Рисунок 10 – Импульс напряжения отрицательной полярности $A = -4$ кВ на ненагруженном выходе испытательного генератора

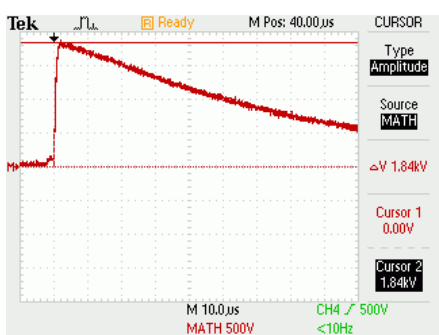


Рисунок 11 – Импульс МИП положительной полярности на выходе УСР-МИП (НЭЛС) при подаче в несимметричные линии по схеме провод-провод $A = +1,84$ кВ.

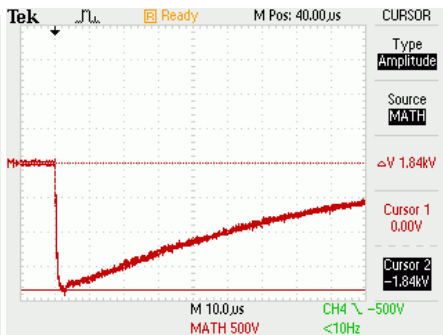


Рисунок 12 – Импульс МИП отрицательной полярности на выходе УСР-МИП (НЭЛС) при подаче в несимметричные линии по схеме провод-провод $A = -1,84$ кВ.

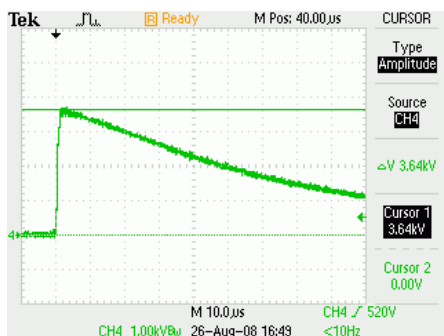


Рисунок 13 – Импульс МИП положительной полярности на выходе УСР–МИП (НЭЛС) при подаче в несимметричные линии по схеме провод-земля. $A = +3,64$ кВ.

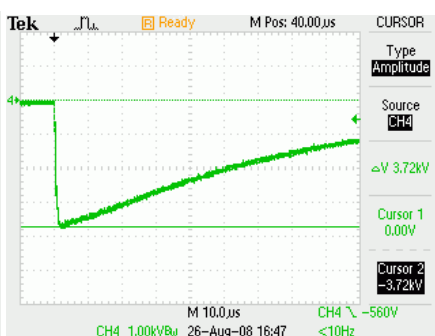


Рисунок 14 – Импульс МИП отрицательной полярности на выходе УСР–МИП (НЭЛС) при подаче в несимметричные линии по схеме провод-земля. $A = -3,72$ кВ.

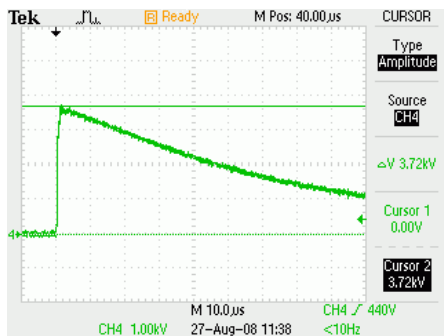


Рисунок 15 – Импульс МИП положительной полярности на выходе УСР–МИП (НЭЛС) при подаче в симметричные линии. $A = +3,72$ кВ.

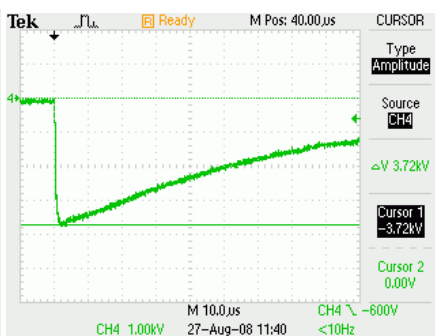


Рисунок 16 – Импульс МИП отрицательной полярности на выходе УСР–МИП (НЭЛС) при подаче в симметричные линии. $A = -3,72$ кВ.

Выводы: Устройство связи – развязки УСР–МИП (НЭЛС) соответствует требованиям IEC 61000-4-5:2005 и успешно применяется в Центре сертификационных испытаний НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» для проведения испытаний технических средств на электромагнитную совместимость.

Список литературы 1. Технічний Регламент України з підтвердження відповідності електромагнітної сумісності. **2.** IEC 61000-4-5:2005 INTERNATIONAL STANDART. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-5: Testing and measurement techniques – Surge immunity test. **3.** ГОСТ 30804.4.5-2002 (МЭК 61000-4.5:1995) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии. Требования и методы испытаний. **4.** КУ-МИП-6-000.000.000. Комбинированная установка для испытаний технических средств на устойчивость к микросекундным импульсным помехам большой энергии КУ-МИП-6.

Поступила в редакцию 03.04.2009.

В.В.ЛИТВИНОВ, ИИПТ НАН Украины, Николаев

ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ ПОГРУЖНОГО СКВАЖИННОГО КОМПЛЕКСА

Розглянуто можливість застосування мікроконтролера в системах керування та захисту електророзрядного комплексу, визначено алгоритм роботи мікроконтролера та вибрано основні елементи системи захисту комплексу.

Determined the possibility of using microcontroller in the control and protection of submersible well complex, set algorithm of the microcontrollers work and selected components of the system of short circuits protection.

Повышение эффективности добычи полезных ископаемых, в частности нефти и газа, наряду с развитием энергосберегающих технологий, на сегодняшний день является актуальной задачей. Известным является факт засорения коллекторов нефтегазовых скважин в процессе их эксплуатации различного рода отложениями, что уменьшает объем добычи сырья. Электро-разрядные погружные комплексы (ЭРПК) серии «Скиф» позволяют увеличить дебит нефтяных и газовых скважин путем очистки породы-коллектора в области перфорационной зоны ствола скважины.

Структура ЭРПК показана на рис. 1. Комплекс «Скиф-100М» представляет собой генератор импульсных токов (ГИТ) в погружной части и преобразователь частоты (ПЧ) в наземной части. Погружная и наземная части соединены между собой коротажным геофизическим кабелем (КГК).

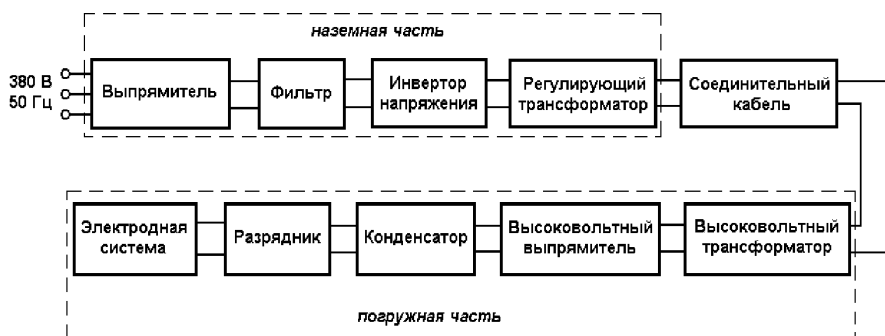


Рисунок 1 – Структура электроразрядного погружного комплекса «Скиф-100М»

Преобразователь частоты представляет собой мостовой инвертор с рабочей частотой 3 кГц, питаемый выпрямленным напряжением трехфазной

промышленной сети переменного тока (380 В 50 Гц). Переменное напряжение, производимое инвертором, через выходной согласующий трансформатор подается в КГК, повышается высоковольтным трансформатором погружной части, выпрямляется и заряжает емкостные накопители ГИТ. Регулирование выходного напряжения ПЧ осуществляется путем переключения выводов вторичной обмотки выходного согласующего трансформатора.

Особенно остро стоит проблема обеспечения надежности работы электроразрядного комплекса при подключении к нему геофизического кабеля вместе с оборудованием подъемника. Нередки случаи короткого замыкания в коллекторе подъемника КГК, что фактически означает короткое замыкание на выходе наземной части электроразрядного комплекса, точнее – преобразователя частоты. В случае короткого замыкания на выходе ПЧ скорость нарастания и амплитуда тока ключей инвертора будет ограничена индуктивностью рассеяния выходного трансформатора, имеющей величину $L_S = 1,2$ мГн. В случае прямоугольного импульса напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора $U = L \frac{di}{dt}$ или $U = L_S \frac{\Delta i}{\Delta t}$ откуда, приняв $\Delta i = i_1 - i_0$ и

$i_0 = 0$, находим $i_1 = \frac{U \cdot \Delta t}{L_S}$. При длительности открытого состояния ключа

инвертора, равной $\Delta t = 167$ мкс и напряжении на первичной обмотке $U = 510$

В скорость нарастания тока ключа равна $\frac{di}{dt} = 0,43$ А/мкс, амплитуда тока в

конце импульса составит около 70 А. Это вызовет тепловой пробой силовых ключей и выход их из строя. Также возможно повреждение остальных систем ПЧ в результате переходных процессов аварийного режима.

Решение данной проблемы заключается в правильной организации систем защиты и управления и выборе их элементов. В качестве основного элемента этих систем применим микроконтроллер, который будет реализовывать функции защиты, управления режимами работы ПЧ и индикацию этих режимов.

Структура построения преобразователя частоты с микроконтроллерным управлением для электроразрядного комплекса СКИФ 100М представлена на рис. 2 и состоит из инвертора, датчика тока ДТ, схемы дифференциального усилителя СДУ, компаратора К, микроконтроллера МК и генератора импульсов управления инвертором ГИ.

В качестве управляющего микроконтроллера был выбран 8-ми битный RISC-микроконтроллер ATmega8 [1] имеющий в своем составе:

- флеш-память программ объемом 8 Кбайт с числом циклов стирание/запись не менее 10000;
- оперативную память (статическое ОЗУ) объемом 1 Кбайт;
- 23 программируемых линии ввода-вывода;

- два 8-ми битных и один 16-ти битный таймеры/счетчики;
- встроенное 10-ти битное 8-ми канальное АЦП;
- 2 входа внешних прерываний;
- встроенный компаратор напряжений;
- встроенный источник опорного напряжения 2,56 В.

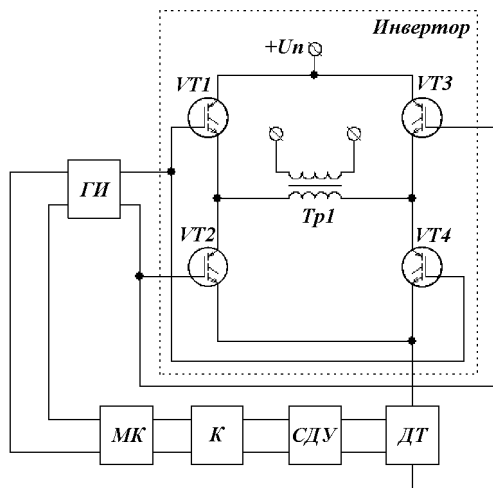


Рисунок 2 – Структура построения источника питания с микроконтроллерным управлением для электроразрядного комплекса «Скиф-100М»

Также МК обеспечивает поддержку различных типов последовательных интерфейсов (USART, TWI, SPI), предназначенных для обмена данными с внешними для МК периферийными устройствами (датчики, исполнительные устройства, внешние АЦП, ЦАП). Диапазон поддерживаемых МК тактовых частот составляет от 0 до 16 МГц. В данном случае МК работает на частоте 8 МГц, используя внутренний RC генератор тактовой частоты.

Упрощенная блок-схема алгоритма выполняемой МК программы управления преобразователем частоты показана на рис. 3.

МК преобразует нажатие оператором кнопки СТАРТ/СТОП в сигнал включения/отключения генератора импульсов управления транзисторами инвертора. ПИ основан на микросхеме нерегулируемого двухтактного инвертора IR2153 от International Rectifier [2]. Применение отдельного генератора обеспечивает исключение аварийной ситуации в случае сбоя схемы микроконтроллера в рабочем режиме. Управляющие импульсы подаются на затворы мощных высоковольтных ключей с помощью транзисторных оптронов, обеспечивающих гальваническую развязку схем управления и инвертора.

Защита ПЧ от короткого замыкания на выходе организована с помощью

датчика тока типа CSNX25 от Honeywell [3], включенного в цепь общего провода мостовой схемы инвертора (рис. 2). Усиление и фильтрация шумов сигнала $U_{ДТ}$, поступающего с датчика тока, выполняется схемой дифференциального усилителя на DA1.1 [4], после чего компаратор DA1.2 сравнивает сигнал с опорным напряжением (рис. 4). В качестве DA1 в данном случае удобно применить микросхему LM392 производимую National Semiconductor [5], содержащую в одном корпусе операционный усилитель и компаратор. В случае возникновения перегрузки по току компаратор подает сигнал низкого логического уровня АВАРИЯ на вход внешнего прерывания INT0 МК. Измеренная задержка распространения сигнала $U_{ДТ}$ с момента превышения током силового ключа порогового уровня до установления на выходе компаратора низкого логического уровня составляет 7,5 мкс.

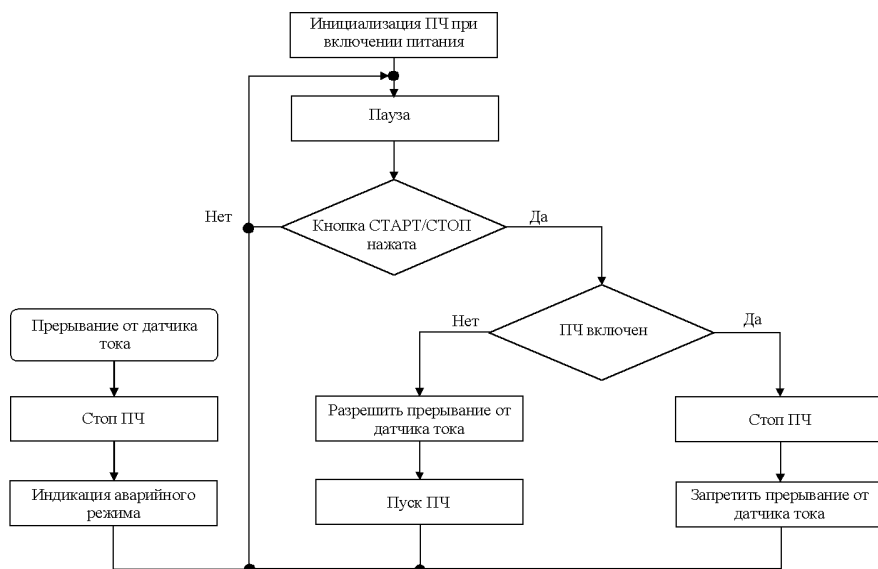


Рисунок 3 – Блок-схема алгоритма программы МК

При возникновении внешнего прерывания МК переходит к выполнению подпрограммы обработки прерывания, в результате чего происходит выдача сигнала запрета работы ГИ на одну из линий ввода/вывода. Это приведет к остановке ГИ и закрыванию силовых ключей. Далее МК переходит к выполнению подпрограммы аварийной индикации в виде мигания светодиода красного свечения. После отключения обработки аварийного режима нажатием кнопки СТАРТ/СТОП ПЧ снова готов к работе. Всего обработка сигнала микроконтроллером занимает 12 тактов процессора, что при частоте 8 МГц составляет 1,5 мкс реального времени.

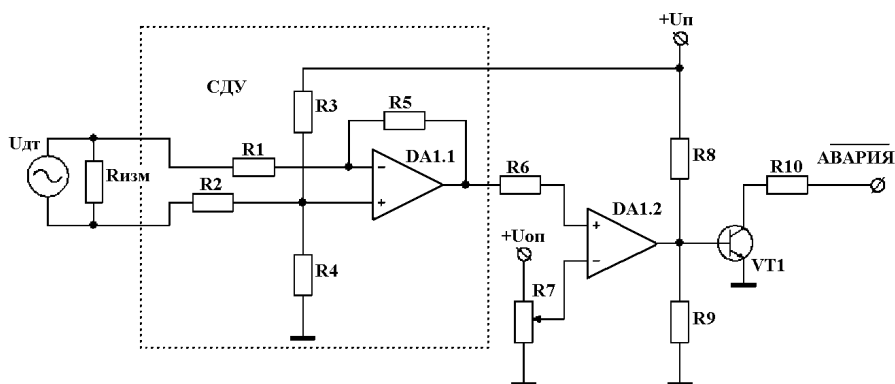


Рисунок 4 – Схема дифференциального усилителя и компаратора для датчика тока

Измеренный временной интервал между моментом превышения током ключа инвертора установленного максимального уровня 14 А и моментом начала его закрывания составляет не более 10 мкс.

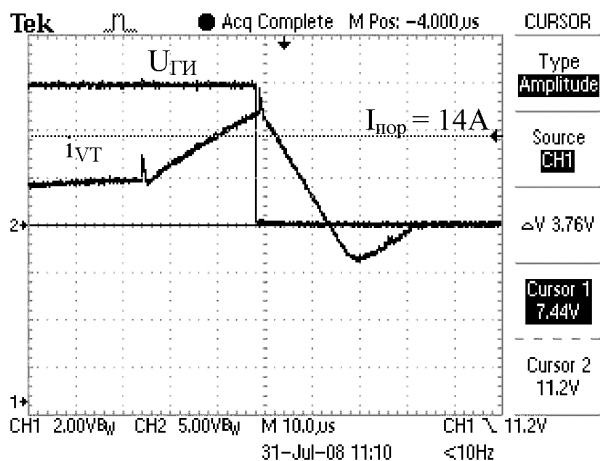


Рисунок 5 – Отключение инвертора при коротком замыкании на выходе ПЧ

На рис. 5 представлена осциллограмма, снятая при испытаниях системы защиты. Пунктирной линией показан пороговый уровень тока $I_{пор}$, равный 14 А. Достижение током ключа инвертора этого уровня вызовет срабатывание системы защиты от КЗ на выходе ПЧ. Сигнал $i_{ВТ}$ снимался с датчика тока, а сигнал $U_{ГТ}$ - с выхода ГИ. Небольшая задержка между спадом импульса $U_{ГТ}$ и началом спада тока $i_{ВТ}$ обусловлена суммой задержки прохождения управляющего импульса через оптрон и задержки в силовом ключе.

Таким образом, созданная система защиты от короткого замыкания на выходе ПЧ обеспечит надежную эксплуатацию ЭРПК, а применение МК упрощает построение системы управления источником питания и дает возможность вводить новые режимы управления за счет изменения только программного кода без принципиальных изменений схемотехники устройства.

Список литературы: 1. www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf. 2. www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2153.pdf. 3. http://www.aeroelectric.com/Mfgr_Data/Misc/Honeywell/CSXN_Series_Current_Transducers.pdf. 4. А.Дж.Пейтон, В.Воли Аналоговая электроника на операционных усилителях – М.: БИНОМ, 1994 – 352 с. 5. <http://www.national.com/ds/LM/LM392.pdf>.

Поступила в редколлегию 01.04.2009.

УДК 004.045:621.396.96

М.Ф.ЛОГВИНЕНКО, канд.техн.наук, НТУ «ХП»;
О.А.СЕРКОВ, докт.техн.наук, НТУ «ХП»;
В.О.КОМПАНИЄЦЬ, НТУ «ХП»

УЗГОДЖЕННЯ ДОВЖИН КОДОВИХ БЛОКІВ ТА ЯКОСТІ ДИСКРЕТНИХ КАНАЛІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

У статті запропоновані методики оптимізації довжин кодових блоків (або їхніх інформаційних частин при фіксованій кількості перевірочних і службових розрядів). Методики приведені для моделі каналу з незалежними помилками (модель дискретного симетричного каналу без пам'яті) і для двопараметричної моделі (канал характеризується частотою бінарних помилок і коефіцієнтом групування помилок). У роботі розглянуті такі критерії: коефіцієнт зниження середньої швидкості передачі даних, середня відносна швидкість передачі, середня довжина безпомилкового інтервалу (у бітах).

The article describes the methods of optimization of code block lengths (or their data portions under fixed number of check and service bits). The methods are given for the model of a channel with independent errors (the model of discrete symmetric channel without memory) and for two channels of parametric model (the channel characterized by the frequency of binary errors and errors bunching factor). The following criteria are reviewed in the article: average transmission speed drop factor, average relative transmission speed, average length of error-free slot (in bits).

Постановка завдання та аналіз літератури. При передачі даних виникає задача обґрунтованого вибору довжини кодових блоків завадостійких кодів. Постановка та вирішення такого роду задачі залежить від декількох чинників, а саме:

- 1) від якості дискретного каналу зв'язку (від параметрів моделі джерела завад) [1];

- 2) від особливостей протоколів передачі даних (дуплекс, напівдуплекс, методи перепиту даних в системах зі зворотним вирішальним зв'язком) [1-3];
- 3) від вибраного критерію ефективності функціонування системи передачі даних [4].

Достатньо традиційна схема вирішення такої задачі – оптимізація за критерієм середньої відносної швидкості: визначається середня відносна швидкість системи, фіксується число перевірочних розрядів, знаходиться математичне сподівання числа передач фрагменту даних як функція якості каналу та параметрів протоколу і знаходиться те значення інформаційної частини кодового блоку, при якому ця функція приймає максимальне значення [2]. При цьому число перевірочних розрядів вибирається виходячи з вимог до вірогідності інформації на виході системи.

Мета роботи – розробка методики оптимізації довжин кодових блоків при різній якості дискретних каналів, різних критеріях ефективності та систематизація таких критеріїв.

Основна частина. При оптимізації довжин блоків може бути два підходи: оптимізується довжина всього блоку n , а потім частина блоку відводиться під службові та перевірочні розряди; фіксується число службових та перевірочних розрядів і оптимізується довжина інформаційної частини блоку. Спочатку розглянемо найпростішу модель каналу – дискретний симетричний канал (ДСК). Позначимо через P_{nn} – імовірність правильного прийому блоку (n, k) – коду. При імовірності спотворення біту p_0 означена імовірність буде визначатись як величина:

$$P_{nn} = (1 - P_0)^n. \quad (1)$$

Математичне сподівання числа суміжних передач блоку до прийому його без спотворень визначається наступним чином:

$$M[\xi] = \sum_{i=1}^{\infty} i(1 - P_{nn})^{i-1} P_{nn} = \frac{1}{P_{nn}}. \quad (2)$$

В такому випадку для критерію оптимізації довжини всього блоку можна вибрати функцію:

$$R = \frac{n}{M[\xi]} = n(1 - P_0)^n. \quad (3)$$

Якщо знайти точку максимуму даної функції, отримаємо наступне значення довжини блоку:

$$n = -\frac{1}{\ln(1 - P_0)}. \quad (4)$$

Якщо оптимізувати довжину інформаційної частини кодового блоку, то

середню відносну швидкість можна представити наступним чином:

$$R = \frac{k}{k+r} (1-P_0)^{k+r}. \quad (5)$$

Після вирішення квадратного рівняння $\frac{dR}{dk} = 0$ маємо:

$$k = -\frac{r}{2} + \sqrt{\frac{r^2}{4} - \frac{r}{\ln(1-P_0)}}. \quad (6)$$

При використанні цього критерію довжина всього блоку визначається наступним чином:

$$n = \frac{r}{2} + \sqrt{\frac{r^2}{4} - \frac{1}{\ln(1-P_0)}}. \quad (7)$$

Довжина кодового блоку при передачі даних не повинна перевищувати довжину без завадового інтервалу (в бітах). При такому критерії довжина блоку визначається так:

$$n = \sum_{j=1}^{\infty} j(1-P_0)^j P_0 = \frac{1-P_0}{P_0}. \quad (8)$$

Ще один критерій, що часто використовується для оцінок пропускної здатності каналу – це максимум ентропії. Будемо розглядати роботу приймача як систему з двома станами: «блок прийнято правильним» та «блок прийнято із завадами». Ентропія максимальна (ентропію обчислюємо на блок даних) при рівно імовірнісних станах, тобто маємо наступне рівняння для визначення довжини блоку:

$$(1-P_0)^n = 1 - (1-P_0)^n, \quad (9)$$

із якого отримуємо вираз для довжини кодового блоку:

$$n = -\frac{\ln 2}{\ln(1-P_0)}. \quad (10)$$

Розглянемо методики оптимізації довжини кодового блоку для випадку, коли джерело завад в дискретному каналі описується розповсюдженою в інженерній практиці двопараметричною моделлю [4].

Якщо в якості критерію взяти функцію:

$$R = n(1-P_0)^{n^{1-\alpha}}, \quad (11)$$

де α – показник групування бінарних завад, що є аналогом формули (3), то довжину блоку n можна визначити за формулою:

$$n = \left(-\frac{1}{(1-\alpha) \ln(1-P_0)} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}}. \quad (12)$$

Для визначення середньої відносної швидкості (аналог формули (5) ви-

користаємо функцію:

$$R = \frac{k}{k+r} \cdot (1-P_0)^{(k+r)^{1-\alpha}}. \quad (13)$$

Довжина інформаційної частини блоку визначається після вирішення квадратного рівняння, що отримано з використанням розкладу показникової функції в ряд Тейлора в околі точки k_0 , яка визначається за формулою (6):

$$k = -\frac{P}{2} + \sqrt{\frac{P^2}{4} - Q}, \quad (14)$$

де:

$$P = \frac{r - k_0 r^\alpha}{1 - \alpha};$$

$$Q = \frac{r^{1+\alpha}}{(1-\alpha)^2 \ln(1-P_0)}.$$

Для отримання аналогу формули (8) скористаємося поняттям еквівалентної завади [5], Позначимо ймовірність еквівалентної завади через P_E . В цьому випадку довжина блоку визначиться за формулою:

$$n = \frac{1 - P_E}{P_E}, \quad (15)$$

де:

$$P_E = 1 - (1 - P_0)^{\left(\frac{P_0}{1-P_0}\right)^\alpha}.$$

Якщо у якості критерію брати максимум ентропії на блок даних, то ми отримаємо рівняння для визначення довжини блоку, що є аналогом формули (9):

$$(1 - P_0)^{n^{1-\alpha}} = \frac{1}{2} \quad (16)$$

з якого отримуємо довжину блоку:

$$n = \left(-\frac{\ln 2}{\ln(1 - P_0)} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}}. \quad (17)$$

Всі наведені вище результати зведемо в табл. 1.

Слід відмітити, що, по-перше, дані співвідношення не залежать від протоколів передачі даних, по-друге, вони справедливі для достатньо довгих повідомлень і також не залежать від довжини всього повідомлення. Розглянемо повідомлення довжиною N біт. Якщо число перевірочних та службових розрядів r зафіксовано, то це повідомлення розбивається на $\frac{N}{n-r}$ блоків даних по n біт.

Таблиця 1 – Критерії оптимізації довжини кодових блоків

Модель ДК	Критерій	Вид критерію	Показник, що оптимізується
ДСК	Коефіцієнт зниження швидкості передачі	$R = n(1 - P_0)^n$	Довжина кодового блоку n
	Середня відносна швидкість	$R = \frac{k}{k + r}(1 - P_0)^{k+r}$	Довжина інформаційної частини блоку k
	Середня довжина інтервалу (в бітах) без завад	Матем. спод. довжини інтервалу $\frac{1 - P_0}{P_0}$	Довжина кодового блоку n
	Максимум ентропії на блок даних	$H = -P_{nn} \log P_{nn} - (1 - P_{nn}) \log(1 - P_{nn})$ $H_{\max} = \frac{1}{2}$	Довжина кодового блоку n
Двопараметрична модель (Пуртова)	Коефіцієнт зниження швидкості передачі	$R = n(1 - P_0)^{n^{1-\alpha}}$	Довжина кодового блоку n
	Середня відносна швидкість	$R = \frac{k}{k + 1}(1 - P_0)^{(k+r)^{1-\alpha}}$	Довжина інформ. частини блоку k
	Середня довжина інтервалу (в бітах) без завад	Матем. спод. довжини інтервалу без завад $\frac{1 - P_E}{P_E}$	Довжина кодового блоку n
	Максимум ентропії на блок даних	$H = -P_{nn} \log P_{nn} - (1 - P_{nn}) \log(1 - P_{nn})$ $H_{\max} = \frac{1}{2}$	Довжина кодового блоку n

Величину $\frac{n-r}{N}$ можна трактувати як ймовірність окремого стану системи, що має $\frac{N}{n-r}$ станів при умові рівно ймовірнісних станів (умова максимальної ентропії). Кількість переданої інформації в блоках – це кількість блоків, помножена на ентропію на блок. Якщо обчислювати ентропію на блок даних із умови максимуму переданої кількості інформації отримаємо рівняння для довжини кодового блоку:

$$(1 - P_0)^n = \frac{n - r}{N}. \quad (18)$$

Функцію $(1 - P_0)^n$ розкладемо у ряд Тейлора в околі точки 0 та візьмемо два члени цього ряду. Після елементарних перетворень отримуємо рівняння для пошуку оптимальної довжини кодового блоку:

$$N + N \ln(1 - P_0) - n = -r, \quad (19)$$

звідки отримуємо вираз для оптимальної довжини блоку:

$$n = -\frac{N + r}{N \ln(1 - P_0) - 1}. \quad (20)$$

Даний підхід можна видозмінити для випадку оптимізації довжини інформаційної частини блоку.

В такому випадку рівняння для визначення K має вигляд:

$$(1 - P_0)^{k+r} = \frac{k}{N}. \quad (21)$$

Методика оптимізації довжин кодових блоків.

Використовуючи такий же прийом, що наведено вище, отримуємо таке значення для оптимальної довжини інформаційної частини блоку:

$$k = -\frac{N(1 - P_0)^r}{N(1 - P_0)^r \ln(1 - P_0) - 1}. \quad (22)$$

Таким чином вирази (20) та (22) характеризують довжини блоку та його інформаційної частини, виходячи з критерію максимуму ентропії на блок з урахуванням і скінченної довжини всього повідомлення. Якщо використати таку методику для двопараметричної моделі, то отримаємо такі співвідношення:

$$n = -\frac{N + r}{N \ln(1 - P_0)(1 - \alpha) - 1}, \quad (23)$$

$$k = -\frac{N(1 - P_0)^{r^{1-\alpha}} \cdot r^\alpha}{N(1 - P_0)^{r^{1-\alpha}} \ln(1 - P_0)(1 - \alpha) - r^\alpha}. \quad (24)$$

Всі наведені вище співвідношення враховують якість прямого каналу зв'язку. При аналізі систем зі зворотним вирішальним зв'язком для врахування якості і зворотного дискретного каналу замість величини P_0 слід підставити величину:

$$P_0^* = P_{01} + P_{02} - P_{01}P_{02}, \quad (25)$$

де: P_{01} , P_{02} – відповідно ймовірності бінарної завади в прямому та зворотному каналах.

Результати розрахунків та їх порівняльний аналіз представлені на рис. 1-10.

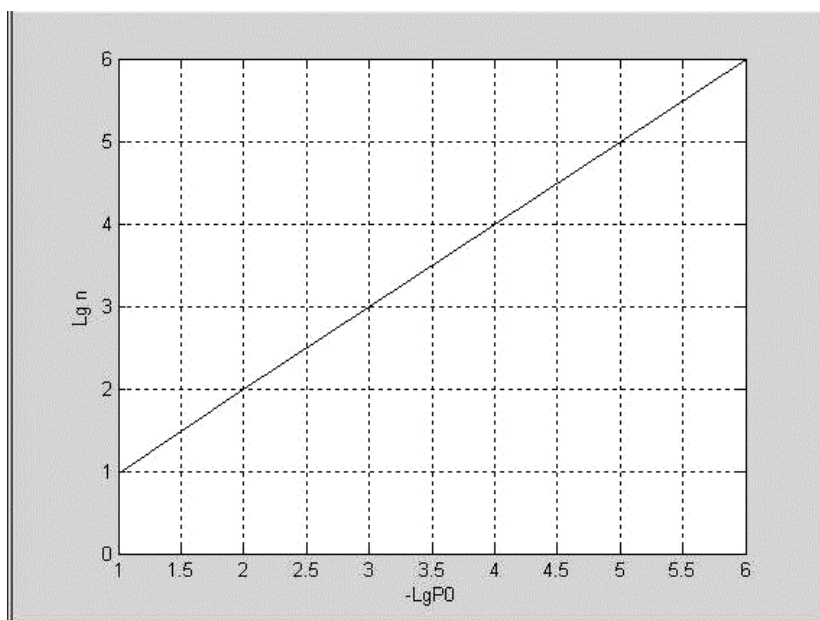


Рисунок 1 – Результати розрахунків за формулою (4)

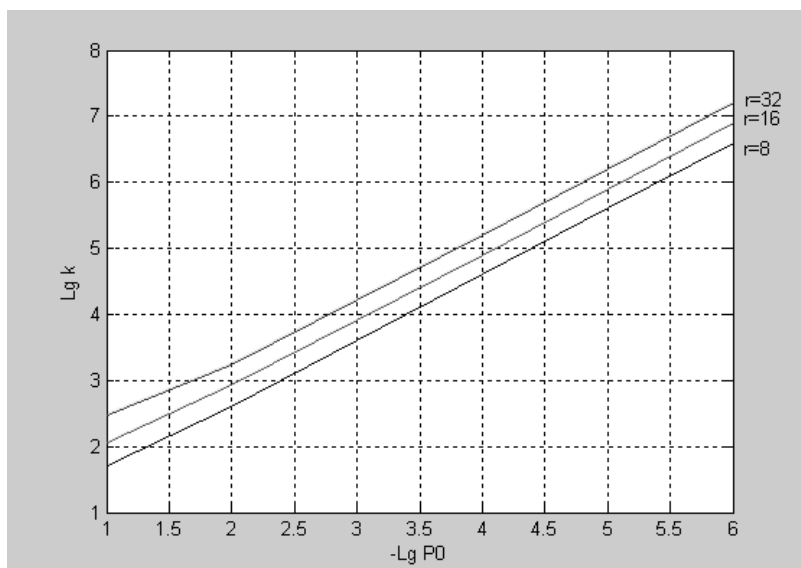


Рисунок 2 – Результати розрахунків за формулою (7)

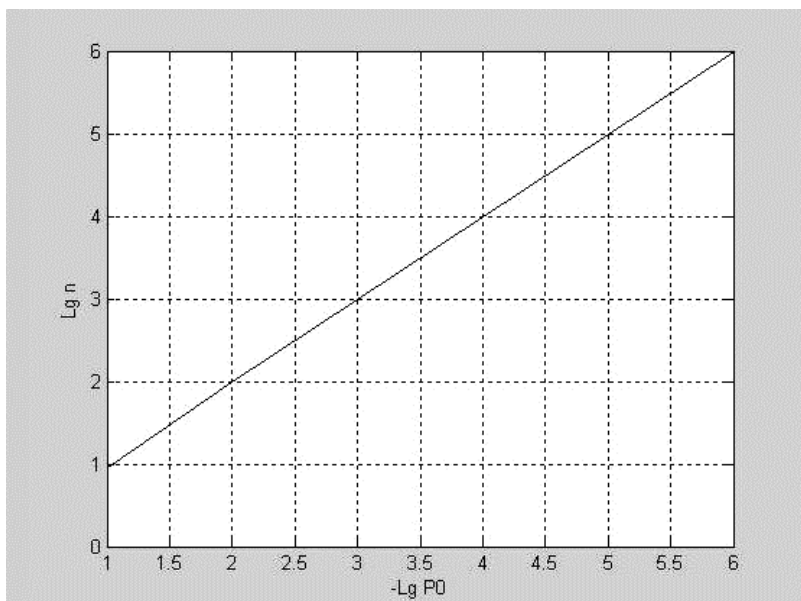


Рисунок 3 – Результати розрахунків за формулою (8)

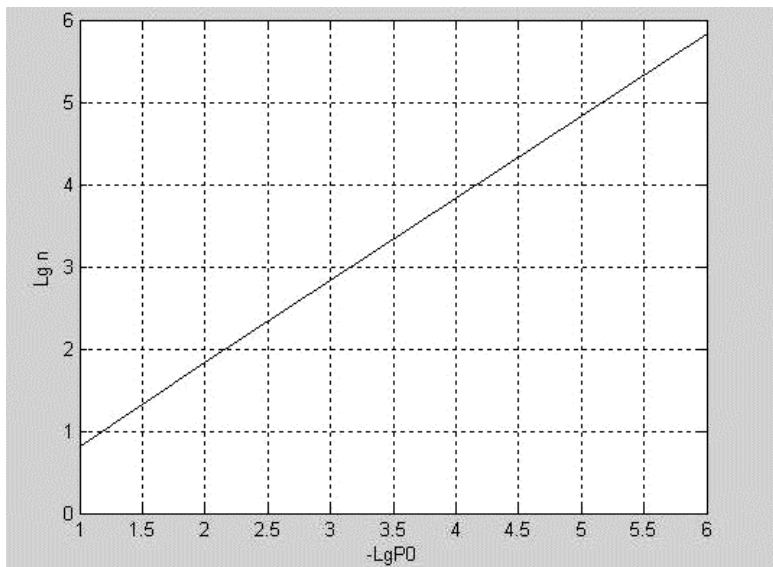


Рисунок 4 – Результати розрахунків за формулою (10)

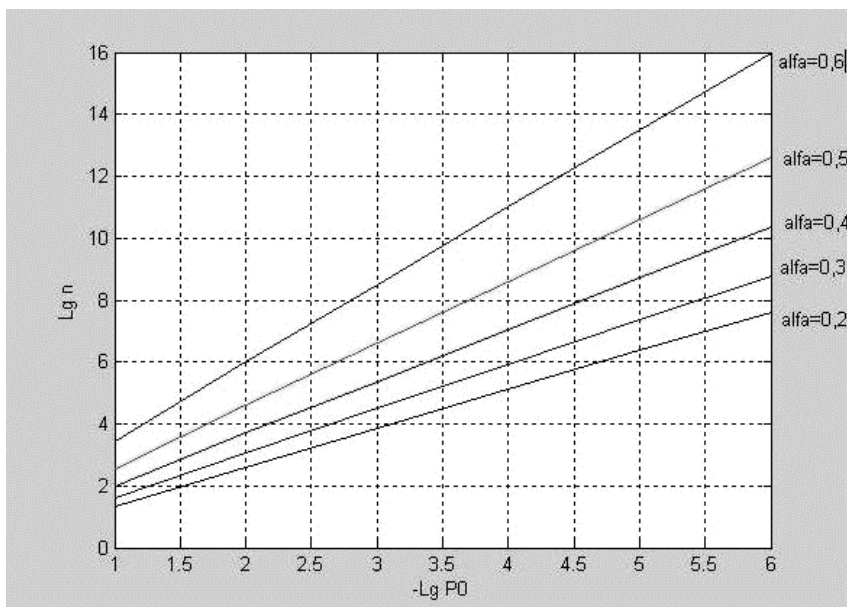


Рисунок 5 – Результати розрахунків за формулою (12)

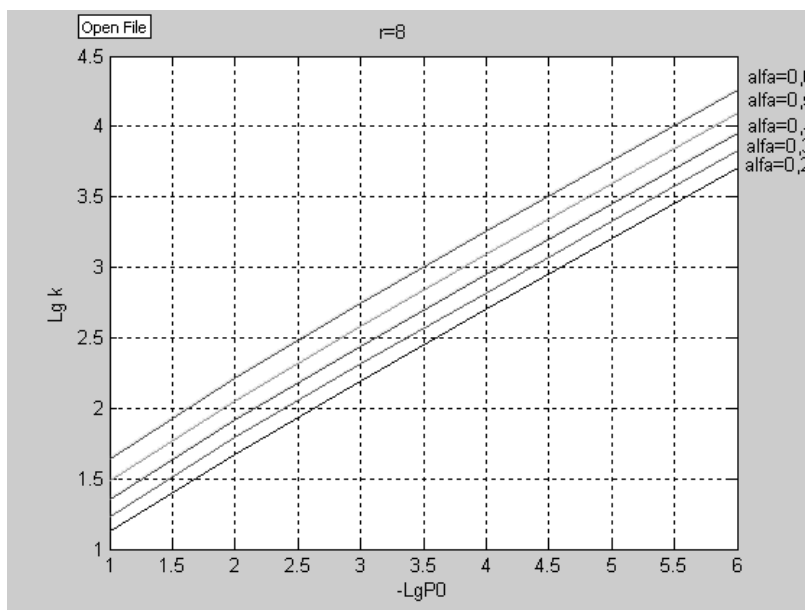


Рисунок 6 – Результати розрахунків за формулою (14) $r = 8$

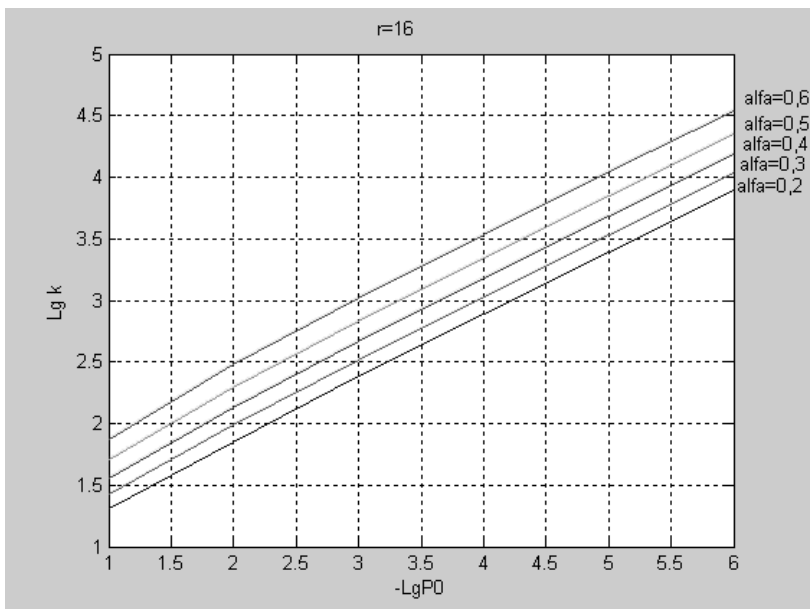


Рисунок 7 – Результати розрахунків за формулою (14) $r = 16$

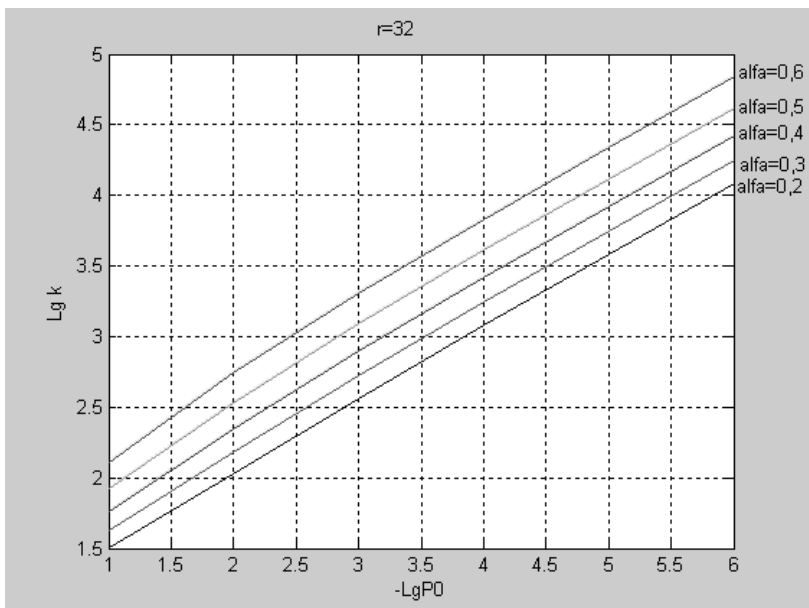


Рисунок 8 – Результати розрахунків за формулою (14) $r = 32$

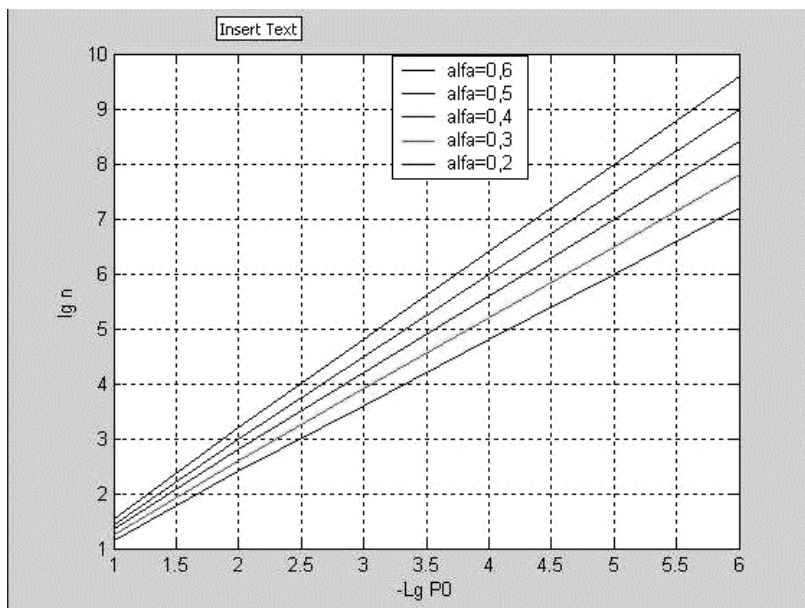


Рисунок 9 – Результати розрахунків за формулою (15)

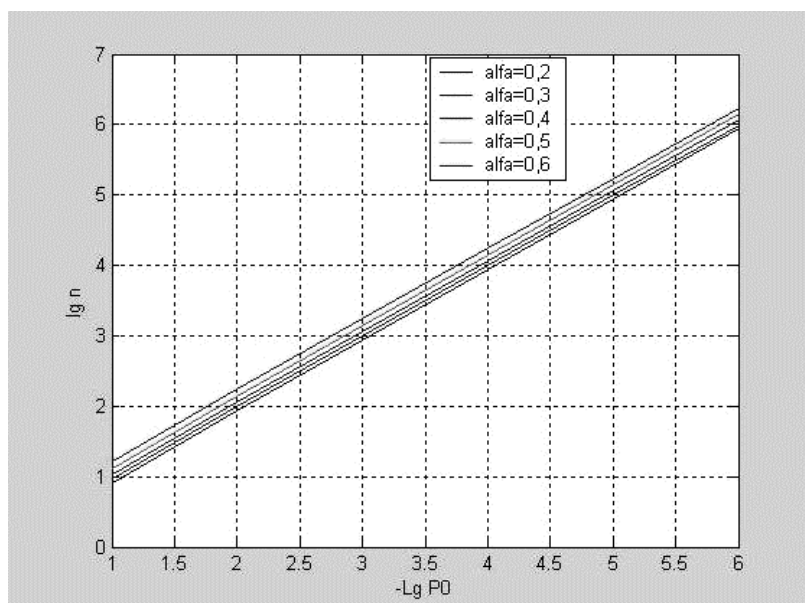


Рисунок 10 – Результати розрахунків за формулою (17)

Порівняльний аналіз.

Узгодження довжини кодових блоків та якості дискретних каналів особливо актуально для каналів погіршеної якості ($P_0 \geq 10^{-2}$) та малих ($\alpha \leq 0,2$). Тому проведено розрахунки при: $P_0 = 10^{-2}$; $\alpha = 0,2$ та $\alpha = 0,6$. Результати розрахунків наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Вираз для оптимізації довжини блоку	
$n = -\frac{1}{\ln(1-p_0)}.$	$n = 99$
$k = -\frac{r}{2} + \sqrt{\frac{r^2}{4} - \frac{r}{\ln(1-P_0)}}.$	$k = 32 \quad n = 48$
$n = \sum_{j=1}^{\infty} j(1-p_0)^j p_0 = \frac{1-p_0}{p_0}.$	$n = 20$
$n = -\frac{\ln 2}{\ln(1-P_0)}.$	$n = 68$
$n = \left(-\frac{1}{(1-\alpha)\ln(1-P_0)} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}}.$	При $\alpha = 0,2 \quad n = 53$ При $\alpha = 0,6 \quad n = 16620$
$k = -\frac{P}{2} + \sqrt{\frac{P^2}{4} - Q};$ $P = \frac{r - k_0 r^\alpha}{1 - \alpha};$ $Q = \frac{r^{1+\alpha}}{(1-\alpha)^2 \ln(1-P_0)}$	При $\alpha = 0,2 \quad k = 96 \quad n = 112$ При $\alpha = 0,6 \quad k = 497 \quad n = 513$
$n = \frac{1-P_e}{P_e}$	При $\alpha = 0,2 \quad n = 248$ При $\alpha = 0,6 \quad n = 1566$
$n = \left(-\frac{\ln 2}{\ln(1-p_0)} \right)^{\frac{1}{1-\alpha}}$	При $\alpha = 0,2 \quad n = 26$ При $\alpha = 0,6 \quad n = 346$

Як видно з даної таблиці довжини кодових блоків, обчислені для каналів з незалежними завадами відрізняються несуттєво. Врахування процесів групування бінарних завад призводить до суттєвого збільшення довжини ко-

дового блоку. Всі наведені критерії в тій чи іншій мірі використовують закон великих чисел, а це означає, що їх використання правомірно при достатньо довгих повідомленнях.

Висновки.

- 1 Для оптимізації довжин кодових блоків можуть застосовуватись різні критерії з урахуванням особливостей протоколів або без, тобто виходячи тільки з моделі джерела завад у дискретного каналі та з урахуванням (або без) реальної довжини повідомлення.
- 2 Якість дискретного каналу, число службових та перевірочних розрядів при оптимізації повинно враховуватись завжди.
- 3 При аналізі систем для передачі довгих повідомлень найбільш доцільним є використання критерію максимуму середньої відносної швидкості.
- 4 При аналізі систем для передачі повідомлень малої та середньої довжини можна користуватись критерієм максимуму ентропії на блок. Це дає змогу обчислювати довжини блоків з урахуванням довжини всього повідомлення.

Список літератури: 1. *Логвиненко, М.Ф.* Оптимізація параметрів багато каскадних блокових кодів для телекомунікаційних систем [Текст] / *М.Ф. Логвиненко* // Наукові записки факультету управління та інформатики НУВС. – Вип. 1. – Харків.: Вид-во Нац. ун-ту внутр. справ, 2005. – С. 78-86. 2. *Логвиненко, Н.Ф.* Оптимизация длин кодовых блоков и пакетов в системах защиты от ошибок с переспросом [Текст] / *Н.Ф. Логвиненко* // Управляющие системы и машины. – К. : 1995. – № 3. – С. 20-23. 3. *Логвиненко, Н.Ф.* Полудуплексный обмен данными по каналам радиосвязи [Текст] / *Н.Ф. Логвиненко* // Техника средств связи. Сер.ТПС. – 1991. – Вип. 4. – С. 45-51. 4. Элементы теории передачи дискретной информации [Текст] / *Л.П. Пуртов, А.С. Замрий, А.И. Захаров, В.М. Охорзин.* – М. : Связь, 1972. – 232 с. 5. *Финк, А.М.* Сигналы. Помехи. Ошибки [Текст] : учебн. пособие / *А.М. Финк.* – М. : Радио и связь, 1984. – 256 с.

Надійшла до редколегії 31.03.2009.

Ю.С.НЕМЧЕНКО, НТУ «ХПИ»;
В.В.КНЯЗЕВ, канд.техн.наук, НТУ «ХПИ»;
И.П.ЛЕСНОЙ, НТУ «ХПИ»;
В.И.КРАВЧЕНКО, докт.техн.наук, проф., НТУ «ХПИ»

ЭТАЛОН ЕДИНИЦЫ МАКСИМАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Для метрологічної атестації і повірки засобів вимірювання великих імпульсних струмів створено джерело стабільних імпульсів струму на базі раніше розробленого і введенного в експлуатацію Еталону імпульсного електромагнітного поля (Еталон РЕМП). Виміряно імпульси струму в елементах Еталону (від 20 А до 1000 А) за допомогою штатного вбудованого зразкового коаксіального вимірювального шунта ШК-50 і експериментально доведено, що форми імпульсів струму й імпульсів електромагнітного поля в Еталоні співпадають, що доводить правильність обраної структури Еталону імпульсів великого струму

For metrological attestation and calibration check of facilities for measuring of large pulsed currents the source of stable pulse current on the base of earlier designed and put into effect Standard of the Pulse Electrical and Magnetic Fields Units (PEMF Standard) is created. Pulses of the current in elements of the Standard (from 20 A to 1000 A) measured with the help of staff built-in exemplary coaxial measuring shunt SHK-50, and is proved experimentally that forms of pulse currents and pulses of the electromagnetic field in Standard coincide that proves correctness of the selected structure of the Standard of large current pulses.

За період с 2002 по 2006 год в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» был создан, метрологически аттестован и введен в эксплуатацию Эталон единиц максимальных значений напряженностей импульсного электрического – вольт на метр (В/м) и магнитного – ампер на метр (А/м) полей (Эталон РЭМП).[1]

Основное назначение Эталона РЭМП – метрологическое обеспечение высоковольтных импульсных испытательных установок (ВИУ) экспериментальной базы (ЭБ) НИПКИ «Молния» – Объекта национального достояния Украины. Одно из основных направлений использования ВИУ – испытания различного рода технических средств однократными импульсными электромагнитными полями (ЭМП) естественного и искусственного происхождения, например, ЭМП молниевых разрядов. Амплитудно-временные параметры (АВП) этих ЭМП по амплитуде электрической составляющей лежат в пределах от 1 до 500 кВ/м, а по времени – от нескольких наносекунд до десятков миллисекунд.

Другое назначение ВИУ – генерирование мощных импульсов напряжения и тока, что необходимо для обеспечения испытаний в области электроэнергетики.

АВП импульсных ЭМП, напряжений и токов измеряются с помощью средств измерительной техники (СИТ) собственной разработки (несколько

десятков типоразмеров). Для метрологической аттестации СИТ высоких напряжений и больших токов в настоящее время создаются Эталоны импульсных напряжений и токов – Эталон ИН и Эталон ИТ.

Эталон РЭМП – это высокостабильный импульсный генератор, создающий в своем рабочем объеме однократные импульсы электрического и магнитного полей. Структурная схема Эталона РЭМП приведена на рис. 1.

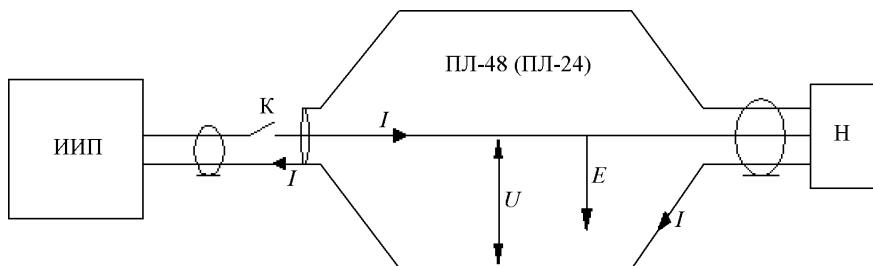


Рисунок 1 – Структурная схема Эталона РЭМП

ИИП – импульсный источник питания; К – коммутатор;
Н – нагрузка; ПЛ-48 (ПЛ-24) – полосковые линии; I – ток; U – напряжение;
 E – напряженность электрического поля

Как видно из структурной схемы, для создания электрических и магнитных полей известных АВП используются закрытые, симметричные, согласованные на конце полосковые линии (ПЛ) ПЛ-48 и ПЛ-24 (48 и 24 – это расстояние между электродами ПЛ в сантиметрах), ко входу которых подсоединяется импульсный источник питания (ИИП).

ИИП создает между электродами ПЛ плоскую электромагнитную волну, АВП токов и напряжений в которой и определяет АВП ЭМП.

Так как для метрологической аттестации СИТ больших импульсных напряжений и токов тоже нужен образцовый источник этих физических величин, то было решено использовать токи и напряжения в ПЛ Эталона РЭМП в качестве образцовых для метрологической аттестации СИТ импульсных напряжений и токов, работа в этом направлении усложнялась тем, что такого рода эталоны отсутствуют.

Поэтому в 2007 году было принято решение создать на базе Эталона РЭМП, работающего в режиме генерации экспоненциальных импульсов с полосковой линией ПЛ-48, Эталон импульсных напряжений и токов.

В этой статье описан только Эталон импульсных токов (Эталон ИТ), основные технические характеристики которого приведены в табл. 1.

В качестве образцового средства измерения больших импульсных токов решено использовать коаксиальный импульсный шунт типа ШК-50 разработки НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ», ранее прошедший метрологическую аттестацию в ГП «Харьковстандартметрология».

Таблица 1

Наименование характеристики	Размерность	Значение
1. Диапазон макс. значений	А	от 20 до 1000
2. Длительность фронта	с	не более $15 \cdot 10^{-9}$
3. Длительность импульса	с	не менее $1,5 \cdot 10^{-4}$

На рис. 2 приведена упрощенная схема формирования и измерения импульсов тока в Эталоне РЭМП.

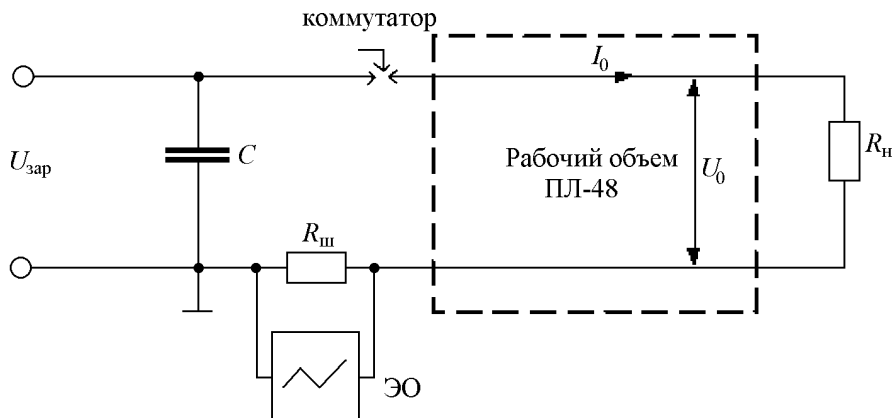


Рисунок 2 – Схема формирования и измерения импульсов тока
 C – емкостной накопитель энергии ИИП, R_n – сопротивление нагрузки ПЛ;
 $R_{ш}$ – сопротивление шунта; ЭО – электронный осциллограф

ШК-50 – это измерительный резистор коаксиальной конструкции, включаемый последовательно в цепь с измеряемым током, и падение напряжения на котором $U_{ш}$, является мерой этого тока. Измеряется $U_{ш}$ осциллографом типа Tektronix 3052B.

Основные метрологические и технические характеристики ШК-50 представлены в табл. 2.

Вычислительными методами математической физики [2] и экспериментально было установлено, что разрядная цепь Эталона РЭМП – согласованная длинная линия без потерь, а это значит, что место включения в эту цепь измерителя тока не имеет существенного значения, лишь бы через шунт протекал весь измеряемый ток. Поэтому шунт был установлен в разрыв оплетки кабеля, соединяющего ИИП с ПЛ-48 (рис. 3).

Шунт установлен возле точки заземления ИИП, что бы исключить попадание на него высокого напряжения.

На рис. 4 приведена типовая осциллограмма тока в Эталоне ИТ при зарядном напряжении 10 кВ.

Таблица 2 – Основные метрологические и технические характеристики ШК-50

Наименование параметра или характеристики	Размерность	Значение
1 Амплитуда импульсов измеряемого тока	кА	от 0,02 до 50
2 Величина активного сопротивления	Ом	$0,024 \pm 10 \%$
3 Время нарастания переходной характеристики, $T_n^{ПХ}$	нс	2
4 Погрешность измерения амплитуды импульсов измеряемых токов	%	0,5
5 Погрешность измерения временных параметров измеряемых токов	%	1
6 Габаритные размеры: – ИКР (высота х диаметр) – ИК (длина)	мм	300×90 10000
7 Масса	кг	3



Рисунок 3 – Конструктивное исполнение включения шунта в цепь разрядного тока Эталона ИТ

Кроме того, в процессе исследований различных режимов работы Эталоны ИТ проведены эксперименты по определению зависимости временных параметров фронта импульсов тока (измеренных ШК-50) и контрольных импульсов напряженности электрического поля в рабочем объеме ПЛ-48 (измеренных штатным измерителем СПЕФВ-ЕК с временем нарастания ПХ 0,128 нс) путем изменения давления азота в коммутаторе Эталоны РЭМП. Давление изменялось от 1 атм до 6,5 атм (номинальное давление для Эталоны РЭМП) с шагом 1 атм. Осциллограммы, полученные в результате данного эксперимента при $U_{зар} = 10$ кВ, показаны на рис. 5.

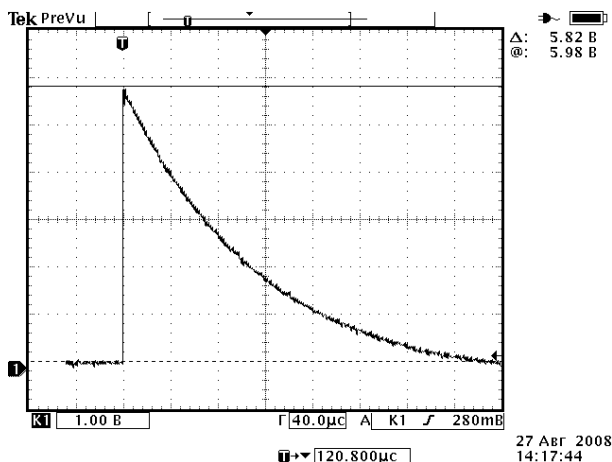


Рисунок 4 – Типовая осциллограмма полного импульса тока в Эталоне ИТ

Из этих осциллограмм видно, что:

1. Длительность фронта обоих импульсов уменьшается от 20 нс (давление 1 атм) до 9 нс (давление 6,5 атм).
2. Нарастающая часть обоих импульсов идентична друг другу, то есть формы импульсов тока и напряженности электрического поля идентичны.

Из этих экспериментов можно сделать вывод, что принятое нами идеологическое решение – использовать Эталоны РЭМП в качестве эталоны импульсного тока (Эталона ИТ) – правильное, и шунт ШК-50 может быть использован в качестве образцового СИТ импульсных токов в Эталоне ИТ.

Вывод: Таким образом, в результате проведенных исследований получен высокостабильный источник больших импульсных токов, который предполагается использовать в качестве Эталоны ИТ (первоначально в качестве эталоны предприятия) для метрологической аттестации и калибровки средств измерения больших импульсных токов.

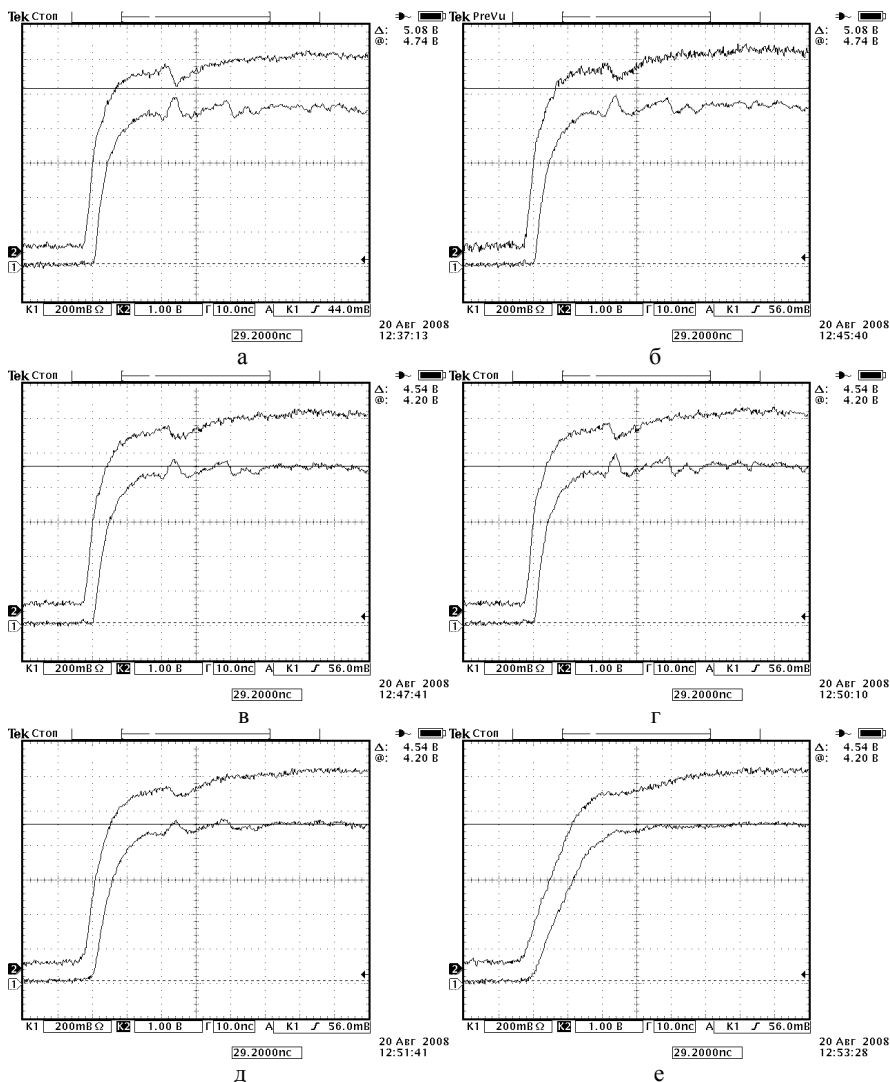


Рисунок 5 – Осциллограммы зависимости длительности фронта импульсов I (K2) и E (K1) от давления в коммутаторе
а – 6,5 атм.; б – 5 атм.; в – 4 атм.; г – 3 атм.; д – 2 атм.; е – 1 атм.

Список литературы: 1. Кравченко В.И., Немченко Ю.С. Исходный эталон Украины импульсных электрических и магнитных полей – цель создания эталона, требования к нему и его конструктивное исполнение // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – № 2. – С. 76-79. 2. Гинзбург С.Г. Методы решения задач по переходным процессам в электрических цепях. – М.: Высшая школа, 1967. – 388 с.

Поступила в редколлегию 16.03.2009.

И.И.ОБОД, докт.техн.наук, НТУ «ХПИ»;

А.Э.ЗАВОЛОДЬКО, НТУ «ХПИ»

СЕТЕВОЕ СОПРОВОЖДЕНИЕ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ЗАПРОСНЫМИ СИСТЕМАМИ НАБЛЮДЕНИЯ ЕДИНОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СЕТИ

Наведено алгоритм супроводження повітряного об'єкту системами спостереження, що запитують при включенні їх в єдину інформаційну мережу з розподіленою обробкою, який, завдяки єдиному координатно-часовому забезпеченню усіх систем мережі, дозволяє об'єднувати данні трасової обробки, та видається з різноманітним темпом, шляхом проведення мережевого супроводу. Розроблені концептуальні основи створення єдиної інформаційної мережі, що запитують.

The algorithm of air object tracking the queries systems of supervision is resulted at including them in a unified information network with the distributed processing, which, due to the single coordinate-time providing of all systems of network, allows to unite information of route processing, given out with a different rate, by conducting of network , tracking. Conceptual bases of unified information network creation of the enquiry supervision systems are developed.

Постановка задания и анализ литературы. Сетевому построению информационных средств уделяется значительное внимание [1-4]. В частности, существующие национальные единые системы контроля использования воздушного пространства, как правило, реализованы на сетевом использовании отдельных информационных средств (программы 968Н, ACCS и др.). Основными задачами этих программ являются объединение в общую сеть существующих систем наблюдения (СН) различных ведомств и централизованное управление этой сетью вышестоящим органом. Объединенная информация сети выдается потребителям. Однако такой принцип организации сети обедняет информационное обеспечение потребителей. Действительно, потребителю часто требуется информация конкретного источника, а не объединенная информация сети. Кроме того, включение отдельных СН в единую информационную сеть (ЕИС) на принципе механического объединения только информации не разрешает проблем отдельных информационных средств, в частности, запросных систем наблюдения (ЗСН). Следует отметить, что переход к зависимому наблюдению, рекомендованного ИКАО, превращает ЗСН из дополняющих в информационном обеспечении потребителей к основным. Это стимулирует поиск новых принципов организации ЕИС, в которой сочеталось бы полное и надежное информационное обеспечение потребителей, а также разрешались проблемы функционирования отдельных информационных средств. Подобные задачи ставятся в [5].

Цель работы – разработка алгоритма сетевого сопровождения ВО ЗСН включенными в ЕИС с распределенной обработкой информации.

Основная часть. Естественная эволюция любых СН приводит к объединению разнородных СН или иных датчиков информации, рассредоточенных на определенном участке контролируемого пространства, в сеть. Такая эволюция мотивируется возможностью слияния большого объема данных, получаемых элементами СН, работающими независимо друг от друга и обладающие до некоторой степени взаимодополняющими возможностями. Задача состоит в точном отображении окружающей обстановки и своевременного обнаружения изменений в ней. Такое сопровождение ВО представляет собой общеизвестную системную концепцию, доказавшую свою полезность при решении как гражданских, так и военных прикладных задач практически во всех развитых государствах.

Кратко рассмотрим преимущества сетевой информационной системы по сравнению с одиночными информационными средствами.

Известно, что соединение нескольких СН линиями связи позволяет расширить зону видимости за пределами максимальной дальности одиночной СН, которая ограничена либо пределами прямой видимости, либо мощностью излучения. Такого результата можно добиться при минимальном перекрытии зон видимости СН, тем самым, сводя к минимуму количество приемных датчиков, развертываемых в заданной области. Однако объединение в сеть СН и с перекрывающимися зонами видимости связано также с рядом преимуществ. Одно из преимуществ состоит в увеличении вероятности обнаружения в пределах некоторого интервала времени, которое обеспечивается ЕИС, по сравнению со случаем разрозненных СН, при этом снижается вероятность срыва сопровождения. Как вариант, при заданной вероятности срыва сопровождения, вероятность обнаружения для каждой сетевой СН может быть снижена относительно случая разрозненных СН. Это подразумевает снижение мощности передатчиков и, следовательно, снижение стоимости каждой из отдельных СН. В зависимости от типа прикладной задачи, объединение СН в сеть может оказаться более удобным, чем одиночная СН, которая и обладает высокой мощностью и высокой скоростью выдачи данных.

Среди прочих преимуществ, можно упомянуть надежность и непрерывность сопровождения при переходе наблюдения между соседними СН и повышение точности сопровождения ВО.

Сетевая СН обеспечивает более высокий темп выдачи данных потребителю, при соответствующем уменьшении ошибок фильтрации. Сетевая структура, позволяющая учитывать матрицу точности измерений, поступающие от двух или более СН, повышает точность сетевой системы в целом в сравнении со случаем комбинирования данных путем простого усреднения. В этом случае точность координат, выдаваемых потребителю, повышается пропорционально корню квадратному числа используемых СН. Лучшие результаты может дать метод комбинирования, при котором координатные данные по каждому ВО подвергается весовой обработки, в соответствии с их

точностными показателями.

Еще одним преимуществом сетевых систем является их более высокая помехоустойчивость к естественным и преднамеренным помехам. Кроме того, высоту ВО и суммарный вектор скорости можно оценить, соответствующим образом комбинируя данные измерений, выдаваемых отдельными СН сети. При объединении в сеть обеспечиваются расширенные возможности реконфигурации системы в случае возникновения отказов в работе отдельных СН. Тем самым достигается большая надежность обзора контролируемого воздушного пространства.

Преимуществами сетевого построения можно воспользоваться, лишь при условии успешного решения целого ряда технических проблем, а именно:

- манипулирования данными при переменной скорости их поступления и с неравной точностью;
- предотвращения дробления отметки от ВО, порождаемого ошибками при преобразовании координат, обусловленной кривизной земной поверхности и отсутствием данных о высоте;
- необходимости задавать синхронизацию и организацию данных независимо от частоты сканирования отдельных СН и азимутального положения.

Главная функция сети состоит в пересылке данных, выдаваемых различными информационными средствами потребителю, который комбинирует информацию для того, чтобы обеспечить сетевое сопровождение. При такой реализации сети совокупность СН осуществляет обнаружение и измерение координат ВО с различным темпом выдачи данных и различными показателями качества обнаружения и измерения координат. По линиям связи данные пересылаются к потребителю, который выполняет функции сопровождения, прогнозирования траектории полета ВО, корреляцию, сглаживание траекторий и преобразование координат, получаемых по данным измерений, выдаваемых рассредоточенными информационными источниками, к опорной системе координат потребителя.

В зависимости от степени используемой обработки данных, сетевые ЗСН можно дополнительно классифицировать как распределенные или централизованные. Распределенная архитектура характеризуется тем, что на каждой ЗСН осуществляется первичная и вторичная обработка информации. Локальные данные слежения затем выдаются потребителям, в аппаратуре обработки которого данные объединяются, с целью установления единого многостанционного слежения за каждым ВО. Такая структура сети наиболее целесообразна при объединении существующих ЗСН в ЕИС [6-9]. В централизованной архитектуре используется единый процессор обработки данных. Такая структура сети может быть рекомендована при расположении ЗСН в ограниченном пространстве, например, СН ближней и дальней зоны информационного обеспечения управления полетами авиации ВС.

В ИС с распределенной или централизованной обработкой информации данные или потребителю или на пункт совместной обработки поступают с различным темпом. Так как обзор пространства отдельных ЗСН не синхронизирован, то объединение информации в ИС с распределенной обработкой информации потребителей осуществляется путем проведения третичной обработки информации. В ИС с централизованной обработкой информация с СН поступает с переменной скоростью и различной точностью, что требуется учитывать при построении аппаратуры вторичной обработки. Именно эти обстоятельства требуют снабжать координатную информацию временем ее получения, что позволяет согласовать процесс фильтрации траектории. Покажем это.

Предположим, что имеется два датчика информации темп обзора пространства, которых различен. В каждом из источников информации имеется своя шкала времени, организованная, например, с помощью GPS приемников, характеризующаяся временным процессом T_{ij} , где индексом i обозначается номер источника получения информации ($i = 1, 2$), а j – дискретное время получения информации. Будем считать, что потребитель информации расположен в первом датчике информации. Предположим, что по $j = k$ предыдущим измерениям в аппаратуре потребителя получена результирующая оценка вектора состояния $\hat{W}_k(T_{1k})$ с соответствующей матрицей точности $\bar{C}_k$.

При получении текущей оценки вектора состояния, например от второго датчика в момент времени $k+1$ $\hat{W}_{y(k+1)}(T_{2(k+1)})$ с матрицей точности $\bar{C}_{y(k+1)}$, по данным результирующей оценки вектора состояния и матрице точности на k -ом шаге осуществляется вычисление априорного распределения на этот шаг измерений. Этому распределению соответствует $\hat{W}_{o(k+1)}(T_{1(k+1)})$ и $\bar{C}_{o(k+1)}$, то есть осуществляется прогнозирование вектора состояния и матрицы точности на момент времени получения текущей оценки вектора состояния. Результирующую оценку вектора состояния и матрицу точности на момент времени $k+1$ можно записать как

$$\begin{aligned} \hat{W}_{k+1}(T_{1(k+1)}) &= \hat{W}_{o(k+1)}(T_{1(k+1)}) + \bar{C}_{k+1}^{-1} \bar{C}_{y(k+1)} \times \\ &\times \left[\hat{W}_{y(k+1)}(T_{2(k+1)}) - \hat{W}_{o(k+1)}(T_{1(k+1)}) \right] \\ \bar{C}_{k+1} &= \bar{C}_{o(k+1)} + \bar{C}_{y(k+1)}. \end{aligned}$$

В дальнейшем процедура повторяется. Таким образом, получается рекуррентное правило, позволяющее последовательно во времени производить фильтрацию траектории ВО при получении измерений от датчиков информации с различным темпом выдачи информации.

Как следует из вышеизложенного, рассмотренный алгоритм фильтрации отличается от известных тем, что прогнозирование вектора состояния и матрицы точности осуществляется после получения новых измерений, имеющих время их получения. Вот на этот момент времени и осуществляется прогнозирование вектора состояния и матрицы точности.

Вышеизложенное позволяет сделать вывод, что при построении ЕИС необходимо осуществить единое координатно-временное обеспечение (КВО) ЗСН, входящих в сеть, с требуемыми точностными показателями. В зависимости от точностных показателей КВО информационных средств ЕИС можно классифицировать как сеть, реализованную на несинхронном (плзиохронном) и синхронном принципах.

Несинхронный принцип организации сети требует временного обеспечения ЗСН с точностью, составляющую доли времени наблюдения ВО. Это позволяет синхронизировать потоки информации в сети с распределенной обработкой, обеспечить фильтрацию траектории ВО по информации различных источников с различным темпом выдачи информации.

Синхронный принцип организации сети, базирующийся на создании единой шкалы времени (ШВ) всех ЗСН, входящих в сеть, с точностью, составляющем доли микросекунд. Это позволяет согласовать процессы получения и обработки информации в разрозненных информационных средствах, и предопределяет разрешение технических противоречий, практически не решаемых в существующих ЗСН.

Следует заметить, что в состав ЕИС могут входить (и должны) датчики с взаимодополняющими характеристиками. Реализация сети на синхронном принципе позволяет реализовать многопозиционные информационные системы с кооперативным приемом сигналов. Перспективным является включение в эту сеть информации многопозиционной системы с внешним, в частности, телевизионным подсветом. Многодатчиковая концепция организации ЕИС уже используется при решении некоторых гражданских и военных прикладных задач. Бесспорным преимуществом объединения в сеть различных типов датчиков является повышенная надежность обзора и более четкая оценка окружающей обстановки.

Следовательно, объединение существующих запросных СН в ЕИС на несинхронном принципе позволяет:

- исключить третичную обработку при сетевом сопровождении ВО;
- повысить вероятность объединения;
- существенным образом повысить помехоустойчивость запросных СН, реализованных на сетевом принципе;
- повысить качество идентификации ВО.

Выводы. На основании вышеизложенного можно заключить, что концептуальными основами создания ЕИС на базе запросных СН, в которой мо-

жет быть реализовано надежное информационное обеспечение потребителей и разрешены противоречия отдельных информационных средств должны быть:

- единое координатно-временное обеспечение всех информационных средств сети с требуемыми показателями качества;
- распределенная обработка информации в информационных средствах сети;
- свободный, но контролируемый, доступ потребителя к требуемому источнику информации.

Список литературы: 1. Lok J.J. C² for the air warrior // Jane's International Defense Review. – October 1999. – V. 2. – P. 53-59. 2. Farina A., Studer F.A. Radar Data Processing Introduction and Tracking. Vol.1. Research Studies Press. Letch worth England. 1985. – P. 121-123. 3. Теоретичні основи побудови заводо захищених систем інформаційного моніторингу повітряного простору / В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А. Жуков, І.І.Обод, І.О. Романенко. – Киев, МОУ, 2004. – 271 с. 4. Комплексне інформаційне забезпечення систем управління польотами авіації та протиповітряної оборони / В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А. Жуков, І.І.Обод, І.О. Романенко. – Киев, МОУ, 2004. – 342 с. 5. Постанова Кабінету Міністрів України від 17 вересня 2008 р. № 834. 6. Синтез оптимального виявлювача траєкторій повітряних об'єктів за даними запитних систем спостереження єдиної інформаційної мережі / Обод І.І., Заволодько Г.Е. // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск: Інформатика і моделювання. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. – № 49. – С. 114-120. 7. Обод І.І., Заволодько А.Э. Синтез квазиоптимального обнаружителя трасс воздушных объектов запросными системами наблюдения единой информационной сети // Системы обработки информации. – Харьков. – 2009. – Вып. 2(76). – С.96-98. 8. Заволодько А.Э. Сравнительный анализ качества обнаружения трасс воздушных объектов запросными системами наблюдения единой информационной сети // Системы управления, навигации та зв'язку. – Харьков. – 2009. – Вып. 1(9). – С. 38-41. 9. Обод І.І. Заволодько Г.Е. Спосіб мережної обробки інформації спільних інформаційних систем // Патент № 35887 від 23.04.08.

Надійшла до редколегії 31.03.2009.

УДК 004.045:621.396.96

І.І.ОБОД, докт.техн.наук, НТУ «ХПІ»;
М.Ю.ОХРИМЕНКО, НТУ «ХПІ»

ВИМІРЮВАННЯ ВИСОТИ ПОЛЬОТУ ПОВІТРЯНОГО ОБ'ЄКТУ В ЄДИНІЙ ІНФОРМАЦІЙНІЙ МЕРЕЖІ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ З РОЗПОДІЛЕНОЮ ОБРОБКОЮ ІНФОРМАЦІЇ

Розглянуто можливість виміру висоти польоту літального апарата за вимірами похилої дальності. Проведено математичне моделювання чутливості вимірювання висоти літального апарата до помилок синхронності формування часу приймальних пунктів. Розглянуто залежність чутливості вимірювання висоти від геометрії розташування приймальних пунктів. Висунуто вимоги щодо синхронності шкал часу при вимірюванні висоти.

Possibility of determination of aircraft height is considered by measuring of slant range is considered. Mathematical modeling of sensitivity of measuring of aircraft height is conducted to the errors in synchronism of forma-sensitivity of receiving points time was carried out. Dependence of sensitivity of measuring height on geometry of disposition of receiving points is considered. Requirements to synchronism of time scales in height measurement are proposed .

Постановка завдання та аналіз літератури. У відповідності до державної цільової науково-технічної програми створення державної інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами (зв'язок, навігація, спостереження) затвердженою постановою Кабінету Міністрів України від 17 вересня 2008 р. № 834 в Україні планується проведення ряду заходів щодо створення інтегрованої інформаційної системи з метою наближення розвитку транспортної галузі України до світового рівня на основі використання сучасних інформаційних технологій.

У роботі [1] обговорюється можливість реалізації подібної системи у вигляді єдиної інформаційної мережі (ІМ) систем спостереження (СС). Створення такої ІМ дозволяє отримати ряд переваг у інформаційному забезпеченні споживачів [1,2,3]. Перехід до синхронної мережі (СМ) систем спостереження, як показано у зазначених роботах, дозволяє здійснити кооперативний прийом сигналів та розподілену обробку інформації. Одночасне вимірювання дальності до повітряного об'єкту, що спостерігається, дозволяє вимірювати висоту польоту ПО, що значно покращує інформаційне забезпечення користувачів. Однак відомо [4,5], що точність вимірювання висоти польоту ПО у цьому випадку залежатиме як від точності вимірю похилої дальності, так і від точності часового забезпечення [3]. Крім того, слід зазначити, що геометрія інформаційної мережі при вимірі висоти польоту ПО, тобто геометричний фактор, має вплив у результатуючу точність вимірю. Розглянемо геометричний фактор при вимірі висоти польоту ПО за даними вимірю похилої дальності, на основі якого можливо розробити вимоги до потрібної точності формування шкал часу на приймальних пунктах СМ.

Мета роботи – розробка вимог щодо синхронності шкал часу в єдиній синхронній інформаційній мережі СС при вимірюванні висоти польоту ПО.

Основна частина. Використання вимірів похилої дальності до ПО декількох пунктів СМ дозволяє вимірювати висоту польоту об'єкта, що дозволяє підвищити інформаційні можливості сучасних СС.

Розглянемо СМ, що складається з n пунктів. Для первинної СС це буде n наземних приймальних пунктів, один із яких випромінюючий, а для вторинної СС – це $n-1$ наземних приймальний пункт і один випромінюючий відповідач ПО. З вищевикладеного випливає, що обидві задачі ідентичні.

Припустимо, що з ПО в момент часу $T_n(t)$ відбувається випромінювання сигналу ідентифікації ПО. Припустимо також, що є чотири наземні

приймальні пункти. Отже, у кожному із приймальних пунктів у момент часу $T_i(t)$ ($i=0, \dots, 3$) здійснюється приймання сигналу ідентифікації. Вважаючи шкали часу, формовані в пунктах системи, високо стабільними можна виключити залежність часових процесів від t . Таким чином, час прибуття сигналу ідентифікації в кожний із приймальних пунктів можна записати як

$$T_i = T_u + R_i / c .$$

Віднімаючи час прибуття в базовий пункт обробки (вважаємо його нульовим) від часу інших приймальних пунктів можна записати

$$R_i - R_0 = c(T_i - T_0) = r_i, \quad i=1,2,3 .$$

Виходячи з геометрії розташування приймальних і випромінюючого пунктів, можна записати

$$R_0^2 = x^2 + y^2 + z^2, \quad R_i^2 = (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2 . \quad (1)$$

З (1) можна одержати

$$R_i^2 - R_0^2 = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2 - 2(x_i x + y_i y + z_i z) . \quad (2)$$

Використовуючи (1) і (2) можна записати

$$R_i^2 - R_0^2 = (R_i - R_0)(R_i + R_0) = (r_i + 2R_0)r_i . \quad (3)$$

Підставляючи (3) у (2) і здійснюючи перестановку одержуємо

$$2(x_i x + y_i y + z_i z + r_i R_0) = x_i^2 + y_i^2 + z_i^2 - r_i^2 . \quad (4)$$

Потрібно оцінити вплив помилок часової синхронізації пунктів приймання на вимірювання висоти, тобто координати z . Окреме диференціювання (4), з урахуванням $T_{i,j} = 0,1,2,3$, дозволяє записати

$$2(x_i dx/dT_j + y_i dy/dT_j + z_i dz/dT_j + r_i dR_0/dT_j + R_0 dr_i/dT_j) = 2r_i dr_i/dT_j . \quad (5)$$

Використовуючи результати диференціювання (5) можна записати

$$\begin{vmatrix} x & y & z & -R_0 \\ x_1 & y_1 & z_1 & r_1 \\ x_2 & y_2 & z_2 & r_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 & r_3 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} dx/dT_0 & dx/dT_1 & dx/dT_2 & dx/dT_3 \\ dy/dT_0 & dy/dT_1 & dy/dT_2 & dy/dT_3 \\ dz/dT_0 & dz/dT_1 & dz/dT_2 & dz/dT_3 \\ dR_0/dT_0 & dR_0/dT_1 & dR_0/dT_2 & dR_0/dT_3 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ R_1 & -R_1 & 0 & 0 \\ R_2 & 0 & -R_2 & 0 \\ R_3 & 0 & 0 & -R_3 \end{vmatrix} \quad (6)$$

Якщо вираз (6) записати як $\vec{D}\vec{A} = \vec{R}$ то його рішення є

$$\vec{A} = \vec{D}^{-1}\vec{R} . \quad (7)$$

Отже для обраного розташування приймальних пунктів СМ і позиції ПО матриці $\vec{D}$ і $\vec{R}$ відомі і вираз (7) можна розв'язати.

Як випливає з (7) третій ряд оціненої матриці $\vec{A}$ являє собою чутливість вимірювання висоти ПО до помилок як вимірю похилої дальності, так і синхронності формування шкал часу приймальних пунктів. Якщо всі виміри похилої дальності та часові інтервали однаково чуттєві до помилок формування СМ, то сума квадратичних помилок являє собою загальне значення геомет-

ричного фактора.

Розрахунки чутливості вимірювання висоти, нормованої на швидкість світла, наведені на рис. 1 – 4. Розрахунки проводились для випадку фіксованої висоти ПО $z = 5000$ м та трикутного розташування наземних приймальних пунктів у точках з координатами:

- 1) рис. 1 – $(0; 50 \cdot 10^3)$, $(50 \cdot 10^3; -50 \cdot 10^3)$, $(-50 \cdot 10^3; -50 \cdot 10^3)$;
- 2) рис. 2 – $(0; 100 \cdot 10^3)$, $(100 \cdot 10^3; -100 \cdot 10^3)$, $(-100 \cdot 10^3; -100 \cdot 10^3)$;
- 3) рис. 3 – $(0; 150 \cdot 10^3)$, $(150 \cdot 10^3; -150 \cdot 10^3)$, $(-150 \cdot 10^3; -150 \cdot 10^3)$;
- 4) рис. 4 – $(0; 200 \cdot 10^3)$, $(200 \cdot 10^3; -200 \cdot 10^3)$, $(-200 \cdot 10^3; -200 \cdot 10^3)$.

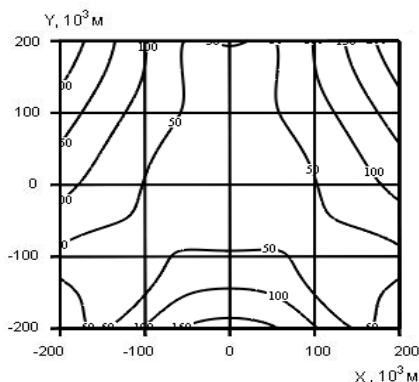


Рисунок 1 – Чутливість вимірювання висоти ПО

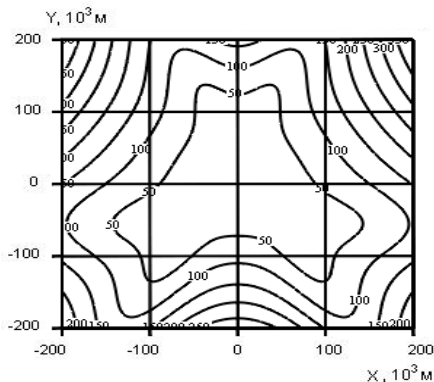


Рисунок 2 – Чутливість вимірювання висоти ПО

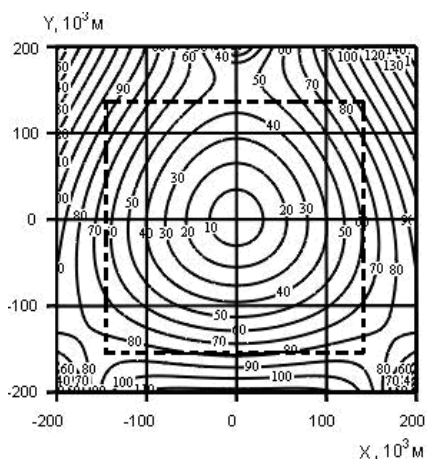


Рисунок 3 – Чутливість вимірювання висоти ПО

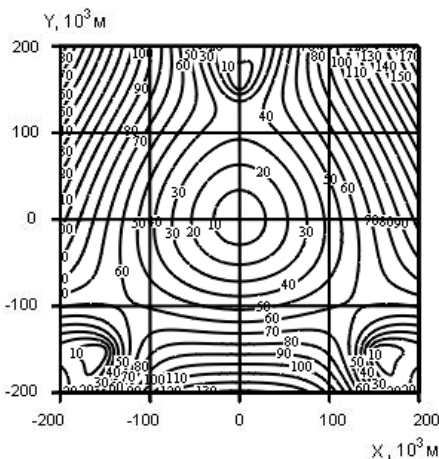


Рисунок 4 – Чутливість вимірювання висоти ПО

З рисунків видно, що чутливість вимірювання висоти залежить від геометрії розташування приймальних пунктів синхронної мережі систем спостереження. При збільшенні відстані між пунктами прийому – зростає площа, що охоплена кривими рівної чутливості.

Для визначення необхідної точності синхронізації шкал часу приймальних пунктів при вимірюванні висоти ПО потрібно урахувати, що сумарна похибка вимірю похилої дальності визначається як

$$\sigma_{d\Sigma} = \sqrt{\sigma_d^2 + \sigma_{ch}^2},$$

де σ_{ch}^2 – дисперсія похибки синхронності формування шкал часу приймальних пунктів СМ, перерахована у дальність, σ_d^2 – дисперсія похибки вимірю похилої дальності, котра визначається як $\sigma_d^2 \approx \left(\frac{c\tau_c}{q} \right)^2$, де τ_c – тривалість сигналу, який використовується у СМ, q – відношення сигнал/шум на прийальному пункті.

Можливо показати, що при використанні рівної ваги у складовій точності вимірю дальності, а отже і у вимірі висоти польоту ПО, точність синхронності шкал часу приймальних пунктів складає десятки нС, що досягається сучасними засобами зв'язку часу.

Висновки. Використання наведеної методики дозволяє висувати вимоги щодо синхронності шкал часу в єдиній синхронній інформаційній мережі систем спостереження при вимірюванні висоти ПО.

Список літератури: 1. Комплексне інформаційне забезпечення систем управління польотами авіації та протиповітряної оборони // *В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А.Жуков, І.І.Обод, І.О.Романенко.* – К.:МОУ, 2004. – 342 с. 2. Теоретичні основи побудови заводозахисних систем інформаційного моніторингу повітряного простору / *В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А.Жуков, І.І.Обод, І.О.Романенко.* – К.: МОУ, 2004. – 271 с. 3. *Обод І.І., Заволодько Г.Е., Охрименко М.Ю.* Єдине координатно-часове забезпечення як основа розв'язування протиріч інформаційної мережі систем спостереження // *Вестник НТУ «ХПІ».* – Харьков, НТУ «ХПІ». – 2008. – Вып. 24. – С. 113-119. 4. *Фарина А., Студер Ф.* Цифровая обработка радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1993. – 320 с. 5. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 415 с. 6. Патент на корисну модель, № 31507 (UA). Спосіб інформаційного забезпечення керування польотами авіації / *І.І.Обод, М.Ю.Охрименко.*

Надійшла до редколегії 31.03.2009.

І.І.ОБОД, докт. техн. наук, НТУ «ХПІ»;

О.О.ТЮРІН, НТУ «ХПІ»

ЗАВАДОЗАХИЩЕНІСТЬ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ, ЩО ЗАПИТУЮТЬ ЄДИНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ З РОЗПОДІЛЕНОЮ ОБРОБКОЮ

Приводиться аналіз завадостійкості та скритності існуючих запитальних систем спостереження єдиної інформаційної мережі з розподіленою обробкою. Показано, що існуючі запитальні системи спостереження мають незначну завадостійкість при дії навмисних корельованих завад та малу енергетичну скритність, обумовлену використанням інтервально-часових кодів у якості сигналів запиту і відповіді. Аналізується можливість використання широкосмугових сигналів у якості сигналів запиту і відповіді.

Noise-immunity and hiding of existent query systems of supervision of unified information network with the distributed processing is brought. It is rotined that the existent query observing systems have insignificant noise-immunity at the action of the intentional correlated noise and small power hiding, conditioned by the use of interval-timecode as query and answer signals. Possibility of the use of broadband signal is analysed as query and answer signals

Постановка завдання та аналіз літератури. Рішення задач, які стоять перед користувачами системи контролю використання повітряного простору багато в чому визначається інформаційним забезпеченням. Основою інформаційного забезпечення є первинні системи спостереження (СС). Однак інформаційними системами що забезпечують, а іноді й основними інформаційними системами, є системи спостереження, що запитують, яки призначені для рішення наступних задач:

- визначення координат повітряного об'єкту (ПО);
- одержання додаткової польотної інформації, необхідної для контролю і керування польотами і наведення ПО;
- ідентифікації ПО за ознакою «свій-чужий»;
- диспетчерського опізнання ПО.

Оцінка завадостійкості існуючих СС, що запитують достатньо повно розглянута у роботах [1-3]. Однак питанням завадозахищенності СС, що запитують не приділено достатньо уваги.

Мета роботи – оцінка завадозахищенності існуючих та перспективних СС, що запитують.

Основна частина. СС, що запитують, утворені запитувачем та відповідачем, побудовані за принципом несинхронної мережі, одноканального пристрою обслуговування першого правильно прийнятого сигналу запиту (СЗ) і відкритих систем масового обслуговування (СМО) з відмовами. Така побу-

дова останніх відкриває широкі можливості зацікавленій стороні по несанкціонованому використанню відповідачів цих систем для дальнього виявлення ПО, а також для повної паралізації шляхом постановки корельованих завад (КЗ) необхідної інтенсивності. Можливість зниження завадостійкості СС, що запитують зацікавленою стороною обумовлена тим, що відповідач має час паралізації, який дуже суттєвий при роботі у імітостійкому режимі. Дійсно, принцип побудови існуючих СС, що запитують виключив як часові так і просторові розходження між корисними та імітованими СЗ. При роботі відповідача тільки в полі дії своїх СС, що запитують, що створюють внутрішньосистемні завади (ВСЗ), коефіцієнт готовності (КГ) відповідача завжди менше одиниці. Під КГ відповідача розуміється імовірність відповіді на запит конкретного запитувача, що є ні чим іншим як відносною пропускну здатністю відповідача. КГ відповідача залежить від інтенсивності потоку СЗ, утвореного потоком СЗ від сусідніх СС, що запитують, потоком навмисних КЗ (імітовані завади), а також потоком ЗС, що утворився з потоку навмисних і ненавмисних некорельованих завад. Рівень ВСЗ може контролюватися і цим, отже, обмежується граничне зменшення КГ відповідача. Створення зацікавленою стороною навмисних КЗ, яке неможливо контролювати, може цілком паралізувати відповідач і цим істотно знизити завадостійкість СС, що запитують.

У якості сигналів відповіді (СВ) СС, що запитують використовуються інтервально-часові та часово-частотні коди, які утворюються декілька вузькосмуговими сигналами на одній чи двох несучих частотах, часова відстань між якими і є кодом СВ. Використання вузькосмугових сигналів, відомих несучих частот, апріорно відомих часових розстановок імпульсів СВ та наявність слабкоспрямованої антени на ЛА призводить до того, що ЛВ є жаданим об'єктом засобів радіотехнічної розвідки (РТР) зацікавленої сторони.

Оцінимо завадозахищеність СС, що запитують, тобто енергетичну скритність та завадостійкість. Розрахунки зробимо при роботі СС, що запитують у імітостійкому режимі.

Проведемо оцінку скритності існуючих СС, що запитують. Оцінку скритність будемо проводити за критерієм дальності виявлення СВ типових ЛВ. У якості системи РТР будемо використовувати різницево-дальномірну систему, яка складається з трьох приймальних пунктів. Рішення координатної задачі системою РТР можливе при виявленні сигналів на всіх приймальних пунктах. При цьому слід зазначити, що система РТР може вирішувати задачу виявлення координат ПО при виявленні одиночних імпульсів СВ ($n = 1$), а також усього СВ ($n = 2$ чи $n = 3$).

На рис. 1 наведена залежність дальності виявлення СВ типових ЛВ типовою системою РТР.

Наведені розрахунки показують, що виявлення СВ сучасних ЛВ типовою системою РТР не має складнощів, що указує на відсутність енергетичної

скритності існуючих СС, що запитують. При цьому слід зазначити, що виявлення сигналів здійснюється за зон дії систем первинних СС.

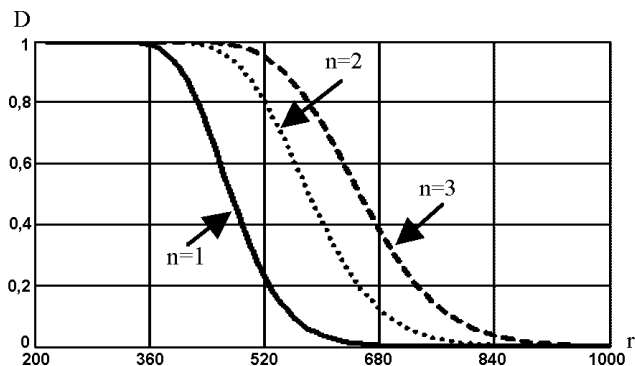


Рисунок 1 – Дальність виявлення СВ СС, що запитують

Проведемо оцінку завадостійкості існуючих СС, що запитують, для чого дослідимо вплив потоку СЗ, утвореного сумарним потоком СЗ сусідніх СС, що запитують, потоком навмисної корельованої завади супротивника і хаотичної імпульсної завади (ХІЗ) на імовірність одержання координатної інформації від ЛВ.

При надходженні на вхід ЛВ СС, що запитує потоку СЗ і ХІЗ будуть спостерігатися наступні ситуації, що приводять до виключення формування ЛВ сигналів відповіді (СВ) запитувачам:

- подавлення СЗ даного запитувача через утворення з ХІЗ випереджальних хибних СЗ (хибна тривога першого роду), що викликають випромінювання СВ або спрацювання схеми подавлення бічних пелюстків (ПБП);
- подавлення СЗ даного запитувача через випереджальний СЗ як сусідніх запитівачів, так і запитувачів супротивника;
- високочастотне подавлення окремих імпульсів СЗ даного запитувача при збігу за часом імпульсів потоку СЗ і несприятливих фазових співвідношень;
- подавлення СЗ даного запитувача через випереджальний хибний СЗ, що утворюються в результаті взаємодії першого імпульсу СЗ даного запитувача з випереджальним (на базу коду) імпульсами ХІЗ чи ПСЗ (імовірність хибної тривоги другого роду) і зухвалих випромінювання СВ чи спрацювання схеми ПБП;
- подавлення СЗ у результаті роботи схем часової селекції відповідачів;
- подавлення СЗ у результаті інерційності схем вхідних формувачів дешифратора й обмеження завантаження відповідача.

Визначення імовірності цих подій будемо здійснювати у припущенні,

що потоки сигналів запиту (ПЗС) і ХІЗ діють на СЗ даного запитувача незалежно один від одного і що число джерел, які формують загальний потік СЗ, достатнє для того, щоб вважати потік пуассонівським.

Припустимо, що на вхід відповідача надходять ХІЗ інтенсивністю λ_0 , ПЗС, що викликає випромінювання СВ, що включає потік СЗ сусідніх запитувачів і потік імітованих СЗ супротивника, інтенсивністю λ_1 , та потік СЗ, що викликає спрацювання схеми ПБП, інтенсивністю λ_2 .

Використовуючи методику розрахунку зазначених імовірностей, досить докладно викладених у [2], одержуємо результати розрахунку завадостійкості існуючих СС, що запитують при вирішенні задачі ідентифікації виявлених ПО, наведені на рис. 2-3. На рис. 2 наведені розрахунки КГ відповідача, а на рис. 3 – ймовірність виявлення ПО СС, що запитує.

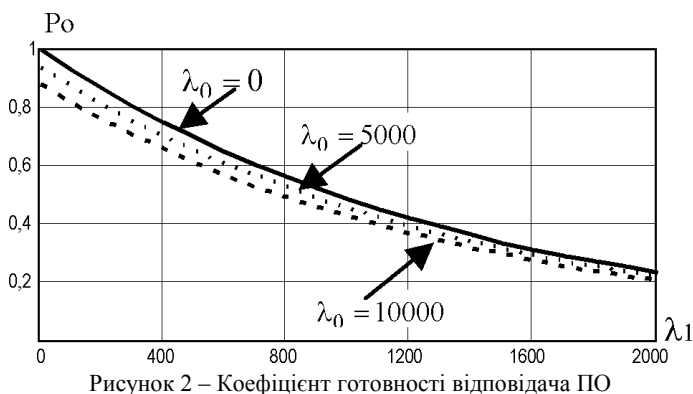


Рисунок 2 – Коефіцієнт готовності відповідача ПО

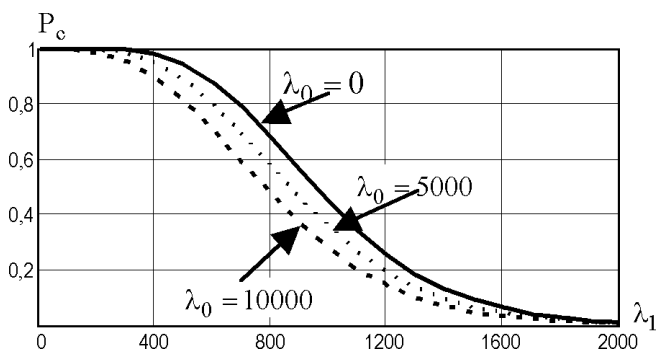


Рисунок 3 – Ймовірність виявлення ПО СС, що запитує

Аналіз наведених на рис. 2 і 3 розрахунків завадостійкості існуючих СС, що запитують показує, що можливість супротивника подавляти СС, що запитує за рахунок несанкціонованого використання ЛВ потрібної інтенсивності

ставить під сумнів можливість роботи цих систем у конфліктних ситуаціях.

Все це підтверджує твердження, що сучасні СС, що запитують характеризуються низькою завадостійкістю.

Таким чином, існуючі СС, що запитують характеризуються відсутністю енергетичної скритності та низькою завадостійкістю, що вказує на низьку існуючих завадозахищеність СС, що запитують.

Підвищення енергетичної скритності СС, що запитують можливе за рахунок використання складних (широкосмугових) сигналів [5]. Дійсно, на рис. 4, показана дальність виявлення сигналів ЛВ при використанні у якості СВ складних сигналів з базою $B = 1000$.

Розрахунки, наведені на рис. 4, показують, що використання складних сигналів у якості СВ суттєвим чином могли б підвищити енергетичну скритність СС, що запитують. Однак перехід до використання складних сигналів у якості СВ призводить до розширення часової бази СВ, яка у свою чергу призводить до збільшення часу паралізації ЛВ. Збільшення часу паралізації ЛВ призводить до зменшення завадостійкості ЛВ.

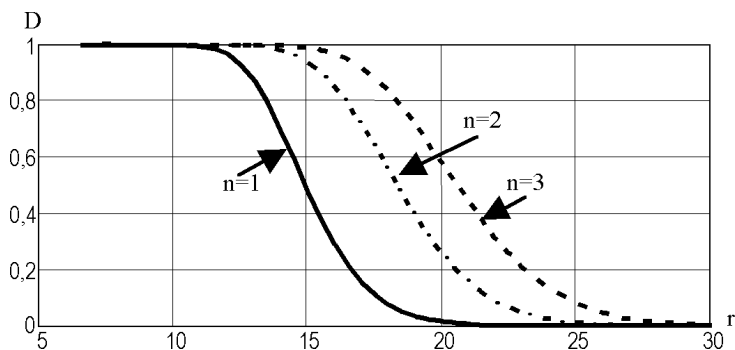


Рисунок 4 – Дальність виявлення сигналів ЛВ СС, що запитує

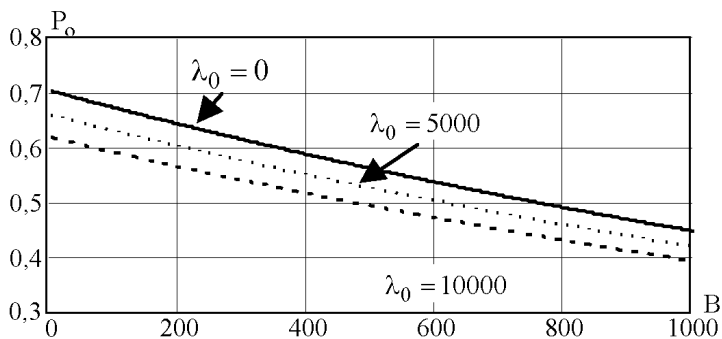


Рисунок 5 – Вплив бази СВ на КГ ПО

На рис. 5 і 6 наводяться розрахунки завадостійкості СС, що запитують при використанні складних сигналів у ЛВ з базою 1000. Розрахунки наведені при фіксованих потоках сигналів запиту.

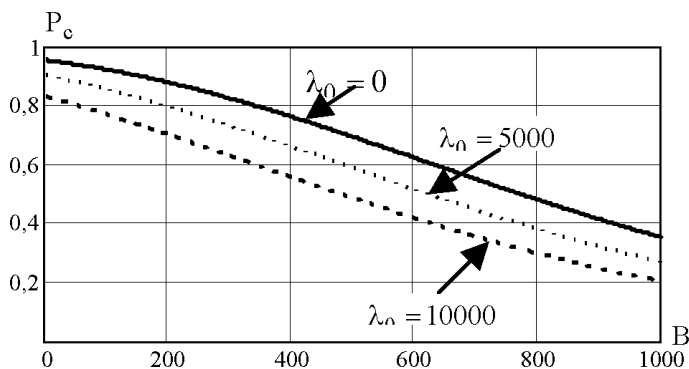


Рисунок 6 – Вплив бази СВ на виявлення ПО

Таким чином, використання широкосмугових сигналів у СС, що запитують дозволяє підвищити скритність, але при цьому погіршується завадостійкість, що не дозволяє підвищити завадозахищеності у цілому, розглядлених інформаційних систем.

Висновки. Оцінка завадозахищеності СС, що запитують показує:

- існуючі СС, що запитують не мають енергетичної скритності та характеризуються низькою завадостійкістю;
- використання складних сигналів у якості СВ дозволяє підвищити скритність, але знижує завадостійкість.

У подальшому потрібно розглянути можливі шляхи та методи спадкоємного переходу до завадозахищених СС, що запитують.

Список літератури: 1. Обод І.І. Помехоустойчивые системы вторичной радиолокации. – М.: ЦНТИ, 1998. – 119 с. 2. Теоретичні основи побудови завадозахищених систем інформаційного моніторингу повітряного простору / В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А.Жуков, І.І.Обод, І.О.Романенко. – К.: МОУ, 2004. – 271 с. 3. Комплексне інформаційне забезпечення систем управління польотами авіації та протиповітряної оборони / В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А.Жуков, І.І.Обод, І.О.Романенко. – К.: МОУ, 2004. – 342 с. 4. І.І.Обод, А.А.Тюрін, А.В.Ярочая Сравнительный анализ существующих систем идентификации воздушных объектов // Системы управления, навигации та зв'язу: Збірник наукових праць. – Вип. 2(6). – К.: ЦНДІ НІУ, 2008. – С. 21-25. 5. Обод І.І., Тюрін О.О. Спосіб ідентифікації об'єктів. Патент на корисну модель № 32641 від 26.05.2008.

Надійшла до редколегії 06.04.2009.

І.І.ОБОД, докт.техн.наук, НТУ «ХПІ»;

І.Л.ЯЦЕНКО, НТУ «ХПІ»;

Т. МААЗАРАНИ, НТУ «ХПІ»;

Р.МУСЛИМАНИ, НТУ «ХПІ»

ОЦІНКА ВПЛИВУ ЗАВАД НА ШВИДКІСТЬ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ У ПАКЕТНИХ МЕРЕЖАХ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

Наводяться розрахунки впливу типу модуляції та енергетичних співвідношень у каналі передачі даних на швидкість передачі даних та оптимізація довжини пакету даних при передачі у каналах зв'язку при дії завад. Показано, що для оптимізації швидкості передачі даних потрібно використовувати адаптивний підхід управління MAC рівнем, що повинно передбачати аналіз характеристик середовища передачі даних, та мати можливість динамічно міняти різні параметри MAC-рівня у залежності від змін середовища.

Calculations over of modulation type influencing and energy relation in data channel on speed of information transfer data and optimization of package length of data are brought at a transmission in the communications channel at the action of noise. It is shown that for optimization of data rate it is necessary to take adaptive approach of MAC-level management, that must foresee the analysis of communication environment descriptions of data, and to be in a position dynamically to change the different parameters of MAC-level depending on changing of environment.

Постановка проблеми та аналіз літератури. Створення інформаційної мережі обслуговування користувачів неможливо без реалізації надійної мережі обміну даними. У останні роки бездротові мережі передачі даних стають одним з основних напрямком розвитку мереженої індустрії. Бурний розвиток мереж цього класу в світі, про котрій багато хто каже як о бездротової революції в області мереж передачі інформації [1-5], пояснюється наявністю цілого ряду наявних для них вигод. До них відносяться:

- гнучкістю архітектури мережі, коли забезпечується можливість динамічної зміни топології мережі при підключенні, пересуванні та відключення мобільних користувачів без значних затрат часу,
- висока швидкість передачі інформації;
- швидкість проектування та реалізації, що критично при жорстких вимогах до часу побудови мережі;
- висока ступінь захисту від несанкціонованого доступу,
- відмова від дорого затратної прокладки чи оренди оптоволоконного чи мідного кабелю.

У теперішній час бездротові технології забезпечують ефективне вирішення наступних задач:

- забезпечення мобільного бездротового доступу к ресурсам Internet,
- організація бездротового радіозв'язку між робочими станціями локальної мережі (організація бездротового доступу до ресурсу локальної

- мережі);
- поєднання віддалених локальних обчислювальних мереж та робочих станцій в єдину мережу передачі даних та реалізація віддаленого стаціонарного доступу локальних мереж користувачів до Internet;
- вирішення проблеми «останньої мілі»;
- з'єднання АТС між собою бездротовими каналами зв'язку з значною швидкістю;
- створення територіальних сотових радіомодемних мереж передачі даних.

Однак кількість користувачів, які працюють у неліцензуємому діапазоні частотного спектра, з кожним днем стає все більше, що призводить до посилення завад і підвищення рівня шуму у кожній конкретній мережі. Бездротові мережі стають настільки популярними та поширеними, що подальший ріст споживчого попиту створює безліч нових проблем. Роумінг між точками доступу як і раніше не є бистрим та прозорим, ефективні засоби обмеження завантаження мережі відсутні. Друга проблема – нерівномірне розподіл пропускної спроможності: існуючі рішення для сумісного використання смуги перепускання не пристосовані для поєднання каналів.

В сув'язі з цим актуальним з'являється удосконалення бездротових мереж передачі даних являються підвищення продуктивності останніх.

Мета роботи – підвищення швидкості передачі інформації за рахунок адаптивного управління MAC рівня мережі.

Основний розділ. Підвищення якості роботи бездротових мереж, яке направлене на коректування якого-небудь одного параметра MAC-рівня не завжди ефективна. Дійсно, бездротова середа може страждати від безліч факторів, починаючи від низьких енергетичних співвідношень і закінчуючи колізіями пакетів, в результаті котрих різко збільшується кількість спроб, необхідних для відправки кожного пакета. Динамічна середа створює багатомірні проблеми, котрі неможливо розв'язати коректуванням одного параметра.

Наприклад, при високому рівні завад виникає спокуса просто знизити швидкість передачі, щоб поліпшити пропускну спроможність пристрої. Однак зниження швидкості передачі означає, що кожний пакет буде проводити більше часу «у ефірі» на шляху від передавача до приймача. Тім самим збільшується ймовірність колізій з другими пакетами. Інакше кажучи, при зміні швидкості передачі може потребуватися одночасна зміна другого параметра MAC-рівня для уникнення колізій пакетів. Зміна тільки одного параметра, скоріше усього, дасть тільки часткове підвищення продуктивності.

У зв'язку з цим, значна частина досліджень по поліпшенню роботи бездротових локальних мереж присвячена адаптивній настройці. Адаптивна настройка дозволяє пристрою оптимізувати свої параметри у залежності від ха-

рактистик середи. Все це призводить до необхідності створення динамічних інтелектуальних адаптивних алгоритмів, котрі дозволять бездротовому пристрою динамічно оптимізувати одразу декілька параметрів доступу до середі передачі (MAC-рівень) у відповідь на зміну середі, в котрій працює пристрій. Це означає, що пристрій сам змінює свої параметри, обирає найбільш підходящий вузол доступу, мінімізує вплив завад, оптимізує роботу бездротової локальної мережі та поліпшує умови роботи користувачів.

Оскільки прогнозувати стан навколишньої середі бездротовому пристрою трудно, почти неможливо загода обрати набір параметрів, котрий гарантував би оптимальну продуктивність всіх приложень. Адаптивні алгоритми повинні вирішувати цю проблему, дозволяючи пристрою самостійно коректувати свої настройки по мере змін середі; наприклад, коли раптово зникає завада чи виникає перевантаження вузла доступу. Ці алгоритми також спрощують розгортання бездротових пристроїв, постільки розробникам не потрібно будувати догадки відносно характеру трафіку мережі, з котрим буде працювати пристрій у процесі експлуатації.

Наприклад, коли у типовому офісі у одному неліцензуємому діапазоні частотного спектра звичайно працює декілька пристроїв. При цьому до кожного вузлу доступу звичайно також підключено декілька бездротових пристроїв. У такій ситуації бездротові пристрої знижують швидкість передачі із-за збільшення рівня завад у порівнянні з рівнем сигналу вузла доступу, що сумісно використовується.

При використанні ж адаптивного алгоритму можливо одночасно з знижкою швидкості передачі даних знижати і поріг RTS. Це зменшує ймовірність колізій при одночасній посилки декілька пакетів. Змінюється і поріг фрагментації, щоб установити найліпший розмір для нових пакетів. Проблема полягає у тому, щоб визначити оптимальну конфігурацію для безліч взаємозв'язаних параметрів. Зміна одного параметра (наприклад, швидкості передачі) впливає на оптимальні значення других параметрів, наприклад порога RTS. По суті адаптивний алгоритм управління MAC-рівнем намагається знайти набір параметрів, котрий забезпечив би оптимальну загальну пропускну спроможність бездротового пристрою.

Одна із основних проблем управління ресурсами будь-якої телекомунікаційної системи із комутацією пакетів (надалі, - мережі) під час надання послуг - це визначення компромісу між ступенем використання вже задіяних ресурсів мережі і рівнем якості надання послуг.

За звичайних обставин з точки зору техніко-економічної ефективності необхідно прагнути до найбільш повного використання задіяних мережних ресурсів - у першу чергу, пакетних комутаторів, маршрутизаторів і каналів передачі даних, - щоб передавати якомога більші обсяги даних у перерахунок на одиницю вартості задіяного обладнання. Особливо це стосується сучасних телекомунікаційних мереж, що функціонують за стеком протоколів TCP/IP,

зокрема, тому що у критичних умовах ймовірність лавиноподібного зростання трафікового навантаження у таких мережах суттєво збільшується.

Робота пакетної мережі може вважатися ефективною, коли кожен її ресурс є суттєво завантаженим, але не перевантаженим. Усвідомлений вибір величини коефіцієнта використання ресурсу з урахуванням тонкої структури умов його застосування має визначальне значення. Величина цього коефіцієнту безпосередньо впливає на розміри черг пакетів до ресурсу та на час затримки пакетів в чергах і, за кінцевим рахунком, на якість надання телекомунікаційних послуг. Тому в процесі удосконалення роботи мережі намагаються знайти розумний компроміс у досягненні таких двох протилежних цілей. З одного боку, прагнуть поліпшити якість обробки трафіку, тобто намагаються знизити затримки в просуванні пакетів та зменшити втрати пакетів. Таке на практиці досягається, головним чином, за рахунок резервування ресурсів, а для цього потрібно мати додаткову незадіяну на даний момент частку пропускну спроможності комутатору. З другого боку, намагаються максимально збільшити інформаційне завантаження всіх ресурсів мережі з метою підвищення економічних показників її експлуатації. Компроміс в досягненні вищезазначених цілей, як показує практика, складає основний зміст задачі оптимізації роботи мережі. Для пакетної мережі, що є характерним у теперішній час при передачі даних, параметр навантаження пов'язується з такими показниками якості обслуговування, як час затримки повідомлення та ймовірність втрати пакету даних. Однак можна стверджувати, що названі показники якості обслуговування визначаються пропускну здатністю чи швидкістю передачі інформації. Будемо враховувати такі реально існуючі фактори, як завади, які призводять до зниження ймовірності помилок (одиноких та групових) і, як наслідок, до зменшення реальної пропускну здатності та швидкості передачі інформації. Для вищезазначеного ефективна швидкість передачі даних за умов відсутності переповнення буферу пам'яті можна визначити як:

$$R_e = f(R_0, V_k, n_p, t_r, \varepsilon, P_e, z), \quad (1)$$

де R_0 – потенційна швидкість передачі інформаційних даних; V_k – кодова швидкість; n_p – довжина пакету даних; t_r – час розповсюдження сигналів через канал зв'язку, а також аналізу та підтвердження (або перепитування) прийому пакету; ε – показник групування помилок внаслідок завад; z – кількість перепитувань; P_e – ймовірність збою одиничного елементу сигналу даних.

У свою чергу ймовірність збою одиничного сигналу даних можливо визначити як

$$P_e = f(\bar{V}_m, q), \quad (2)$$

де $\bar{V}_m$ – вектор параметрів модуляції, q – відношення сигнал/шум.

Сучасні системи радіодоступу для передачі інформації використовують, як

правило, різні види модуляції. Наприклад, стандарт IEEE 802.11n використовує наступні типи модуляції BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM при різних швидкостях згорткового кодування.

Для передачі інформації у цифровому вигляді по радіоканалам використовуються системи сигналів $\bar{X} = \|X_{si}(t)\|$, де $i = \overline{1, N}$, N – число сигналів. Простішою системою сигналів з'являється двійкова, котра має два сигнали, котрі відрізняються фазами, частотою, амплітудою чи формою.

Систему з N сигналів характеризують з допомогою функцій невизначеності та спектральної щільності. Однак важливою характеристикою рахується енергетична відстань між сигналами

$$D_{ij} = \int_0^T [(x_{si}(t) - x_{sj}(t)) [[(x_{si}(t) - x_{sj}(t))]^*] dt,$$

де $*$ – знак комплексного спряження.

Дійсно, відстань між сигналами пов'язана з ймовірністю похибки на біт P_e , наприклад, для гауссового каналу з двійковою модуляцією як

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{D_{1,2}}{2N_0}} \right) \right], \quad (3)$$

де $N_0 = kT\Delta f$ – спектральна щільність білого шуму; k – постійна Больцмана; $T_{ш}$ – шумова температура, Δf – смуга частот прийому;

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt - \text{функція Лапласа.}$$

Чим більша відстань між сигналами, тим менше ймовірність похибки.

Сигнали з фазовою модуляцією (PSK) використовуються у вигляді двійкової (BPSK), квадратурної (QPSK) та восьмирічної (8-PSK) фазової модуляції. Енергетична відстань між названими сигналами визначається як

$$\text{BPSK} - D_{i,i+1} = 2\sqrt{E};$$

$$\text{QPSK} - D_{i,i+1} = 2\sqrt{E} \sin \frac{\pi}{4}; \quad 8\text{-PSK} - D_{i,i+1} = 2\sqrt{E} \sin \frac{\pi}{8}.$$

У подальшому при збільшенні M відстань між сусідніми сигналами швидко зменшується, тому, не глядячи на зменшення смуги частот як використовуються в $k = \log_2 M$ раз (по відношенню до BPSK сигналів), многократна фазова модуляція використовується тільки з $M \leq 8$.

Природним з'являється бажання повисить завадостійкість прийому сигналів за рахунок збільшення відстані між сусідніми сигналами $D_{i,i+1}$ привело до пошуку многократних сигналів з більшим, чим у MPSK модуляції відстанню.

Такими перевагами володіють сигнали з квадратурною амплітудною

модуляцією (QAM), енергетична відстань для котрих визначається як $D_{i,i+1} = \sqrt{2E} (\sqrt{M} - 1)^{-1}$.

Дослідимо вплив енергетичних характеристик сигналів та довжини пакету, що приймаються на швидкість передачі інформації. Нехай пакет довжиною n_p містить k інформаційних елементів (тобто, $V_k = k/n_p$), а ймовірність появи помилки у пакеті дорівнює P . Тоді час, що витрачається на одноразове передавання пакету даних, можливо визначити як:

$$T_p = t_r + \frac{n_p}{R_0},$$

а середній час на передачу пакета з урахуванням z можливих перезапистів відобразиться у такому вигляді:

$$t_1 = T_p \sum_{i=0}^z P^i.$$

Ймовірність відмови каналу та витрат часу на відновлення T_v внаслідок завад буде дорівнювати P^z . З урахуванням вищезазначеного вираз щодо ефективної швидкості передачі інформації буде мати такий вигляд:

$$R_e = V_k n_p \left[T_p \sum_{i=0}^{z-1} P^i + P^z (T_p + T_v) \right]^{-1}. \quad (4)$$

Якщо у системі передачі даних застосовуються ефективні коди, що можуть виявляти помилки, то є справедливим таке;

$$P \approx P(\geq 1, n_p) = P_e n_p^\epsilon, \quad (5)$$

де $P(\geq 1, n_p)$ – ймовірність збою в пакеті довжиною n_p одного і більше елементів.

Після підстановки (5) у (4) отримаємо:

$$R_e = V_k R_0 \frac{n_p (1 - P_e n_p^\epsilon)}{(R_0 t_A + n_p) + R_0 T_v (P_e n_p^\epsilon)^z}. \quad (6)$$

Вираз (6) наочно демонструє вплив основних чотирьох факторів, що впливають на зниження R_e . Співмножник у чисельнику (що в дужках) відображує ступінь зниження R_e внаслідок впливу завад, тобто з урахуванням (3) та енергетичної далекості сигналів характеризує вплив енергетичних характеристик сигналів, що приймаються. Перший доданок у знаменнику виражає величину втрат R_e , які зумовлені часом аналізу повідомлення на приймальному кінці та очікування підтвердження на передавальному кінці t_A . Другий доданок обумовлює втрати R_e , що викликані можливою дією енергетичних співвідношень сигналів, що приймаються та перевищенням припустимого значення кількості перепитувань z .

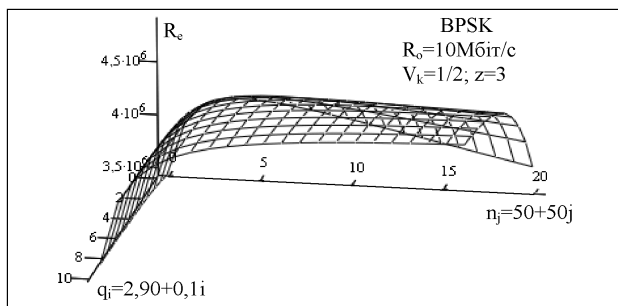


Рисунок 1 – Залежність $R_e = f(q, n_p)$

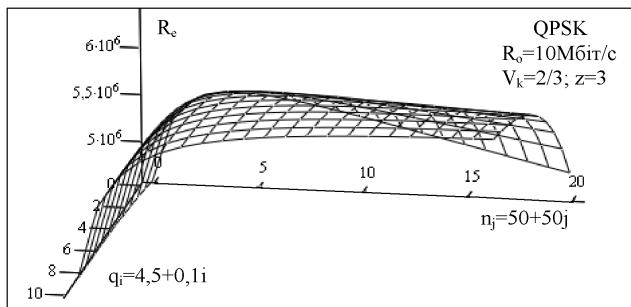


Рисунок 2 – Залежність $R_e = f(q, n_p)$

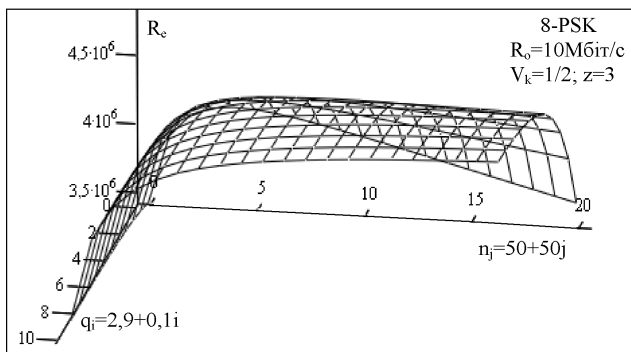


Рисунок 3 – Залежність $R_e = f(q, n_p)$

Аналіз виразу (6) показує, що величина R_e в залежності від енергетичних характеристик сигналів, що приймаються та n_p має максимум, значення якого залежить від R_0 , V_k , t_A , z , P_e , ϵ та T_V . Величина R_e визначає реальну пропускну здатність мережного обладнання і, таким чином, з одного боку, визначає час передачі пакету, а з іншого боку, вплив завад на системні характеристики системи обслуговування. Тим самим, параметр R_e можна вважати

одним із основних чинників, що безпосередньо пов'язує параметр навантаження з показниками якості обслуговування. Оптимальне значення довжини пакету $n_{p\text{ opt}}$, яке забезпечує можливість досягнення $R_{e\text{ max}}$, визначається із рівняння $dR_e/dn_p = 0$, яке навіть за умов абсолютної апаратурної надійності має трансцендентний вигляд і у загальному вигляді не має аналітичного вирішення відносно n_p . На рис. 1-3 наведена залежність швидкості передачі інформації від довжини пакету та енергетичних співвідношень при різних типах модуляції. Як слідує з рис. 1-3 мається оптимальне значення довжини пакету, яке залежить від енергетичних співвідношень сигналів, що приймаються. Наведені на рис. 1-3 розрахунки отримані при $\varepsilon = 0,7$.

Висновки. Таким чином, наведені вище розрахунки дозволяють запропонувати алгоритм адаптивного управління MAC-рівнем. Цей алгоритм повинен передбачати аналіз характеристик бездротової середовища передачі даних, повинен дати бездротовому пристрою можливість динамічно міняти різні параметри MAC-рівня у залежності від змін середовища. Як і алгоритм вибору найліпшого вузла доступу, адаптивний алгоритм управління MAC-рівнем намагається знайти оптимальні настройки для конкретної середовища. Алгоритм повинен урахувати:

- Швидкість передачі, котра визначається цільовим значенням частоти помилкових бітів при заданому співвідношенні сигнал-шум. При різних швидкостях передачі використовуються різні методи модуляції, що для підтримки потрібного значення BER дуже важливо правильно обрати швидкість передачі.
- Поріг фрагментації, котрий визначає розмір MAC-кадрів (з котрих складаються пакети), що передаються по радіоканалу. Коли поріг дуже малий, накладні затрати, пов'язані з заголовками MAC- та фізичного рівнів, знижують загальну пропускну спроможність, доступну клієнтському пристрою. Коли поріг дуже великий, MAC-кадри стають уразливими для завад.
- Поріг RTS (готовність до передачі), котрий визначає, потрібен чи обмін сигналами RTS-CTS перед передачею MAC-кадру. Обмін кадрами RTS-CTS служить для «резервування» середовища передачі перед передачею кадрів даних, щоб виключити колізії у середовищі передачі.

В ситуації, коли кількість підключених до мережі споживачів та пристроїв збільшується, пристрої повинні мати реакцію на зовнішні фактори, роблячи вирішальний вплив на продуктивність. До таких факторів відносяться, в частковості, кількість доступних вузлів доступу, завантаження каналів, інтенсивність сигналу та завади від других пристроїв. Бездротові пристрої повинні адаптуватися до середовища, яка постійно змінюється, зберігаючи оптимальну продуктивність.

Список літератури: 1. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Раснаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с. 2. Alazemi H.M.K., Margolis A., Choi J., Vijaykumar R., Roy S. Stochastic modeling and analysis of 802.11 DCF with heterogeneous non-saturated nodes // Computer Communications. – 2007. – Vol. 30, no. 18. – PP. 3652-3661. 3. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с. 4. Duffy K., Malone D., Leith D. Modeling the 802.11 Distributed Coordination Function in Non-saturated Conditions // IEEE Commun. Letters. – 2005. – Vol. 9, no. 8. – PP. 715-717. 5. Bianchi G., Tinnirello I. Remarks on IEEE 802.11 DCF performance analysis // IEEE Commun. Letters. – 2005. – Vol. 9, no. 8. – PP. 765-767.

Надійшла до редколегії 24.03.2009.

УДК 621.31

О.В.ОЛЕЙНИК, НТУ «ХПИ»;

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

ФОРМИРОВАНИЕ АПЕРИОДИЧЕСКОГО ИМПУЛЬСА ПРИ РАЗРЯДЕ ДВУХ ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ НА ОБЩЮЮ НАГРУЗКУ

У роботі досліджена зміна форми імпульсу струму в навантаженні при різних співвідношеннях параметрів схеми. Визначено область співвідношення параметрів, у якій у навантаженні формується уніполярний імпульс струму з монотонним наростанням і спадом.

In work the current impulse form change is investigated at various ratios of the scheme parameters. The range of the parameters ratio in which in loading the unipolar current impulse with monotonous increase and droop is formed is defined.

Постановка проблемы. При испытании технических объектов, содержащих радиоэлектронную и электротехническую аппаратуру на устойчивость к воздействию электромагнитных факторов (например, на устойчивость к воздействию импульсного тока молнии), возникает необходимость формирования импульсов тока большой амплитуды (сотни кА) и длительности (тысячи мкс). Одной из наиболее широко используемой при испытаниях формой импульса тока является аperiodическая форма с монотонным нарастанием и спадом значений. Для создания таких импульсов используется разряд нескольких емкостных накопителей энергии (ЕНЭ) с различным уровнем зарядного напряжения на общую нагрузку.

Анализ публикаций. Параллельной работе нескольких ЕНЭ на одну нагрузку посвящен ряд публикаций [1-5].

В [1] приведены результаты численного и экспериментального исследования переходного процесса при параллельной работе двух генераторов им-

пульсных напряжений на активно-индуктивную нагрузку. Для формирования тока молнии (длительность фронта – 2 мкс, длительность импульса – 50 мкс) в работе было исследовано замыкание нагрузки.

В [2] представлены системы операторных уравнений, описывающих переходный процесс при работе генераторов больших импульсных токов с корректирующей цепью на RL-нагрузку. Было установлено, что применение в разрядных цепях генераторов больших импульсных токов с мощными ЕНЭ корректирующих низкоомных и низкоиндуктивных RLC-цепей, включенных параллельно активно-индуктивной нагрузке, позволяет обеспечить увеличение амплитудных значений разрядного тока в RL-нагрузке.

В [3-4] рассмотрено решение задачи выбора параметров элементов импульсных источников питания, работающих на общую нагрузку, как задачи оптимизации по различным критериям. В [4] также показано, что применение схем с параллельной работой емкостных накопителей энергии после проведения трехкритериальной оптимизации позволяет уменьшить суммарную энергоемкость импульсных источников в десятки раз. Показано, что уменьшение энергоемкости особенно эффективно в случае, когда длительность спада превышает в сто и более раз длительность фронта.

В [5] показано, что в зависимости от соотношения параметров схемы возможно формирование пяти характерных видов импульса тока в нагрузке. Получены аналитические выражения для определения границ области соотношения параметров схемы, в которой в нагрузке формируется униполярный импульс тока с монотонным нарастанием и спадом его значений.

Как видно из проведенного анализа в публикациях [1-4] решаются специфические задачи, отражающие конструктивные особенности схемных решений и переходные процессы в их разрядных цепях, вопросы оптимизации испытательных устройств, но не проводится анализ формы генерируемого импульса тока, а материалы, приведенные в [5], имеют ограниченную область применения. Отсутствие в рассмотренных работах конкретных рекомендаций по выбору параметров элементов разрядной цепи в режиме формирования апериодического импульса тока с монотонным нарастанием и спадом значений, а также использование таких импульсов при испытаниях [6, 7] позволяет считать актуальной задачу анализа такого режима при параллельной работе двух ЕНЭ на активно-индуктивную нагрузку.

Целью данной статьи является исследование соотношений параметров элементов разрядной цепи, обеспечивающих формирование апериодического импульса тока с монотонным нарастанием при параллельной работе двух ЕНЭ на активно-индуктивную нагрузку.

Материалы и результаты исследований. Рассмотрим схему разряда двух ЕНЭ на RL-нагрузку, приведенную на рис. 1.

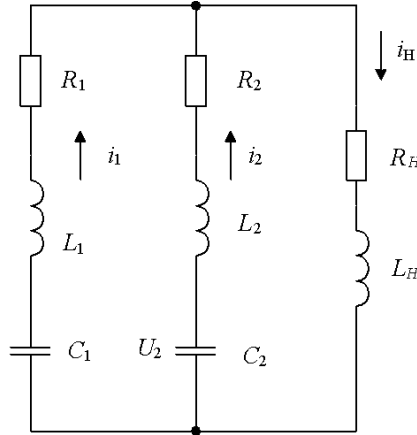


Рисунок 1 – Схема разряда двух ЕНЭ на общую нагрузку

На рисунке приняты следующие обозначения: U_1 , C_1 , R_1 , L_1 – зарядное напряжение, емкость, активное сопротивление и индуктивность ЕНЭ1; U_2 , C_2 , R_2 , L_2 – зарядное напряжение, емкость, активное сопротивление и индуктивность ЕНЭ2; R_H , L_H – активное сопротивление и индуктивность нагрузки; i_1 , i_2 , i_H – соответственно ток в ветвях ЕНЭ1, ЕНЭ2 и нагрузке.

Как показано в [5], переходный процесс в данной схеме определяется рядом безразмерных параметров: r_1 , r_2 , r_H , L_{21} , L_{H1} , C_{21} , U_{21}

где $r_1 = \frac{R_1}{\sqrt{L_1/C_1}}$, $r_2 = \frac{R_2}{\sqrt{L_2/C_2}}$, $r_H = \frac{R_H}{\sqrt{L_H/C_1}}$ – безразмерные аналоги

активных сопротивлений; $\tau = \frac{t}{\sqrt{L_1 C_1}}$ – безразмерный аналог времени;

$I_1 = \frac{i_1}{U_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$, $I_2 = \frac{i_2}{U_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$, $I_H = \frac{i_H}{U_1} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$, – безразмерные аналоги токов;

$L_{21} = \frac{L_2}{L_1}$, $L_{H1} = \frac{L_H}{L_1}$, $C_{21} = \frac{C_2}{C_1}$, $U_{21} = \frac{U_2}{U_1}$ – безразмерные аналоги индуктивностей, емкости и зарядного напряжения.

В зависимости от соотношения между указанными безразмерными величинами импульс тока может иметь различный вид.

На практике значительный интерес представляет описание области соотношений безразмерных параметров, в которой импульс тока имеет аperiodическую форму с монотонным нарастанием и спадом значений (см. рис.

2). Такой импульс определяется следующими условиями: $\frac{di_H}{dt} > 0$ – при на-

растании значений импульса тока; $\frac{di_H}{dt} = 0$ – в момент достижения максимального значения; $\frac{di_H}{dt} < 0$ – при спаде значений.

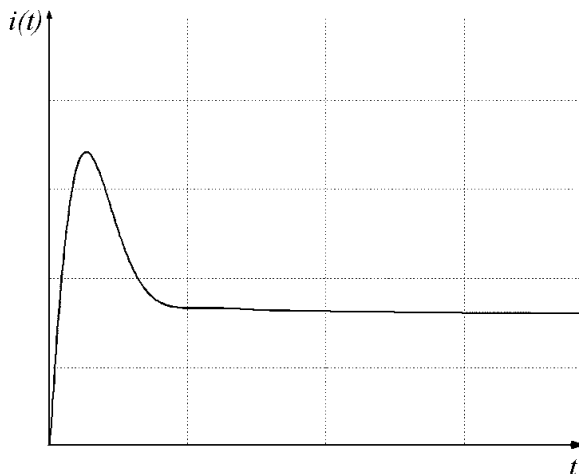


Рисунок 2 – Характерный вид униполярного аperiodического импульса с монотонным нарастанием и спадом значений

Для определения области монотонности были проведены численные эксперименты при изменении L_{21} и r_2 . Остальные безразмерные величины принимались постоянными: $r_1 = 1$; $r_H = 0,5$; $L_{H1} = 3$; $C_{21} = 1000$; $U_{21} = 0,1$. Алгоритм определения области монотонности состоял в многократном выполнении следующей процедуры:

- 1 Задание набора параметров схемы, показанной на рис. 1;
- 2 Определение временной зависимости импульса тока в нагрузке (с помощью системы схемотехнического моделирования Micro-Cap 8);
- 3 Проверка условий монотонности и формирование области монотонности.

Проведенные расчеты показали, что область монотонности имеет вид, представленный на рис. 3. При изменении L_{21} в интервале от 0 до 0,568 в зависимости от величины r_2 имеют место изменения формы импульса. Область параметров, при которых формируется униполярный аperiodический импульс тока с монотонным нарастанием и спадом заключена между верхней и нижней границей. Ниже области монотонности в нагрузке формируется униполярный импульс тока с колебаниями на фронте (рис. 4), выше области монотонности – униполярный импульс то-

ка с колебаниями на спаде (рис. 5).

Для испытательных импульсов тока кроме описания его стилизованной формы задаются амплитудно-временные параметры (АВП) [6, 7].

Поставим задачу построения зависимостей АВП импульса в нагрузке от параметров элементов разрядной цепи, показанной на рис. 1.

Предварительные расчеты показали, что в пределах области монотонности АВП импульса тока имеют существенно нелинейную зависимость от r_2 и L_{21} . Построение таких зависимостей возможно с использованием аппарата планирования эксперимента и, в частности, применением ортогонального центрального композиционного планирования (ОЦКП) [8].

Для исследования характера зависимостей в области монотонности была выбрана прямоугольная область, показанная на рис. 3 пунктирной линией. Координаты угловых точек этой области приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры	Номер точки			
	1	2	3	4
r_2	0,4	0,7	0,7	0,4
L_{21}	0	0	0,2	0,2

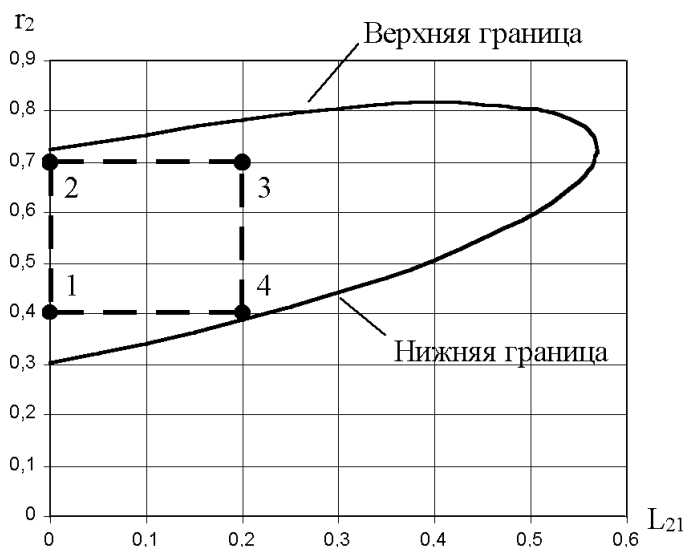


Рисунок 3 – Область формирования в нагрузке аperiodического импульса тока с монотонным нарастанием и спадом значений

В результате проведения ОЦКП были получены следующие выражения

для АВП импульсного тока, представленные в безразмерном виде.

$$\tau_{\max} = 4,94 - 2,17L_{21} - 4,37r_2 + 3,33L_{21}r_2 - 3,333L_{21}^2 + 2,96r_2^2; \quad (1)$$

$$\tau_{C0,1} = 1585 + 295L_{21} + 815r_2 - 200L_{21}r_2 - 217L_{21}^2 - 563r_2^2; \quad (2)$$

$$\tau_{C0,01} = 2726 + 301L_{21} + 3123r_2 - 216L_{21}r_2 - 216L_{21}^2 - 562r_2^2; \quad (3)$$

$$i_{\max} = 0,097 - 0,05L_{21} + 0,147r_2 + 0,04L_{21}r_2 + 0,036L_{21}^2 - 0,05r_2^2, \quad (4)$$

где $\tau_{\max}$ – безразмерный аналог времени достижения максимального значения импульсного тока; $\tau_{C0,1}$ – безразмерный аналог длительности спада импульса до уровня 0,1 от максимального значения; $\tau_{C0,01}$ – безразмерный аналог длительности спада импульса до уровня 0,01 от максимального значения; $i_{\max}$ – безразмерный аналог максимального значения тока.

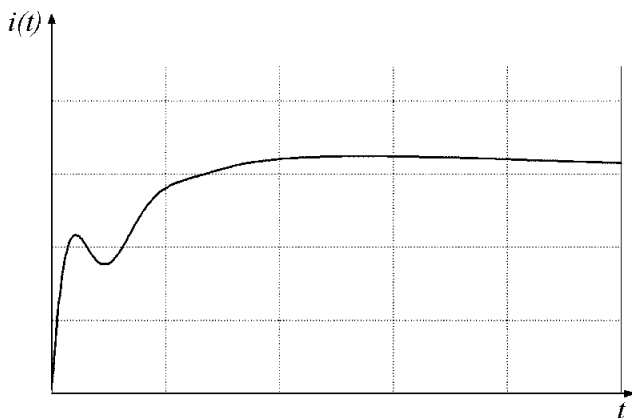


Рисунок 4 – Характерный вид унipoлярного импульса с колебанием на фронте

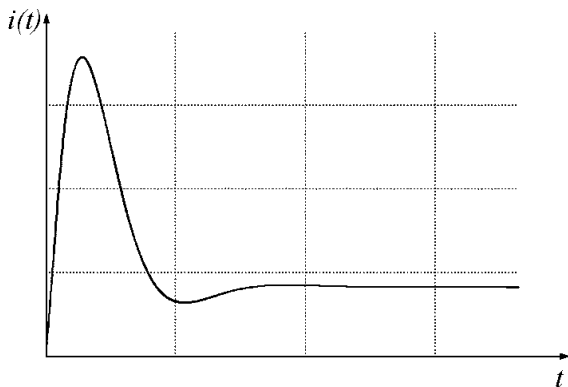


Рисунок 5 – Характерный вид унipoлярного импульса тока с колебанием на спаде

Относительная погрешность вычислений по соотношениям (1) – (4) не превышает 9 %.

В качестве иллюстрации использования полученных в работе соотношений произведем расчет амплитудно-временных характеристик импульса тока (в нормированном виде), который формируется при параллельной работе двух ЕНЭ испытательной установки, описанной в [9]. Электрические параметры ЕНЭ приведены в табл. 2.

Таблица 2

Источник питания	Номинальное напряжение, U , кВ	Емкость в разряде, C , мФ	Собственное активное сопротивление, R , Ом	Собственная индуктивность, L , мкГн
ГИТ 1	40	3	0,129	5
ГИТ 2	4	300	0,0622	50

Исходя из данных таблицы, безразмерные величины принимают следующие значения: $r_1 = 1$; $r_2 = 0,48$; $r_H = 0,5$; $L_{21} = 0,1$; $L_{H1} = 3$; $C_{21} = 1000$; $U_{21} = 0,1$.

Вычисления по соотношениям (1) – (4) дают следующий результат:

$$\tau_{\max} = 3,43; \tau_{C0,1} = 1864; \tau_{C0,01} = 4117; i_{\max} = 0,153.$$

Для анализа точности расчетов АВП импульса тока было проведено схемотехническое моделирование переходного процесса (с использованием Micro-Cap 8) и получены следующие параметры импульса тока $\tau_{\max}^* = 3,228$; $\tau_{C0,1}^* = 1874$; $\tau_{C0,01}^* = 4129$; $i_{\max}^* = 0,151$. Сопоставление результатов показывает, что относительная погрешность вычислений не превышает 6%.

Выводы.

1. Определены границы области соотношения параметров схемы, в которой в нагрузке формируется униполярный импульс тока с монотонным нарастанием спадом его значений.
2. Построены аналитические модели для определения параметров апериодического импульса тока в нагрузке для области его монотонности в зависимости от параметров элементов разрядной цепи испытательной установки.

Материалы статьи могут быть использованы для дальнейших исследований испытательных устройств с несколькими ЕНЭ.

Список литературы: 1. Баранов М.И., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К. Применение мощных генераторов импульсных напряжений в схеме с замыкателем нагрузки для получения больших импульсных токов молнии // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Электроэнергетика и преобразовательная техника. – Харьков: НТУ «ХПИ». – № 4. – 2004. – С. 37-45. 2. Баранов М.И., Игнатенко Н.Н. Повышение энергетической эффективности разрядных

цепей генераторов больших импульсных токов с мощными емкостными накопителями энергии // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Техника и электрофизика высоких напряжений. – Харьков: НТУ «ХПИ». – № 49. – 2005. – С. 3-14. **3. Губарев Г.Г., Северин В.П.** Оптимизация параметров импульсных источников питания // Электричество. – 1983. – № 1. – С. 64-65. **4. Губарев Г.Г., Конотоп В.В.** Трехкритериальная оптимизация импульсных источников питания // Известия Академии наук СССР. Энергетика и транспорт. – 1984. – № 6. – С. 66-73. **5. Петков А.А.** Разряд двух емкостных накопителей энергии на общую нагрузку // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Техника и электрофизика высоких напряжений. – Харьков: НТУ «ХПИ». – № 34. – 2007. – С. 79-85. **6. ГОСТ 1516.2-97.** Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжение 3 кВ и выше. Общие методы испытаний электрической изоляции. Межгосударственный стандарт. Минск: Издательство стандартов, 1998. – 31 с. **7. ГОСТ Р 51317.412-99** Устойчивость к колебательным затухающим помехам. Требования и методы испытаний. – М.: Издательство стандартов, 2000. – 28 с. **8. Егоров А.Е., Азаров Г.Н., Коваль А.В.** Исследование устройств и систем автоматики методом планирования эксперимента. / Под ред. В.Г. Воронова. – Х.: Вища школа. Изд-во при Харьк. ун-те, 1986. – 240 с. **9. 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.

Поступила в редколлегию 10.03.2009.

УДК 621.3.032.3:537.528

С.Г.ПОКЛОНОВ, канд.техн.наук, Институт импульсных процессов и технологий НАНУ, Николаев;

В.Г.ЖЕКУЛ, канд.техн.наук; Институт импульсных процессов и технологий НАНУ, Николаев

СТАБИЛИЗАЦИЯ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ РАБОЧЕЙ СРЕДЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНЫХ ПОГРУЖНЫХ УСТАНОВОК

Наведені результати досліджень процесу стабілізації питомої електропровідності робочій рідині в закритих електродних системах для електророзрядних занурювальних установок.

Results of researches of process of stabilization of a specific electrical conductivity of hydraulic medium in the electrode systems of closed type for electrodischarge submersible installations are reduced.

Введение. При осуществлении технологии обработки призабойной зоны нефтяных, газовых, водяных и нагнетательных скважин с помощью электроразрядных погружных установок (ЭПУ) эффект обработки определяется, в том числе, и свойствами рабочей среды в скважине [1]. Многообразие этих

свойств, их несоответствие необходимым параметрам для осуществления эффективной и стабильной работы ЭПУ является препятствием к осуществлению высокоэффективной технологии. Принципиальным выходом из данных обстоятельств является применение конструкции закрытой электродной системы (ЗЭС): электродной системы, помещенной в непроницаемую, акустически прозрачную оболочку, и заполненной жидкой рабочей средой с нужными и устойчивыми параметрами, например, водным электролитом [2]. Однако и в этом случае существует проблема увеличения удельной электропроводности жидкости по мере увеличения количества произведенных разрядов.

Анализ проблемы и постановка задачи. Закрытая электродная система является замкнутой разрядной камерой, изменение удельной электропроводности среды в которой уже исследовалось [3]. Это изменение имеет следующие особенности: относительное увеличение удельной электропроводности σ рабочей жидкости тем больше, чем меньше была первоначальная удельная электропроводность, и чем больше энергии $W_{уд}$ было выделено в единице объема рабочей жидкости. Причем, для всех исходных значений σ жидкости при $W_{уд} \approx 1400-1500$ кДж/дм³ наблюдается стабилизация σ на уровне 0,1 См/м. Если учесть, что по условиям эксплуатации ЗЭС требуется удельная электропроводность рабочей жидкости порядка 0,03 См/м [4], а $W_{уд}$ могут достигать значений 1500 кДж/дм³, то, очевидно, следует ожидать существенного увеличения σ рабочей жидкости.

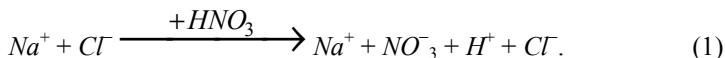
Авторы работы [3] производили химический анализ сухого остатка обработанной разрядами воды. В описываемом случае разряды осуществлялись с электрода из стали марки Ст.3 на стенку камеры, изготовленной из нержавеющей стали марки X18H9T, что сопровождается, как известно, электрической эрозией указанных элементов камеры. Они отметили неожиданный, по их мнению, результат, который выразился «в большом содержании никеля по сравнению с железом и малом содержании хрома по сравнению с никелем». Учитывая данные [5], где обнаружено образование азотной кислоты в воде при осуществлении разрядов, подобное соотношение металлов, на наш взгляд, наоборот, выглядит вполне логичным. Так, если расположить металлы, входящие в химический состав материала разрядной камеры и электрода, подвергшихся эрозии, в соответствии с рядом активности металлов, то порядок их будет следующим – *Mn, Cr, Fe, Ni* (от активного к менее активному металлу). Если отношение количества никеля в сухом остатке к количеству никеля в химическом составе электродов было близко к 1:1, то подобное соотношение для железа составляло 1:6, для хрома – 1:19, для марганца – 1:40. Естественен вывод, что наиболее активные металлы, реагируя с кислотами, быстрее переходят в раствор, в полном соответствии со своим местом в ряду активности, повышая тем самым его электропроводность.

Ввиду имеющихся фактов необходимо выработать рабочую гипотезу,

отвечающую на вопросы, когда и где может происходить образование тех или иных соединений, приводящих к повышению электропроводности жидкости. Итак, при осуществлении пробойного разряда и образовании плазменного канала разряда между электродами в нем образуются ионизированные атомы металла и окислы азота. При схлопывании и охлаждении канала разряда окислы азота, соединяясь с водой, образуют азотную кислоту, а молекулы и частички металла либо окисляются, либо вступают в реакцию с образовавшейся кислотой. Если процесс образования кислоты в объеме протекает достаточно быстро, то реакция металла с кислотой может протекать достаточно медленно, поскольку концентрация обоих компонентов мала. В этих процессах, по-видимому, процессами окисления металла можно пренебречь, поскольку растворимость окислов мала и вклад их в проводимость незначителен.

Таким образом, **цель работы** состоит в исследовании условий стабилизации удельной электропроводности рабочей жидкости при осуществлении электрических разрядов, сопровождающихся образованием кислот, а также электрической эрозией металлов, входящих в состав электродов.

Основная часть. Следует учитывать, что в реальных технологиях в качестве рабочей жидкости используется не дистиллированная вода, как в описанных в [3] опытах, а обычная питьевая или техническая вода, представляющая собой растворы различных солей (в подавляющем большинстве хлоридов $NaCl$, KCl , $CaCl$ и т.д.). В отдельных случаях, как это имеет место в ЗЭС, используется специально изготавливаемый водный электролит с необходимой удельной электропроводностью. Кислота, образующаяся при разрядах в таком водном электролите, может вступать в реакцию не только с металлами электродов, но и с самим электролитом. При использовании в качестве рабочей жидкости раствора $NaCl$ схема преобразования исходного раствора (с учетом поступления в раствор образующейся азотной кислоты) будет следующей:



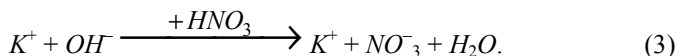
Если первоначально электропроводность левой части схемы (1) определялась концентрацией ионов Na^+ и Cl^- , то после образования азотной кислоты в растворе (в том же объеме) уже присутствуют четыре вида ионов, что приводит к увеличению концентрации ионов и удельной электропроводности раствора в соответствии с выражением [6]:

$$\sigma = F Z_+ n_{0+} (U_+ + U_-) / N_A, \quad (2)$$

где F – число Фарадея; Z_+ – валентность положительных ионов в растворе; n_{0+} – концентрация положительных ионов в растворе, ($Z_+ n_{0+} = Z_- n_{0-}$); U_+ , U_- – подвижности ионов; N_A – постоянная Авогадро.

Ситуация меняется, если разряд производить в щелочном растворе, на-

пример, в растворе KOH . Реагируя со щелочью, кислота, образующаяся при разрядах, нейтрализуется с образованием соли и воды по схеме:

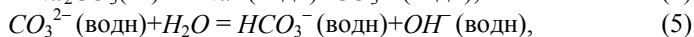
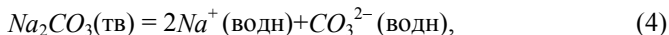


В соответствии со схемой (3) изменения количества ионов не происходит (H_2O слабо диссоциирует и не влияет на удельную электропроводность раствора). Однако удельная электропроводность раствора в правой части (3) уменьшается по сравнению с левой, поскольку подвижность иона NO_3^- меньше подвижности группы OH^- [7].

Для проверки этих рассуждений был проведен следующий опыт. К двум водным растворам ($NaCl$ и Na_2CO_3) одинакового объема по 100 мл, с одинаковой начальной удельной электропроводностью $\sigma_0 = 0,0335$ См/м добавлялись порции по 0,1 мл водного раствора азотной кислоты с удельной электропроводностью $\sigma = 0,31$ См/м (порция содержит 0,0072 мг кислоты). В качественном плане такой опыт соответствует механизму поступления азотной кислоты в рабочую жидкость при осуществлении разрядов.

Из представленных на рисунке данных видно, что добавление порций кислоты к раствору $NaCl$ сразу же приводит к существенному росту его электропроводности (кривая 2). Добавление тех же порций азотной кислоты в раствор кальцинированной соды Na_2CO_3 сначала уменьшает, затем плавно повышает удельную электропроводность раствора до начального уровня (кривая 1).

Поскольку растворение соды в воде дает раствор со щелочными свойствами:



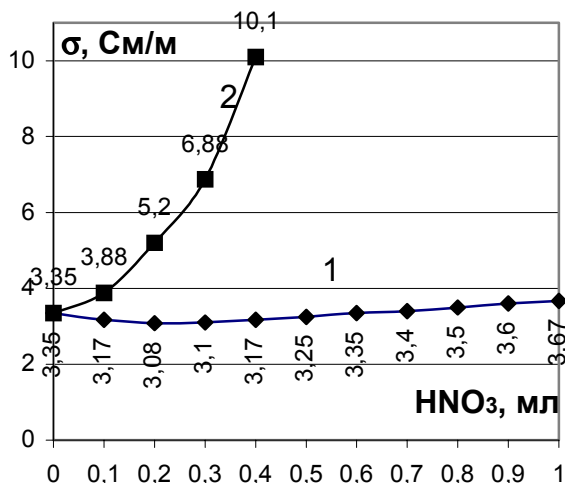
то в соответствии со схемой (3) происходит реакция нейтрализации. Некоторое же слабое увеличение удельной электропроводности раствора (кривая 1) происходит в результате превышения количества добавленной кислоты сверх уровня, необходимого для полной реакции нейтрализации.

Результаты проведенного опыта свидетельствуют о том, что за счет повышенной концентрации щелочи в исходном растворе происходит достаточно быстрая нейтрализация образующейся кислоты (с соответствующим уменьшением ее концентрации) и, в связи с этим, происходит уменьшение вероятности реакции образующейся кислоты с металлами, приводящей к повышению удельной электропроводности раствора.

Для рассмотрения возможностей снижения вероятности реакции остаточного раствора кислот с металлами рассмотрим перспективу выбора материала электродов из малоактивных металлов.

В табл. 1 приведены стандартные электродные потенциалы ϕ_0 некоторых металлов, а также гидроксильной группы OH^- , характеризующей щелочность среды [7,8]. Каждый элемент этой таблицы активнее всех элемен-

тов, стоящих справа от него, и обладает большей по сравнению с ними восстановительной способностью, заключающейся в большей активности отдать электрон, превратившись в ион. В это время, стоящий с правой стороны элемент восстанавливается, принимая этот электрон, переходит в нейтральное, неионизированное состояние.



Изменение электропроводности растворов солей при добавлении раствора HNO_3 :
 1 – раствор кальцинированной соды Na_2CO_3 ; 2 – раствор поваренной соли $NaCl$.

Таблица 1 – Стандартные электродные потенциалы некоторых элементов

Элемент	K^+	Na^+	Ti^{+2}	Mn^{+2}	OH^-	Zn^{+2}	Cr^{+3}	Fe^{+2}	Ni^{+2}	Sn^{+2}	Pb^{+2}	H^+	B^{+2}	Cu^{+2}
φ_0 , В	-2,92	-2,71	-1,63	-1,18	-0,83	-0,76	-0,74	-0,4	-0,25	-0,14	-0,13	0,0	0,215	0,34

←
Увеличение восстановительной способности

Если учесть, что в электролитах преобладает ионная проводимость, то наличие гидроксильной группы в растворе существенным образом меняет ситуацию. Все стоящие справа от нее элементы не могут существовать в ионизированном состоянии, а восстанавливаются до нейтрального состояния и не повышают электропроводность раствора. Однако элементы, стоящие слева от гидроксильной группы, активнее и могут существовать в растворе в ви-

де ионов, повышая электропроводность раствора.

Экспериментальная проверка выдвинутых предположений произведена в опытах, в которых подобно [3,5] разряды производились на дно камеры, изготовленной из нержавеющей стали. При этом дно камеры в некоторых опытах выполнялось из меди, а электроды изготавливались из различных материалов: стали марки Ст. 3, меди М3, латуни Л68. Для увеличения эрозионного износа электродов межэлектродный промежуток намеренно выставлялся малым, от 5 мм до 7 мм, при этом напряжение $U_0 = 30$ кВ, емкость накопительных конденсаторов $C = 1,6$ мкФ и 2 мкФ. Таким образом, в опытах производилось по 1000 разрядов с энергией в разряде 720 Дж и 900 Дж.

Рабочие среды изготавливались путем растворения в дистиллированной воде поваренной соли $NaCl$, пищевой соды $NaHCO_3$, кальцинированной соды Na_2CO_3 , едкого кали KOH . Объем жидкости, заливаемый в камеру для обработки, составлял 2 дм³. Удельная электропроводность исходных растворов делалась одинаковой, на уровне 0,0137 См/м, при этом водородный показатель pH для раствора $NaHCO_3$ составлял около 9,15, для раствора Na_2CO_3 – 10,2, для раствора KOH – 10,9.

Поскольку в материалах электродов содержатся как основные (по весовому содержанию), обусловленные технической документацией на данный сплав, так и не основные, примесные, металлы и неметаллы, также принимающие участие в химических реакциях, то приведем данные на используемые сплавы.

В экспериментах в качестве материала медных электродов использовалась медь марки М3. Основного металла меди (Cu) в нем содержится 99,5 %, примесные металлы и неметаллы: Fe, Sb, As, Pb, Sn – по 0,05 %, Ni – 0,2 %, Bi – 0,003 %, S – 0,01 %, O – 0,1 % [9]. Стальной электрод изготовлен из стали марки Ст. 3, в которой основные металлы: Fe – 98,5 %, Mn – 0,4-0,65 %, неметаллы: C – 0,14-0,22 %, S – 0,05 %, P – 0,04 % [10]. Корпус камеры изготовлен из стали марки X18H9T, в которой основные металлы: Fe – 66,9 %, Cr – 17-19 %, Ni – 8-9,5 %, Mn – 1-2 %, Ti – 0,6 %, неметаллы: S – 0,02 %, P – 0,035 %, C – 0,12 %, Si – 0,8 % [11]. Латунный электрод изготовлен из латуни марки Л63, в состав входят основные металлы: Cu – 67-70 %, Zn – 29 %, Fe – 0,1 %, Pb – 0,03 %, примесные: P – 0,01 %, Sb – 0,005 %, Bi – 0,002 % [9].

Как и ожидалось, электрические разряды в растворах $NaCl$ при различных материалах электродов (см. табл. 2, опыты №1 и №3) приводят к существенному увеличению его удельной электропроводности за счет образования кислоты и последующей реакции ее с металлами с образованием растворимых солей. Наряду с образованием азотной кислоты из азота воздуха, растворенного в жидкости, вероятно также образование, например, серной и фосфорной кислот из неметаллических примесей материалов электродов. В опыте №1 со стальными электродами увеличение электропроводности больше, так как присутствуют активные металлы (Ti, Mn).

Таблица 2 – Влияние материала электродов и состава рабочей среды на ее удельную электропроводность при высоковольтных разрядах

№ опыта	Материал электродов	Удельная электропроводность, См/м		Растворимое вещество	Начальное pH среды	Энергия в разряде, Дж
		начальн.	конечн.			
1	Сталь-нерж.	0,0140	0,0192	<i>NaCl</i>	-	720
2	Сталь-нерж.	0,0138	0,0180	<i>NaHCO₃</i>	9,15	720
3	медь-медь	0,0137	0,0176	<i>NaCl</i>	-	720
4	медь-медь	0,0137	0,0147	<i>NaHCO₃</i>	9,15	720
5	медь-медь	0,0137	0,0141	<i>Na₂CO₃</i>	10,2	900
6	медь-медь	0,0137	0,012	<i>KOH</i>	10,9	720
7	латунь-медь	0,0137	0,0108	<i>KOH</i>	10,9	900

Опыты № 2 и № 4 отличаются от предыдущих тем, что производились в растворе *NaHCO₃*. Наличие щелочной среды с pH около 9,15, хотя и не значительно, но сказалось на опыте со стальными электродами - конечная удельная электропроводность уменьшилась по сравнению с опытом № 1. При медных электродах удельная электропроводность раствора претерпела значительно меньшие изменения. Подобные факты можно объяснить следующим образом. Конечная удельная электропроводность раствора является результатом реализации двух процессов. Один из них – образование растворимых солей – увеличивает электропроводность. Другой – при наличии реакции нейтрализации – уменьшает электропроводность. В зависимости от реального соотношения активных металлов, тех, которые расположены слева от гидроксильной группы (см. табл. 2), и интенсивностью образования кислот, нейтрализуемых щелочью, получается конечная электропроводность раствора.

В опытах № 4, № 5 и № 6 на медных электродах в растворах *NaHCO₃*, *Na₂CO₃* и *KOH* с pH 9,5, 10,2 и 10,9, соответственно, прослеживается результат реакции нейтрализации. Причем, по мере увеличения щелочности раствора конечная удельная электропроводность растворов даже уменьшается (опыт № 6). Как отмечалось ранее, для практической работы электродной системы уменьшение удельной электропроводности рабочей среды ниже оптимальной также является нежелательным явлением.

Из трех опытов (№ 4, № 5, № 6) на медных электродах следует, что для процесса стабилизации удельной электропроводности конечного раствора существенное значение имеет концентрация гидроксильной группы OH^- , характеризующей щелочность раствора; так, значение pH порядка 10,2 в нашем случае является оптимальным.

В опыте № 7 использовались электроды латунь-медь. В латуни содержится до 29 % активного металла – цинка, однако наличие щелочной среды

не способствовало проявлению этой активности: конечная удельная электропроводность даже уменьшилась по сравнению с первоначальной.

Выводы. Обобщая результаты экспериментов по стабилизации удельной электропроводности рабочей среды ЗЭС, можно сделать следующие выводы:

- в качестве рабочей среды необходимо использовать щелочные растворы с рН не менее 10,2;
- для обеспечения необходимого уровня исходной электропроводности раствора и рН среды порядка 10,2 в ЗЭС рекомендуется использовать раствор кальцинированной соды;
- для изготовления электродов ЗЭС необходимо использовать сплавы, в состав которых в качестве основных входят металлы со стандартным электродным потенциалом ϕ_0 не менее -0,83 В. Это может быть медь, сплавы на основе меди.

Список литературы: 1. Сизоненко О.Н., Хвоцян О.В. К вопросу электроразрядной технологии интенсификации притока нефти в скважины // Электронная обработка материалов. – 2003. – № 5. С. 80-85. 2. Алексеев В.С., Гребенников В.Т. Восстановление дебита водозаборных скважин. – М.: Агропромиздат, 1987. – 239 с. 3. Малюшевский П.П., Кривицкая З.К., Немировский А.З., Ляпис Д.Н. О влиянии высокоэнергетических разрядов в воде на удельное сопротивление рабочей среды разрядных камер // Электронная обработка материалов. – 1978. – № 4. – С. 40-45. 4. Пат. №18912 України, МПК 6 Е 21 43/25, В 21 D 26/12. Електродна система пристрою для електрогідравлічної дії на пласт / Л.П.Трофімова, С.Г.Поклонов, В.Г.Жекул (Україна). – № 93006694; Заявл. 24.09.1993; Опубл. 28.02.2000; Промислова власність. – 2000. – № 1. – С. 3.1.133. 5. Вишневецький В.Б., Годованна І.Н. Електрогідравлічне руйнування оксидів. – К.: Наукова думка, 1989. – 115 с. 6. Яворський Б.М., Детлаф А.А. Справочник по фізиці. – М.: Наука, 1971. – 939 с. 7. А.И. Левин Теоретические основы электрохимии. – М.: Металлургия, 1972. – 543 с. 8. Химия. Курс средней школы / Под ред. Г.Д.Вовченко. – М.: Мир, 1971. – 680 с. 9. Материалы в машиностроении. Цветные металлы и сплавы / Под ред. И.В.Кудрявцева. – М.: Машиностроение, 1967. – Т. 1. – С. 304. 10. Материалы в машиностроении. Конструкционная сталь / Под ред. И.В.Кудрявцева. – М.: Машиностроение, 1967. – Т. 2. – С. 231. 11. Материалы в машиностроении. Специальные стали и сплавы / Под ред. И.В.Кудрявцева. – М.: Машиностроение, 1968. – Т. 3. – С. 23.

Поступила к редколлегии 30.12.2008

В.М.ПОШТАРЕНКО, канд.техн.наук, НТУ «ХП»;
А.Ю.ВАРЛИГІНА, НТУ «ХП»;
В.С.КИТАЙНИК, НТУ «ХП»

АНАЛІЗ ДОЦІЛЬНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ШТУЧНИХ ІМУННИХ СИСТЕМ У ЗАДАЧАХ ВИЯВЛЕННЯ АНОМАЛІЙ

Представлено імітаційну модель виявлення аномалій в комп'ютерних мережах на основі штучних імунних систем.

Presented the simulation model of the anomaly detection in the computer networks based on artificial immune systems.

Постановка проблеми. В останні роки все більше технологій, що використовуються людиною для створення систем підтримки прийняття рішень, робототехніці, інтелектуальному аналізу даних тощо, були запозичені у природи. Генетичні алгоритми [1] та нейронні мережі [1, 2] вже набули сьогодні великої популярності і фігурують не тільки у теоретичних дослідженнях, а і практично запроваджуються для вирішення широкого кола питань. Штучні ж імунні системи вивчені недостатньо, хоча їх структура і алгоритми функціонування також можуть «стати у пригоді» для вирішення проблем виявлення аномалій, розпізнаванні образів, побудові систем захисту тощо[3, 4]. Штучні імунні системи – це перспективний напрямок досліджень, адже особливості організації і функціонування цієї системи можуть бути використані у областях, де генетичні алгоритми і нейронні мережі можуть програвати за деякими характеристиками.

Аналіз літератури. На сьогоднішній день існує ряд публікацій [3, 4 тощо], в яких досить детально аналізуються штучні імунні системи, їх властивості та області застосування, розглядаються різні підходи до реалізації штучних імунних систем, виконується порівняння штучних імунних систем з іншими техніками, що були запозичені у природи. Зокрема у [3] виконано порівняння імунних та нервових систем людини, [6, 8] розглядають схожі та відмінні властивості штучних імунних систем та генетичних алгоритмів, але ці порівняння не є досить повними, тому у рамках даної статті вони будуть розширені. У [7] детально розглядаються алгоритми моделювання роботи імунних систем для вирішення задач виявлення аномалій. Джерела [1, 2] надають вичерпну інформацію щодо генетичних алгоритмів та нейронних мереж відповідно, але жодне з них навіть не згадує про штучні імунні системи, їх властивості і переваги.

Метою статті є розробка імітаційної моделі виявлення аномалій на основі імунних мереж.

Обґрунтування доцільності застосування штучних імунних систем у задачах виявлення аномалій.

Головним принципом дії людської імунної системи є порівняння певних «шаблонів» з тілами, що перебувають усередині організму, і виявлення, таким чином, сторонніх предметів, які отриману назву антигенів.

Роль згаданих шаблонів виконують лімфоцити, які постійно генеруються спинним мозком і тимусом з урахуванням інформації, що втримується в ДНК (така інформація увесь час накопичується, процес цей називається еволюцією генної бібліотеки), і поширюються організмом через лімфатичні вузли, причому кожний тип лімфоцита відповідає за виявлення якогось обмеженого числа антигенів. При генеруванні лімфоцитів є одна дуже важлива стадія, названа негативною селекцією, на якій відбувається своєрідний тест на відповідність рідним клітинам організму. Іншими словами, завдяки негативній селекції створюються «шаблони», що містять ту інформацію, що усередині організму відсутня, і якщо якесь тіло підходить під даний шаблон, виходить, воно чуже. У випадку виявлення лімфоцитами антигену на підставі відповідного шаблону виробляються антитіла, які й знищують його. Потім активується ще один процес – клональна селекція [3, 7], під час якої відбувається своєрідний природний відбір антитіл: виживають лише ті, що максимально підходять під знайдений антиген. При цьому відомості про створені антитіла «заносяться» у згадувану вище генну бібліотеку.

Таким чином можна дійти висновку, що дана схема може бути корисною для забезпечення безпеки комп'ютерних систем, адже у даному випадку розподілена, гнучка, самоорганізована штучна імунна система обумовлює її максимальну ефективність у системах виявлення вторгнень [4].

Система виявлення вторгнень для одного сегмента мережі, побудована на принципах штучної імунної системи, підрозділяється на основну й набір вторинних мереж. Основна є аналогом спинного мозку, а вторинні – аналогами лімфатичних вузлів. В основній системі виявлення вторгнень на базі штучної імунної системи імітуються два процеси [3, 7] – еволюція генної бібліотеки й негативна селекція.

На етапі еволюції генної бібліотеки відбувається нагромадження інформації про характер аномалій мережевого трафіку. Генна бібліотека штучної імунної системи повинна містити «гени» (це можуть бути, наприклад, дані про характерну кількість пакетів, їхній довжині, структурі, типових помилках і т.д.), на підставі яких будуть генеруватися особливі програмні агенти-детектори, що є аналогами лімфоцитів [8]. Початкові дані для формування генної бібліотеки вибираються, виходячи з особливостей застосовуваних мережних протоколів, зокрема їх слабких з погляду захисту місць. Надалі, при

виявленні детекторами аномальної активності в мережі до бібліотеки будуть додаватися відповідним цим проявам нові «гени» [3]. Через обмеженість розміру генної бібліотеки, у ній зберігаються тільки «гени», що проявляють себе найбільшу кількість разів.

На другому етапі шляхом довільного комбінування «генів» відбувається генерування так званих пре-детекторів (аналоги «зародкових» лімфоцитів), які потім за допомогою механізму тої самої негативної селекції перевіряються на, на несумісність з нормальним мережним трафіком. При цьому використовуються дані про характер такого трафіку (профілі), формовані так званим автоматичним профайлером, що постійно аналізує потік даних, який надходить від маршрутизатора, що стоїть на вході в мережний сегмент [8]. Кінцевою метою в цьому випадку є створення обмеженого набору детекторів, за допомогою якого можна було б виявити максимальну кількість мережних аномалій. Цей набір розсилається по всіх вузлах мережі, створюючи вторинну систему виявлення вторгнень [6]. Варто відзначити, що розроблені на сьогоднішній день алгоритми негативної селекції оперують імовірнісними характеристиками – замість точної відповідності використовується часткова, ступінь якої може досить варіюватися. Її зміна в остаточному підсумку повинна призвести до зменшення або збільшення частоти «помилкових спрацьовувань».

При виявленні аномалії відбувається клональна селекція [3, 7] – відповідний їй детектор «розмножується» і розсилається на всі вузли. Остаточне ж рішення про те, відбувається вторгнення в чи мережу ні, приймається на підставі даних від декількох вузлів. Кожний вузол, а також основна система виявлення вторгнень поставлені ще одним компонентом – комунікатором, що, зокрема, оперує таким параметром, як рівень ризику. У випадку, якщо на якимсь вузлі помічена підозріла активність, комунікатор підіймає свій рівень ризику й відсилає відповідне повідомлення комунікаторам інших вузлів і основній системі виявлення вторгнень, і ті також піднімають свої рівні ризику. З появою аномалій відразу на декількох вузлах протягом короткого проміжку часу цей рівень дуже швидко росте, і якщо буде досягнутий заданий поріг, адміністратор мережі одержить сигнал тривоги.

Імітаційна модель імунного алгоритму виявлення аномалій.

Нормальна поведінка системи часто характеризується дискретними тимчасовими рядами спостережень. В цьому випадку проблему виявлення аномалій можна сформулювати як задачу знаходження неприпустимих відхилень у характеристиках системи. Для виявлення аномалій і помилок в мережах відомі різноманітні методи, такі як контрольні карти, методи моделювання, використання експертних систем, розпізнання образів й кластеризацію, марковські моделі і нейронні мережі [9]. Проте для більшості методів вимагається наявність апіорної інформації про різноманітні умови виник-

нення аномалій або точна теоретична модель моніторингуєвих системи. У роботі розглядається можливість виявлення аномалій шляхом імітаційного моделювання.

Завдання виявлення аномалій може бути зведено до задачі виявлення змін у паттерні нормальної активності. При підготовці даних беремо до уваги зміни форми подання даних при збереженні їхнього інформаційного змісту. Будь-які зміни, що перевершують допустимі варіації паттернів даних, повинні бути повністю представлені в новій формі. Це може викликати труднощі, якщо необхідно виявляти дуже малі зміни в потоці реальних даних [3]. Для цього аналогова величина спочатку нормується по відношенню до певної фіксованої варіації, що дозволяє визначити інтервал, до якого вона відноситься, і після цього належність інтервалу кодується у бінарній формі. Проте якщо величина виявляється за межами інтервалу (MIN , MAX), то вона повинна кодуватися всіма нулями або всіма одиницями, залежно від границі інтервалу, за яку вона вийшла. Тоді, якщо кожний набір даних кодується m бінарними числами (величина m обирається залежно від необхідної точності), поміж максимальним значенням MAX й мінімальним MIN існує $2^m - 2$ інтервалів що розрізняються. Відповідно, розмір інтервалу d рівний $(MAX - MIN)/(2^m - 2)$. Отже, для аналогової величини x $MIN \leq x \leq MAX$, де $MAX = MIN + (2^m - 2)d$, і вона може бути відведена до певного інтервалу (з абсолютною помилкою по амплітуді d) та закодована бінарним числом по номеру цього інтервалу. Наприклад, якщо амплітуда x така, що $MIN + n_a d \leq x \leq MIN + (n_a + 1)d$, тоді вона кодується бінарним рядком, відповідній номеру інтервалу n_a (де n_a може мінятися в межах від 1 до $2^m - 2$).

Перерахуємо основні параметри процесу підготовки даних.

m – параметр, визначаючий точність, із якої дані представляються в бінарній формі. Наприклад, 5-бітне кодування дозволяє розподілити дані по 30 інтервалам у діапазоні $[MIN, MAX]$.

w – число елементів, що кодується у кожному паттерні (свого рядка).

$SHIFT$ – число елементів, на яке даний паттерн зміщений по відношенню до попереднього. Наприклад, якщо $SHIFT = 1$, а розмір вікна рівний w , то паттерни будуть мати наступний вигляд: $\{X_1, X_2, \dots, X_w\}$, $\{X_2, X_3, \dots, X_{(w+1)}\}$ й т.п.

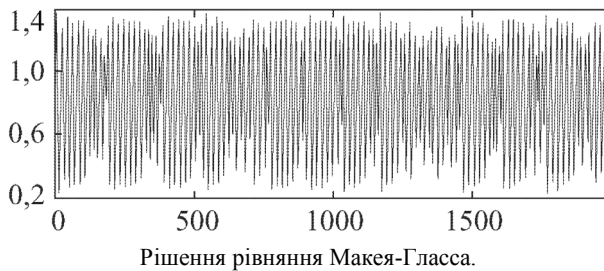
В ході цих експериментів використовувались послідовності, що генеруються рівнянням Макея-Гласа, що моделювали результати вимірів.

В першому тимчасові ряді одержувалися за допомогою послідовностей Макея-Гласа і включали експерименти щодо спостереження за динамікою процесу в різноманітних умовах. Рішення цього рівняння використовувались в багатьох галузях науки. Рівняння має наступний вигляд:

$$\frac{dx}{dt} = \frac{ax(t-m)}{[1+x^c(t-m)]} - bx(t).$$

Використовувались наступні значення параметрів: $a = 0,2$; $b = 0,1$;

$c = 10$, величина параметру запізнювання m визначає складність вигляду рішення рівняння. Рішення цього рівняння використовуються як завдання для короткострокового прогнозування по результатах наявних вимірів. Окрім цього, може бути поставлена задача виявлення змін величини параметру m . Для отримання нормальних послідовностей брались значення $m = 30$, для невеликих змін – $m = 27$, для одержання значних аномалій використовується $m = 17$. Послідовності дістаються чисельним вирішенням рівняння методом Рунге-Кутта 4-го порядку. Інтервал вибірки на кожному кроку інтегрування обмежений величиною. Для усунення впливу початкових умов, пропускаються перші 1000 вимірів від початкового значення. В моделі використовували 2000 вимірів тимчасового ряду Макея-Гласса (див. рисунок).



Результати застосування моделі імунної системи для виявлення невеликих змін у послідовностях Макея-Гласса. Результати аналізу наведені у таблиці.

Параметри кодування	R	Nr	Виявлення аномалій	
			Середнє	Надійність
Win size = 4 Win shift = 4 Self length, l = 20 Self size, Ns = 500	9	30	11,34 (3,52)	100 %
		40	14,96 (3,78)	100 %
		50	16,99 (3,20)	100 %
	10	30	4,78 (2,77)	98 %
		50	7,82 (3,16)	100 %
		70	11,48 (3,51)	100 %
Win size = 4 Win shift = 4 Self length, l = 20 Self size, Ns = 500	10	20	8,08 (3,30)	100 %
		30	12,12 (4,08)	100 %
		40	14,58 (4,82)	100 %
	12	30	5,80 (2,70)	96 %
		50	9,38 (2,99)	100 %
		70	14,80 (4,82)	100 %

Тут r — граничне значення критерію подібності, Nr — число детекто-

рів. В колонках 4 і 5 наведені середня за 50 прогонів кількість виявлень в успішних прогонах (середнє і стандартне відхилення) і надійності виявлення відповідно.

Відзначимо, що незначні зміни виявляються майже так ж ефективно, як і значні, бо в закодованому вигляді число змінених рядків в обидвох випадках приблизно однаково (в інтервалі від 1000 до 1500). Виявлено, що ефективність алгоритму змінюється залежно від величини порога подібності r для даної довжини рядка l і параметрів кодування. При збільшенні g детектори стають дошкульними до будь-яких змін в даних, так що для отримання необхідного рівня надійності необхідно використовувати більше число детекторів. З іншого боку, якщо g занадто маленьке, то створення достатнього набору детекторів по даному може не вийти, бо при обраному значенні r не існує рядків, що відрізняються.

Висновки

Шляхом імітаційного моделювання встановлено, що для оптимізації роботи алгоритму виявлення аномалій потрібен вибір схожої величини параметру r . Зокрема, величина параметру r може використовуватися при настройці співвідношення надійності виявлення та ризику помилкової позитивної відповіді.

Список літератури: 1. *Munakata T.* Fundamentals of the New Artificial Intelligence. – London: Springer, 2008. – 256 p. 2. *Хайкин С.* Нейронные сети: полный курс. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1104с. 3. *Дасгунта Д.* Искусственные иммунные системы и их применение. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 344 с. 4. *Гвозденко А.* Искусственные иммунные системы как средство сетевой самозащиты. – <http://itc.ua/node/4270>. 5. *Castro L., Timmis J.* Artificial Immune Systems: A New Computational Intelligence Approach. – London: Springer, 2002. – 364 p. 6. *Burke K., Edmund, Kendall Graham.* Search Methodologies: Introductory Tutorials in Optimization and Decision Support Techniques. – New York: Springer, 2006. – 626 p. 7. *Gonzalez F.* A study of artificial immune systems applied to anomaly detection. – Memphis: Memphis University Edition, 2003. – 184 p. 8. *Aickelin U.* Artificial Immune Systems – A New Paradigm for Heuristic Decision Making – Nottingham: Nottingham University Edition, 2004. – 200 p. 9. *Hunt J.E., Cooke D.E.* An adaptive, distributed learning system, based on the immune system. – Wales: Wales University Edition, 1995. – 2540 p.

Надійшла до редколегії 02.04.2009.

О.Н.СИЗОНЕНКО, докт.техн.наук, Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины;

Э.И.ТАФТАЙ, Институт импульсных процессов и технологий;

Р.И.МАЛАЯ, Институт импульсных процессов и технологий;

А.С.ТОРПАКОВ, Институт импульсных процессов и технологий;

Е.В.ЛИПЯН, Институт импульсных процессов и технологий;

Р.П.КОЛМОГорова, Институт импульсных процессов и технологий

МОДИФИЦИРУЮЩЕЕ ВЛИЯНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ РАЗРЯДОВ НА АКТИВНОСТЬ РАСТВОРОВ ПОВЕРХНОСТНО-АКТИВНЫХ ВЕЩЕСТВ

Наведено результати комплексних досліджень дії електричних імпульсних високовольтних розрядів на колоїдні розчини поверхнево-активних речовин. Встановлені закономірності зв'язку процесів адгезії за участю поверхнево-активних речовин з максимумом тиску у каналі розряду.

The results of complex researches of action of electric impulsive high-voltage digits on colloid solutions of superficially-active matters are given. Conformities to the law of communication of processes of adhesion with participation of superficially-active matters with maximum of pressure into the discharge channel are found.

Постановка задачи. Эффективность действия поверхностно-активных веществ (ПАВ) в различных технологиях зависит от интенсивности протекания поверхностных явлений в системах с их участием [1-3]. Исследования влияния закона ввода энергии при импульсных высоковольтных электрических разрядах (ЭР) в растворах ПАВ представляют научный и практический интерес в связи с интенсификацией физико-химических процессов на межфазных границах и проявлением модификации сред с участием ПАВ. В работах [4-5] показано, что ЭР в коллоидных растворах ПАВ влияет на поверхностные явления и обменные процессы на межфазных границах. Была установлена связь между режимом ввода энергии высоковольтных ЭР, обусловленная параметрами разрядного контура и изменением поверхностных явлений.

Дальнейшие исследования были направлены на оценку влияния волны давления при разряде как составной части ЭР воздействия на свойства растворов ПАВ, в частности, исследовалась связь гидродинамических характеристик разряда с изменением термодинамических характеристик растворов ПАВ.

Целью данной работы является исследование влияния гидродинамических характеристик электрических высоковольтных импульсных разрядов в коллоидных растворах ПАВ на интенсивность протекания адгезионных процессов с участием поверхностно-активных веществ.

Методика эксперимента. Экспериментальные исследования выполнялись на стенде, описанном ранее [4].

В исследованиях были использованы представители следующих типов ПАВ:

- анионоактивные ПАВ – Сульфонол (алкилбензолсульфонат натрия) с концентрацией 4 кг/м^3 ;
- неионогенные ПАВ – Неонол АФ₉-12 (оксиэтилированный алкилфенол) с концентрацией 1 кг/м^3 ;
- катионоактивные ПАВ – Катапин-бактерицид (алкилполибензилпиридный хлорид) с концентрацией 6 кг/м^3 ;
- многокомпонентная смесь анионных и неионогенных ПАВ различного химического строения и целевых добавок – НМК-РХ (многофункциональная композиция ПАВ) с концентрацией 3 кг/м^3 .

Режим ввода энергии в плазменный канал разряда изменялся путем варьирования параметрами разрядного контура, при этом неизменной была запасаемая энергия.

Параметры контура ЭР воздействия и обработки растворов ПАВ приведены в таблице.

Параметры контура ЭР воздействия и обработки растворов ПАВ

Рабочее напряжение, U_c , кВ	Рабочая емкость разрядного контура, C_n , мкФ	Индуктивность разрядного контура L , мкГн	Запасаемая энергия W_3 , кДж	Количество разрядов n
21	4,8	4	1	от 50 до 300
30	2,4	4	1	от 50 до 300
41	1,2	4	1	от 50 до 300
30	2,4	8	1	от 50 до 300
30	2,4	16	1	от 50 до 300
30	2,4	32	1	от 50 до 300

Варьирование напряжением заряда накопителя позволяло изменять скорость нарастания тока разряда от $4,8 \cdot 10^8$ до $2,5 \cdot 10^9$ А/с при длительности первой полуволны тока от $3,1 \cdot 10^{-6}$ до $6,2 \cdot 10^{-6}$ с. Варьирование индуктивностью разрядного контура от $8 \cdot 10^{-6}$ до $32 \cdot 10^{-6}$ Гн обеспечивало изменение длительности первой полуволны тока от $9,2 \cdot 10^{-6}$ до $37 \cdot 10^{-6}$ с, соответственно, тем самым регулировался режим ввода энергии в плазменный канал разряда.

Энергетические характеристики рассчитывались по осциллограммам тока и напряжения на разрядном промежутке. Осциллографирование тока проводилось с помощью омического коаксиального шунта, а напряжение с резистивно-емкостного делителя – согласно электрической схеме, приведен-

ной в [4]. Обработка полученных осциллограмм описана в [6-8]. По этим данным расчетным путем находилась мощность на протяжении активной стадии разряда $N(t)$:

$$N(t) = U(t) \cdot I(t), \quad (1)$$

где $U(t)$, $I(t)$ – зависимости напряжения и тока (соответственно) в канале разряда от времени, полученные экспериментально.

Известно, что ЭР в водных электролитах носит случайный характер из-за большого количества факторов, которые влияют на его формирование, поэтому наблюдается значительный разброс электрических характеристик при многочисленном повторении разряда. В работе [9] показано, что при многократном повторении опыта распределение характеристик разряда подчиняется нормальному закону. Поэтому все результаты экспериментальных исследований представлены в виде средних арифметических значений характеристик разряда и соответствующих доверительных интервалов при коэффициенте надежности 0,65, вычисленных по результатам десяти опытов на каждой экспериментальной точке по методике, изложенной в [10-11].

Теоретическое исследование гидродинамических характеристик разряда выполнялось, исходя из электрических и энергетических характеристик разряда.

Экспериментальные и теоретические исследования проводились в водных растворах ПАВ для случая при нормальных условиях.

Основная часть. При построении математической модели исследуемых процессов были приняты следующие допущения:

- стенки электроразрядной камеры абсолютно тверды;
- канал разряда в начальный момент времени имеет форму прямого круглого цилиндра, высота которого равняется длине межэлектродного промежутка, а ось симметрии совпадает с осью симметрии разрядной камеры;
- стенка канала непроницаема;
- камера заполнена идеальной сжимаемой жидкостью, а канал разряда – идеальной плазмой.

Для определения температуры плазмы в канале разряда использовалось выражение:

$$T = \left[\frac{E \cdot (\gamma - 1) D}{\sigma \cdot \tau \cdot S_0} \right]^{\frac{1}{5}}, \quad (2)$$

где E – энергия, выделенная в процессе разряда, определяемая по формуле:

$$E = \int_{t_0}^{t_{\max}} N(t) dt; \quad (3)$$

γ – отношение теплоемкостей жидкости при постоянном давлении c_p и объеме c_v соответственно; D – энергия диссоциации; σ – газокинетическое сечение рассеяния; τ – длительность первой полуволны мощности; S_0 – площадь поверхности канала разряда, в соответствии с моделью короткого цилиндра [12]:

$$S_0 = 2\pi R_0 l_p, \quad (4)$$

где l_p – межэлектродный промежуток,

$$R_0 = \left(\frac{(\gamma - 1) \cdot \tau^2 \cdot E}{\pi \cdot \rho \cdot l_p} \right)^{\frac{1}{4}}, \quad (5)$$

где ρ – плотность вещества в канале разряда.

Максимум давления в канале разряда определялся по формуле:

$$P_\kappa = P_m \cdot b_0(\eta), \quad (6)$$

где $P_m = \left(\frac{\rho \cdot U_0}{L \cdot l_p} \right)^{0,5}$, η – доля энергии, выделенной в первом полупериоде тока разряда.

$$b_0(\eta) = \frac{\gamma - 1}{2\alpha\gamma} \cdot \frac{\eta^{0,3} \cdot (1 - 0,85\eta)(1 + \eta)^3}{(0,37 + 0,6\eta^2)^{2\alpha - 1,5}}, \quad (7)$$

$$\alpha = 0,73 + 1,22\eta^{\frac{3}{2}} \cdot e^{-1,47\eta^3}. \quad (8)$$

Начальные значения гидродинамических параметров принимали равными значениям в невозбужденной среде.

Так как разряд был близким к критическому, то можно считать, что наибольшее воздействие на вещество вызывалось первым полупериодом волны мощности.

В качестве термодинамической характеристики оперировали относительной работой адгезии.

Относительная работа адгезии Z_a – величина, которая связывает работу адгезии W_a с работой когезии W_κ [5],

$$Z_a = \frac{W_a}{W_\kappa}. \quad (10)$$

Рассматривалась связь относительной работы адгезии и максимума давления в канале разряда.

Результаты теоретического исследования связи энергетических и гидродинамических характеристик электрического разряда (максимума давления в канале разряда) в водных растворах ПАВ с термодинамическими характеристиками среды с использованием экспоненциальной аппроксимации представлены на рис. 1-8.

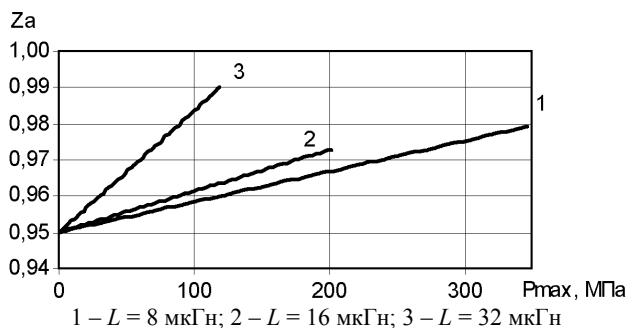


Рисунок 1 – Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе Сульфанола при $U = 30$ кВ

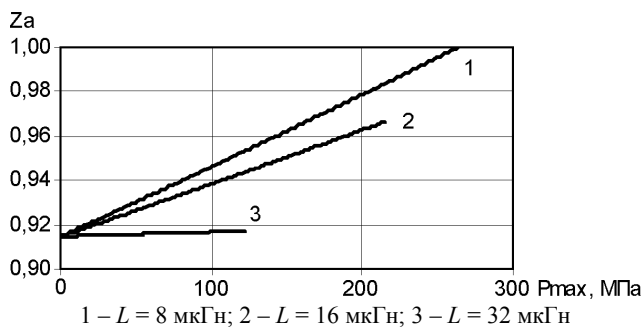


Рисунок 2 – Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе Неонола АФ₉–12 при $U = 30$ кВ

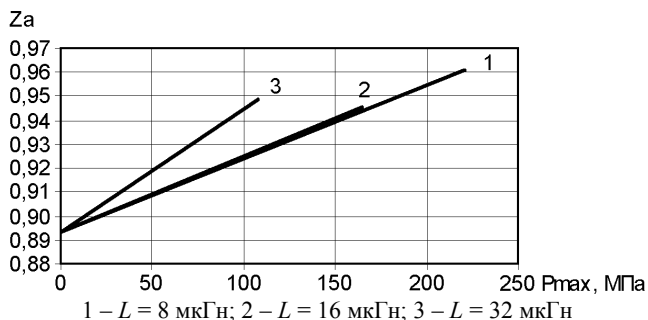


Рисунок 3 – Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе НМК-РХ при $U = 30$ кВ

Графическое изображение зависимости относительной работы адгезии раствора Сульфанола при постоянном напряжении $U = 30$ кВ и варьировании значениями индуктивности L (рис. 1) от максимума давления в канале разря-

да показывает, что с ростом давления в канале разряда наблюдается рост относительной работы адгезии. Такое поведение раствора Сульфанола означает снижение поверхностной энергии системы с ростом максимума давления в канале разряда.

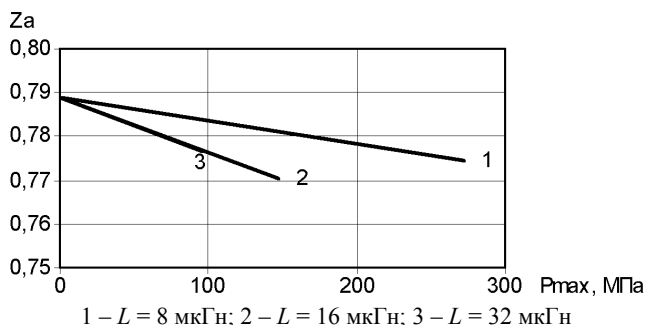


Рисунок 4– Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе Катапина при $U = 30$ кВ

Аналогичные изменения поверхностной энергии с ростом максимума давления в канале разряда происходят в водных растворах Неонола АФ₉-12 и НМК-РХ (рис. 2 и рис. 3) при тех же параметрах воздействия.

Поведение катионоактивного раствора Катапина при указанных режимах ЭР воздействия отличается от рассмотренных ранее (рис. 4). При напряжении $U = 30$ кВ с ростом максимума давления в канале разряда идет снижение относительной работы адгезии на всех режимах варьирования индуктивностью.

При изменении режима ввода энергии путем изменения рабочего напряжения и емкости накопителя при постоянной индуктивности контура, наблюдается тенденция роста относительной работы адгезии растворов Сульфанола (рис. 5), Неонола АФ₉-12 (рис. 6) и НМК-РХ (рис. 7), которая сохранилась и связана с максимумом давления в канале разряда.

В отношении раствора Катапина (рис. 8) при обработке режимами с варьированием напряжения относительная работа адгезии монотонно уменьшается с ростом максимума давления в канале разряда и, как следствие, свободная поверхностная энергия системы увеличивается пропорционально росту амплитудного значения максимума давления в канале разряда.

Таким образом, исследования показали, что модифицирующее действие ЭР на активность растворов ПАВ зависит от их типа по ионной характеристике.

Как видно из формул (6), (7) и (8) и рисунков (рис. 1-8), максимум давления в канале разряда зависит от совокупности факторов, таких, как падение напряжения на разрядном промежутке, индуктивности разрядного кон-

тура, длины межэлектродного промежутка и доли энергии, выделенной в первом полупериоде тока разряда. Поскольку индуктивность разрядного контура оказывает существенное влияние на долю энергии, выделенной в первом полупериоде тока разряда, то можно сказать, что наиболее существенное влияние на величину максимума давления в канале разряда оказывает именно индуктивность разрядного контура.

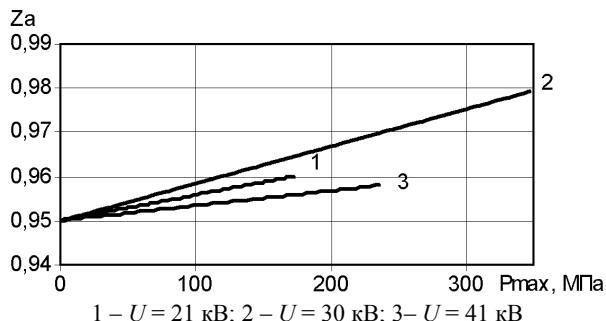


Рисунок 5 – Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе Сульфанола при $L = 4$ мкГн

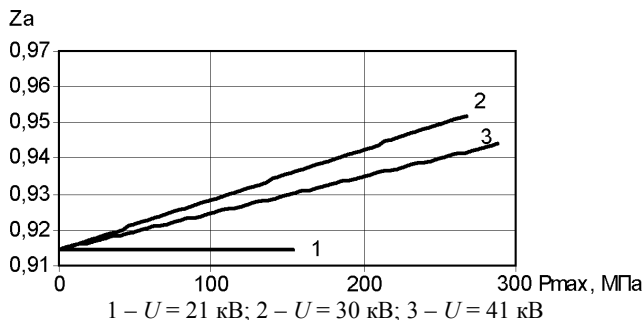


Рисунок 6 – Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе Неонола АФ₉-12 при $L = 4$ мкГн

Вышеприведенные результаты на рис. 1 и 5 свидетельствуют, что в растворах анионоактивных ПАВ для активации поверхностных явлений и обменных процессов на межфазных границах необходимо выбирать режим ввода энергии, который обеспечивает более длительное время действия давления. Для растворов неионогенных ПАВ (рис. 2 и 6) необходимо обеспечивать максимальное выделение энергии в первом полупериоде тока. В растворах смеси анионоактивных и неионогенных ПАВ с различными синтетическими добавками НМК – РХ (рис. 3 и 7) оба фактора влияют в равной мере. Наибольшее снижение относительной работы адгезии катионоактивных ПАВ

(рис. 4 и 8) связано со временем действия давления, поэтому, если возникает необходимость в торможении процессов смачивания и адсорбционных процессов, то необходимо выбирать режим ввода энергии, который обеспечивает более длительное время действия давления.

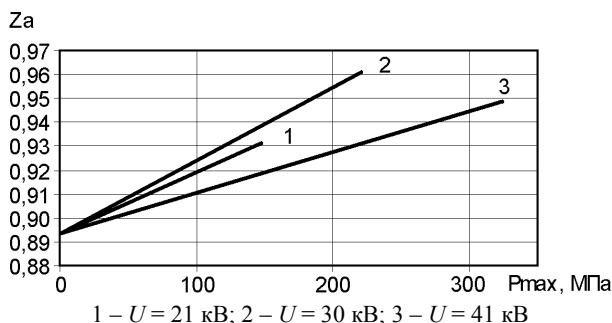


Рисунок 7 – Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе НМК-РХ при $L = 4$ мкГн

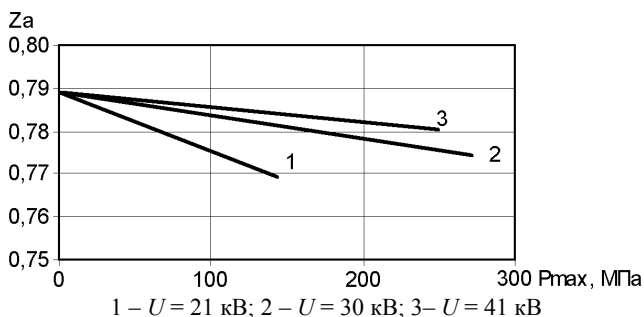


Рисунок 8 – Зависимость относительной работы адгезии от максимума давления в канале ЭР в растворе Катапина при $L = 4$ мкГн

Выводы. Установлены закономерности связи гидродинамических характеристик электрических высоковольтных импульсных разрядов в коллоидных растворах ПАВ с интенсивностью протекания адгезионных процессов с участием поверхностно-активных веществ. Установлено, что модифицирующее действие ЭР на активность растворов ПАВ зависит от их типа по ионной характеристике. Рост относительной работы адгезии в растворах, содержащих анионактивные и неионогенные ПАВ (Сульфолон, Неонол АФ₉-12 и композиция НМК-РХ), возрастает с ростом максимума давления в канале ЭР. Увеличение максимума давления в канале ЭР при воздействии на раствор катионактивных ПАВ (Катапин) способствует снижению относительной работы адгезии, что целесообразно использовать для решения проблем торможения процессов смачивания и адсорбции процессов.

можения процессов смачивания и адсорбции процессов. Определены тенденции режимов ввода энергии для активации поверхностных явлений и обменных процессов на межфазных границах.

Список литературы. 1. Сизоненко О.Н. Синергетический эффект в изменении фильтрационных характеристик пористых насыщенных жидкостью сред при электроразрядном воздействии / О.Н. Сизоненко // Геотехническая механика: Межвед. сб. науч. тр. – Вып.42. – Днепропетровск: Ин-т геотехн. механики НАН Украины. – 2003. – С. 173-186. 2. Шерстнев Н.М. Применение композиций ПАВ при эксплуатации скважин / Н.М. Шерстнев, Л.М. Гурвич, И.Г. Булина и др. – М.: Недра, 1988. – 184 с. 3. Когановский А.М. Физико-химические основы извлечения поверхностно-активных веществ из водных растворов и сточных вод / А.М. Когановский, Н.А. Клименко. – К.: Наук. думка, 1978. – 176 с. 4. Сизоненко О.Н. Влияние высоковольтных импульсных разрядов в растворах поверхностно-активных веществ на их основные свойства / О.Н. Сизоненко, Э.И. Тафтай, Р.И. Малая, Р.П. Колмогорова, Е.В. Лилян, А.С. Торпаков // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ», 2008. – № 21. – С. 124-134. 5. Сизоненко О.Н. К вопросу о влиянии индуктивности разрядного контура при высоковольтных электрических разрядах в растворах поверхностно-активных веществ на их основные свойства / О.Н. Сизоненко, Э.И. Тафтай, Р.И. Малая, Р.П. Колмогорова, Е.В. Лилян, А.С. Торпаков // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ», 2008. – № 44. – С. 137-146. 6. Питьева К.Е. Аспекты использования газообразных сорбированных углеводородов в эколого-гидрогеологическом мониторинге / К.Е. Питьева // Вестник Воронеж. ун-та. Геология. – 2000. – Вып. 5(10). – С. 227-230. 7. Исследование и оценка синергетического эффекта в изменении фильтрационных характеристик пористых насыщенных сред при электрическом разряде в поверхностно-активных веществах: отчет о НИР (заключ.) / ИИПТ НАН Украины; рук. Сизоненко О.Н. – Николаев, 2003 – 239 с. – № ГР 0100U004071. – Инв. № 0203U006526. 8. Шваб А. Измерения на высоком напряжении / А. Шваб. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 264 с. 9. Исследование динамики развития мощных электрических разрядов в воде с максимальным током разряда до 400 кА: Отчет о НИР (заключительный) / ПКБЭ АН УССР; Руководитель Е.В.Кривицкий. – ГР 73024016; Инв. № 330 н.с. – Николаев, 1976. – 290 с. 10. Жекул В.Г. Статистическое исследование времени запаздывания пробоя при разряде в воде / В.Г. Жекул, В.И. Загребнюк, А.В. Мурзаев, Л.С. Хаскина // Физико-механические процессы при высоковольтном разряде в жидкости. – Киев: Наук. думка, 1980. – С. 13-18. 11. Зайдель А.Н. Ошибки измерений физических величин / А.Н. Зайдель. – Л.: Наука, 1968. – 96 с. 12. Наугольных К.А. Электрические разряды в воде / К.А. Наугольных, Н.А. Рой. – М.: Наука, 1971. – 156 с.

Поступила в редколлегию 17.03.2009.

А.Ю.СКОБЛИКОВ, НТУ «ХПИ»

АВТОМАТИЗАЦИЯ ПРОЦЕДУРЫ ОБРАБОТКИ СТАТИСТИЧЕСКИХ ДАННЫХ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ АТТЕСТАЦИИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

У статті запропоновано спосіб автоматизації процедури обробки статистичних даних метрологічної атестації засобів вимірювання імпульсних електричних процесів за допомогою комп'ютерної програми «Метрологічна статистика». Викладені основні параметри та особливості розробленої програми.

A method of processing statistic data automation during the metrological certification of the instrumentations with the help of the software «Metrological statistics» is proposed in the article. The main features and parameters of the worked out software are described.

1. Состояние вопроса. Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт «Молния» (НИПКИ «Молния») Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» (НТУ «ХПИ») уже более 50 лет занимается разработкой, созданием и эксплуатацией высоковольтных импульсных установок (ВИУ), предназначенных для имитации мощных электромагнитных помех естественного и искусственного происхождения. Всего в НИПКИ «Молния» более 10 видов ВИУ различного назначения и типоразмеров, сосредоточенных на экспериментальной базе (ЭБ) НИПКИ «Молния». На ЭБ проходят испытания различного рода технических средств (ТС) на стойкость к мощным электромагнитным помехам. Поэтому, для получения достоверности и воспроизводимости получаемых результатов испытаний необходимо обеспечивать стабильность и известность выходных параметров ВИУ. Эту задачу обеспечивают более 30 типов нестандартизованных средств измерения (НСИ) собственной разработки НИПКИ «Молния», входящих в штат ВИУ и постоянно измеряющих не только их выходные параметры, но и дестабилизирующие факторы внутри испытываемых ТС. Исходя из нормативных требований, все НСИ должны регулярно проходить периодическую поверку на поверочных установках высшей точности. Для этих целей был создан эталон импульсного электромагнитного поля, который в конце 2005 года прошел метрологическую аттестацию и получил шифр «Эталон-РЭМП» [1].

На рис. 1 приведена структурная схема эталона РЭМП, подробно рассмотренная в [2]. В данной схеме интерес представляет лишь регистратор Р, находящийся в экранированной измерительной кабине ИЭК.

В качестве регистратора служит цифровой запоминающий осциллограф, на экран которого выводится осциллограмма искомого импульса. Далее ин-

женером-оператором в ручном режиме определяются основные характеристики импульса. В дальнейшем эти данные используются для расчета параметров аттестуемых НСИ, который также выполняется в ручном режиме. Очевидно, что в данном случае помимо погрешностей оборудования, на точность измерения также влияет и человеческий фактор. Кроме того, данный способ определения амплитудно-временных параметров (АВП) наблюдаемых переходных характеристик (ПХ) является достаточно медленным.

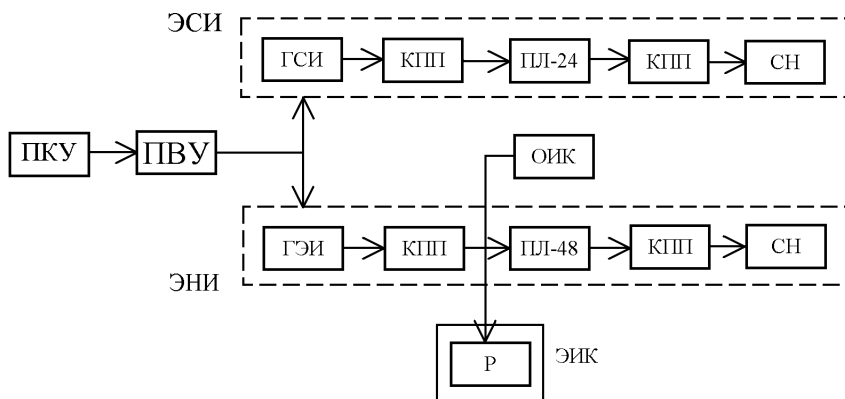


Рисунок 1 – Структурная схема Эталона-РЭМП

С целью оптимизации процедуры обработки статистических данных метрологической аттестации НСИ импульсных электрических процессов разработана компьютерная программа «Метрологическая статистика» (рис. 2), позволяющая полностью автоматизировать данный процесс.

2. Программа «Метрологическая статистика». Для того чтобы разрабатываемая программа могла успешно справляться с задачами, которые до этого решались человеком, необходимо предусмотреть все необходимые режимы работы, а также однозначно определить алгоритмы основных действий.

Основными задачами, решаемыми данной программой являются:

- расчет АВП ПХ путем графического анализа показаний осциллографа;
- расчет коэффициента преобразования аттестуемого НСИ;
- расчет погрешностей измерения АВП ПХ.

При этом программа должна обладать следующими основными особенностями:

- простотой эксплуатации;
- максимальной автоматизацией решаемых задач;
- простотой и наглядностью представления результатов вычислений;

- поддержкой различных регистраторов;
- наличием средств тестирования работоспособности программы.

Все расчеты, выполняемые в процессе аттестации НСИ строго регламентированы нормативными документами, что также должно быть учтено при разработке конечных алгоритмов программы.

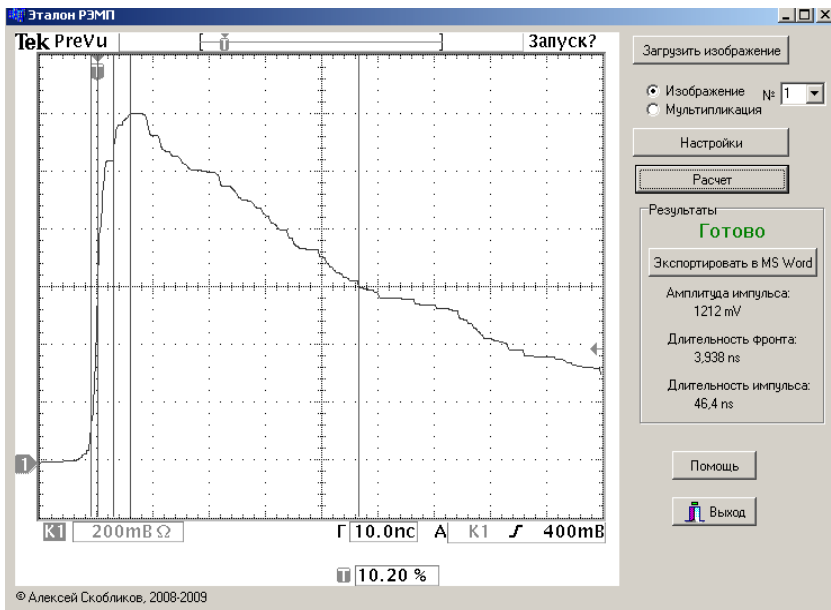


Рисунок 2 – Основное окно программы «Метрологическая статистика»

2.1. Определение АВП импульсов. Первая задача, решаемая в процессе обработки статистических данных метрологической аттестации, является определение АВП импульсов. Источником данных для этого служат графические показания осциллографа, на основе которых вычисляются АВП переходной характеристики НСИ [3]:

- амплитуда импульса (A);
- время нарастания ПХ ($T_n^{ПХ}$);
- длительность ПХ ($T_c^{ПХ}$).

Таким образом, для дальнейших вычислений вначале необходимо произвести анализ показаний осциллографа.

В состав установки «Эталон-РЭМП» входит цифровой осциллограф Tektronix TDS-3052B. Отличительной особенностью данного осциллографа является отсутствие накопительной памяти, для хранения полученных осциллограмм необходима его синхронизация с ПК. Данный осциллограф генерирует изображения в формате BMP размером 640 x 480 точек (рис. 3).

Для управления процессом передачи и сохранения осциллограмм на жестком диске ПК используется специальное программное обеспечение. Таким образом, исходными данными для разработанной программы служат графические файлы в формате BMP, содержащие осциллограммы искомых импульсов.

2.1.1 Выделение графика импульса. Изображение на экране ПК (рис. 3) в точности соответствует изображению на экране осциллографа и помимо графика импульса, содержит сетку, информацию о ценах делений по осям графика.

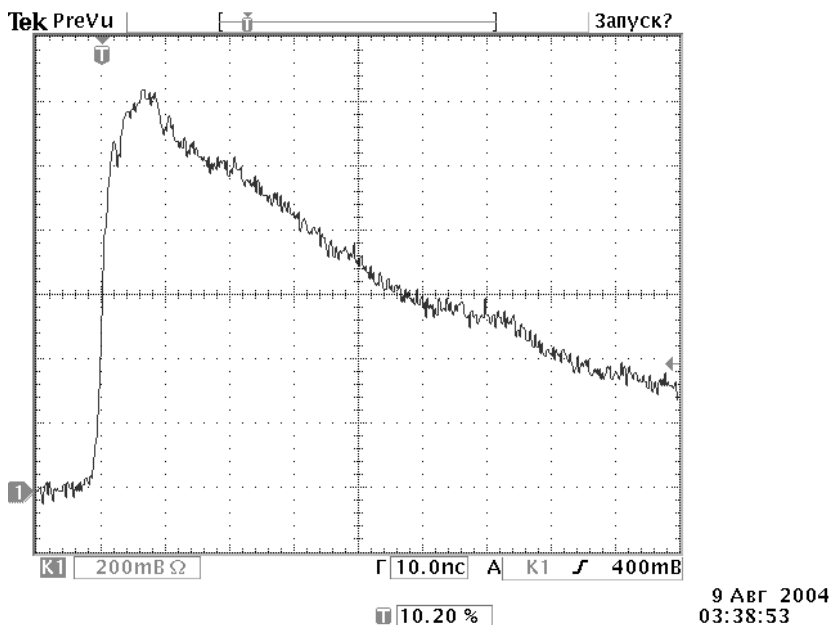


Рисунок 3 – Пример полученной осциллограммы

Описанные вспомогательные элементы графического интерфейса осциллографа могут затруднять и даже вносить погрешности в правильность анализа изображения, поэтому их целесообразно скрыть путем перекрашивания в цвет фона. Но сетка, а также цены делений по осям графика потребуются при определении численных значений АВП ПХ, поэтому перед тем, как их скрыть, необходимо сделать резервную копию исходного изображения.

2.1.2 Сглаживание графика импульса. В реальных импульсных электрических процессах, присутствуют как низкочастотные гармоники, определяющие форму импульса, так и высокочастотные, накладывающиеся на кривую импульса в виде шума. Несмотря на то, что эти гармоники, как правило,

существенно не меняют формы импульса, они все же способны вносить некоторые погрешности в первую очередь при графическом анализе формы импульса.

Для устранения этого вида погрешностей в программе предусмотрена функция сглаживания графика. Операция сглаживания включена по умолчанию и производится автоматически при расчете АВП импульса, однако данная функция может быть отключена, для чего необходимо поставить галочку «Без сглаживания» в окне настроек программы (рис. 4).

Данная функция позволяет исключить высшие гармоники (рис. 2) и снизить значение погрешностей при вычислении АВП ПХ.

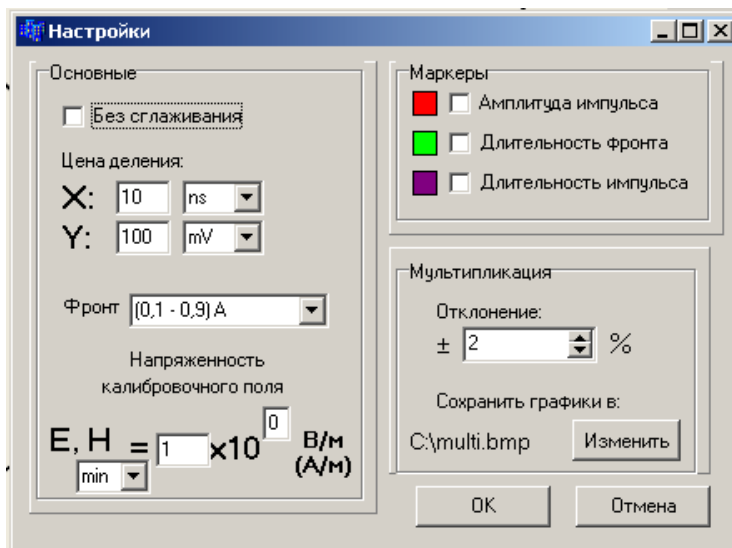


Рисунок 4 – Окно настроек программы Эталон-РЭМП

2.1.3 Автоматическое определение цены деления сетки. Для выполнения условий максимальной автоматизации процедуры обработки статистических данных аттестации, в программе «Метрологическая статистика» предусмотрено автоматическое определение цены деления по осям графика. Иными словами, в программе заложены алгоритмы автоматического определения временного интервала, а также уровня сигнала в СИ, приходящихся на одно деление сетки графика путем распознавания этих значений на осциллограмме. В основе данной функции лежат алгоритмы корреляционного анализа заранее указанных участков исходного изображения.

Данная функция позволяет избежать необходимости ручного ввода этих параметров оператором.

2.1.4 Задание напряженностей эталонных Е и Н полей. Методикой предусмотрена проверка аттестуемого НСИ при трех значениях напряженности калибровочного Е и/или Н полей, поэтому в настройках программы (рис. 4) предусмотрена возможность задания трех значений калибровочного поля: min, mid и max. Численное значение и режим необходимо задать вручную.

2.2. Расчет коэффициента преобразования аттестуемого НСИ. После того, как график импульса выделен и сглажен, выполняется его графический анализ и определение АВП ПХ, которые включают в себя следующие этапы:

Поиск на графике точки с нулевым уровнем импульса (p_0).

Поиск на графике точки с максимальным значением импульса ($p_{\max}$). Эта точка находится путем сравнения Y-координат всех точек графика.

На основании полученных значений вычисляется амплитуда импульса:

$$A = p_{\max_y} - p_{0_y}.$$

Поиск точек начала (p_{fr1}) и конца фронта (p_{fr2}) импульса. Поиск точек осуществляется по значениям их Y-координат, которые определяются на основе текущих настроек. Причем, поскольку НИПКИ «Молния» выполняет проекты, как для отечественных, так и для зарубежных компаний, то и нормативная документация, регламентирующая те или иные измерения, может отличаться. В связи с этим, при разработке программы предусмотрена поддержка различных стандартов определения АВП импульсов. Так, при определении длительности фронта импульса, предусмотрены три диапазона (0,1 – 0,9) А; (0,1 – 0,8)А; (0 – 1)А.

Вычисляется время нарастания ПХ:

$$T_H^{ПХ} = p_{fr2_x} - p_{fr1_x}.$$

Поиск точек начала (p_{dur1}) и конца (p_{dur2}) интервала длительности ПХ (определяется на уровне 0,5 от амплитудного значения). Поиск точек осуществляется по значениям их Y-координат, которые вычисляются на основании рассчитанного амплитудного значения.

Вычисляется длительность ПХ $T_c^{ПХ}$.

$$T_c^{ПХ} = \sqrt{T_{osc}^2 - T_{TC}^2},$$

где T_{TC} – время нарастания переходной характеристики осциллографа (0,7 нс);

T_{osc} – длительность фронта импульса на экране осциллографа:

$$T_{osc} = p_{dur2_x} - p_{dur1_x}.$$

На основе полученных АВП осуществляется расчет коэффициента преобразования аттестуемого НСИ ($K_{пр}$):

$$K_{np} = \frac{A}{E_{et}},$$

где E_{et} – напряженность поля в Эталоне РЭМП, В/м (А/м), задается константой.

Вычисляется результат измерения:

$$\tilde{K}_{np} = \frac{\sum_{i=1}^n K_{np}}{n},$$

где n – число результатов наблюдения, равно 10.

2.3. Расчет погрешностей измерения АВП ПХ. Разработанная программа помимо определения АВП импульсов позволяет также выполнять расчет погрешностей измеренных значений импульсов в соответствии с ГОСТ 8.207 – 76 [4], а именно:

1. Величину среднего квадратического отклонения коэффициента преобразования аттестуемого НСИ:

$$S(\tilde{K}_{np_i}) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (K_{np_i} - \tilde{K}_{np})^2}{n(n-1)}},$$

где $\tilde{K}_{np_i}$ – i -тый результат измерения.

2. Доверительные границы случайной погрешности результата измерения:

$$\varepsilon = tS(\tilde{K}_{np}),$$

где t – коэффициент Стьюдента, для серии из 10 наблюдений $t = 2,262$.

3. Величина в относительных единицах неисключенной систематической составляющей погрешности результата измерения:

$$\Theta = k \sqrt{\sum_{i=1}^m \Theta_i^2},$$

где Θ_i – граница i -той неисключенной систематической погрешности;

m – число суммируемых погрешностей, для Эталона-РЭМП $m = 2$:

Θ_1 – погрешность коэффициента развертки на экране осциллографа, $\Theta_1 = 1,4 \%$;

Θ_2 – погрешность в измерителе СПЕФВ-ЕК, $\Theta_2 = 3,3 \%$ [2].

k – коэффициент, определяемый принятой доверительной вероятностью P и числом суммируемых погрешностей m . В данном случае, при $P = 0,95$ и $m = 2$; $k = 1,1$.

4. Граница погрешности результата измерения:

$$\delta = \begin{cases} \varepsilon, & \frac{\Theta}{S(\tilde{K}_{np})} < 0,8; \\ \Theta, & \frac{\Theta}{S(\tilde{K}_{np})} > 8; \\ KS_{\Sigma}, & 0,8 < \frac{\Theta}{S(\tilde{K}_{np})} < 8, \end{cases}$$

где K – коэффициент, зависящий от соотношения $\tilde{\varepsilon}$ и Θ и определяемый по эмпирической формуле:

$$K = \frac{\tilde{\varepsilon} + \Theta}{S(\tilde{K}_{np}) + \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{\Theta_i^2}{3}}};$$

S_{Σ} – оценка суммарного среднего квадратического отклонения результата измерения:

$$S_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^m \frac{\Theta_i^2}{3} + [S(\tilde{K}_{np})]^2}.$$

2.4. Проверка работоспособности программы. Для проверки работоспособности программы, необходимо провести полный цикл вычислений, который позволит протестировать работу программы во всех режимах. Процесс аттестации НСИ предполагает проведение серии из 10 наблюдений для каждого из трех значений напряженности электрического или магнитного полей. Очевидно, что последовательность расчетов АВП ПХ для различных значений напряженностей поля будут идентичными, поэтому в процессе тестирования ограничимся рассмотрением серии из 10 импульсов при одном значении напряженности поля. В программе «Метрологическая статистика» данная возможность реализована путем генерации новых графиков, на основании одной осциллограммы с допустимым уровнем отклонений, для чего предусмотрен специальный режим работы программы «Мультипликация». В этом режиме на основании исходного изображения выполняется генерация 10 новых, которые далее сохраняются в указанную пользователем папку на жестком диске ПК. В процессе генерации каждая точка исходного графика заменяется другой, Y-координата которой вычисляется случайным образом в пределах заданного отклонения. Значение отклонения в % задается в окне настроек программы в разделе мультипликация (рис. 4), который становится доступным после выбора соответствующего режима работы программы. По умолчанию значения отклонения составляет +/- 2 %.

Далее по отношению к сгенерированным графикам выполняется полный цикл расчетов, что позволяет смоделировать обработку серии из 10 импульсов.

2.5. Вывод результатов вычислений. По окончании расчета, в основное окно программы выводится результаты определения АВП, а также графически обработанная исходная осциллограмма (рис. 2). Это является полезным в том случае, когда выполняется сглаживание, тогда исходный график в окне программы заменяется на сглаженный.

Полученные АВП представленного импульса выводятся в секции «Результаты». В случае ошибки при расчете одного из АВП, соответствующее сообщение также выводится в секции результатов. Такая ситуация возможна, например, в том случае, когда на осциллограмме видна только часть импульса и нет возможности определить длительность импульса на уровне 0,5 от амплитудного значения.

В окне настроек программы (рис. 4) в секции «Маркеры» можно также настроить визуальное отображение полученных АВП ПХ (рис. 2).

Все рассчитанные значения могут быть представлены в виде готового отчета, для чего предусмотрена возможность их экспорта в Microsoft Word. Для генерации отчета по окончании вычислений необходимо нажать кнопку «Экспортировать в MS Word», после чего будет создан новый документ по заранее определенному шаблону и все рассчитанные данные будут переданы в соответствующие таблицы документа.

Расчет погрешностей измерения АВП импульсов рассчитывается только по окончании анализа серии из 10 импульсов. Расчет выполняется автоматически, если по окончании анализа 10 импульсов будет нажата кнопка «Экспортировать в MS Word».

2.6. Поддержка различных регистраторов. Для поддержки программой различных регистраторов существует возможность добавления новых записей в ini-файл, содержащий информацию о структуре изображения, получаемого с каждого из поддерживаемых осциллографов.

Предусматривая возможность генерации различными осциллографами изображений в форматах, отличных от BMP, в программе «Метрологическая статистика» также реализована поддержка таких популярных графических форматов как TIFF, JPG и PDF.

Выводы. Разработанная программа ««Метрологическая статистика»» позволяет полностью автоматизировать процедуру обработки статистических данных метрологической аттестации НСИ импульсных электрических процессов, что позволяет оптимизировать работу установки «Эталон-РЭМП» и повысить продуктивность ее работы. Программа «Метрологическая статистика» удовлетворяет всем заявленным требованиям, активно используется персоналом эталона и находит положительные отзывы ведущих инженеров-метрологов предприятия.

Список литературы: 1. Немченко Ю.С., Князев В.В., Лесной И.П. Исходный эталон Украины импульсных электрических и магнитных полей // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals, 18-22 September, 2006. – Sevastopol, Ukraine. – PP. 10-14. 2. Руководство по эксплуатации «Эталон РЭМП-000.000.000 РЭ». 3. ГОСТ 8.256–77 «Нормирование и определение динамических характеристик аналоговых средств измерения». 4. ГОСТ 8.207–76 «Прямые измерения с многократными наблюдениями. Методы обработки результатов наблюдений».

Поступила в редколлегию 17.03.2009.

УДК 621.314

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

РЕГУЛИРОВАНИЕ ЗАРЯДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ПОГРУЖНЫХ СКВАЖИННЫХ КОМПЛЕКСАХ

Розглянуто можливість широтно-імпульсного регулювання в зарядному колі заглиблених свердловинних пристроїв, визначено його переваги та недоліки в порівнянні з амплітудним регулюванням.

The possibility of the latitudinal-impulsive adjusting in the charge circle of submersible well devices is considered, the advantages and failings to the peak adjusting are certain.

Введение. Одной из особенностей разработанных и действующих в настоящее время электроразрядных комплексов для увеличения притока нефти и воды в скважины является их конструктивное исполнение, что обусловлено удаленным расположением объекта обработки (призабойной зоны пласта) от источника питания. Комплекс состоит из наземной части (источника питания), погружной части и соединяющего их трех- или семижильного кабеля, определяющего в основном КПД зарядной цепи комплекса.

Ранее [1, 2] были проведены исследования, направленные на повышение эффективности зарядных процессов в комплексе, при этом регулирование передаваемой мощности осуществлялось изменением амплитуды передаваемого по кабелю напряжения. Основной **задачей** настоящей работы является рассмотрение возможности широтно-импульсного регулирования (ШИР) в зарядной цепи комплекса, определение его преимуществ и недостатков сравнительно с амплитудным регулированием.

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

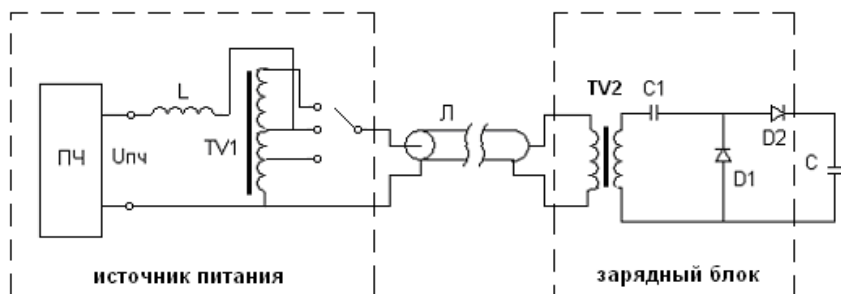


Рисунок 1 – Схема зарядной цепи погружного комплекса

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

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

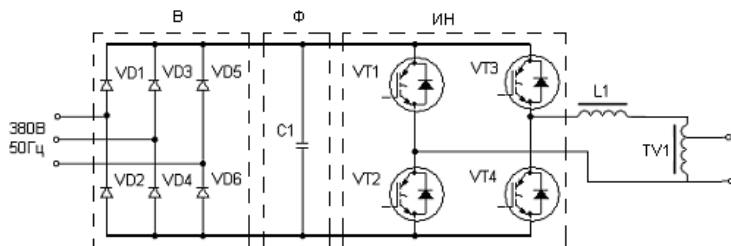


Рисунок 2 – Принципиальная схема источника питания

Изменение зарядной мощности при амплитудном регулировании напряжения, подаваемого в кабель при использовании схемы рис. 2, показано на рис. 3. Приведены характеристики для напряжения синусоидальной и

прямоугольной формы, рассчитанные при помощи программы PSpice. При одних и тех же значениях действующего напряжения синусоидальная форма позволяет передавать на 14 % большую мощность сравнительно с прямоугольным, при этом КПД зарядной цепи на 16 % выше.

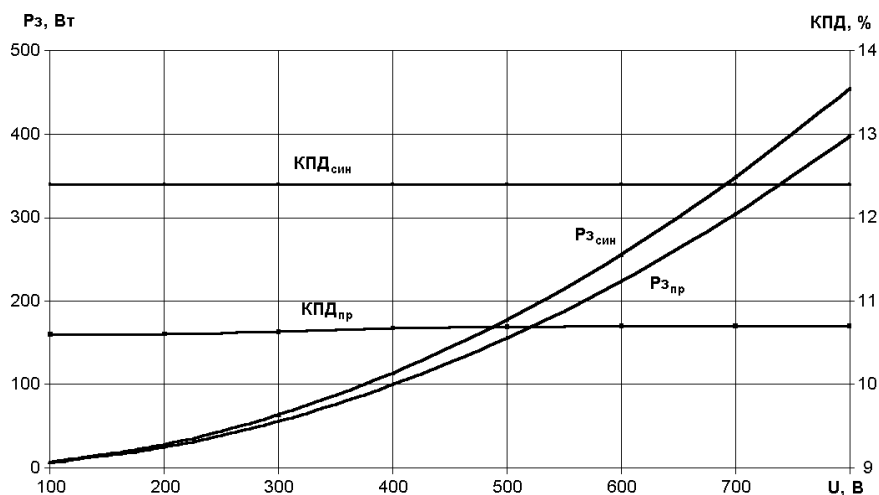


Рисунок 3 – Регулирование зарядной мощности при синусоидальной и прямоугольной форме напряжения, подаваемого в кабель длиной 5 км

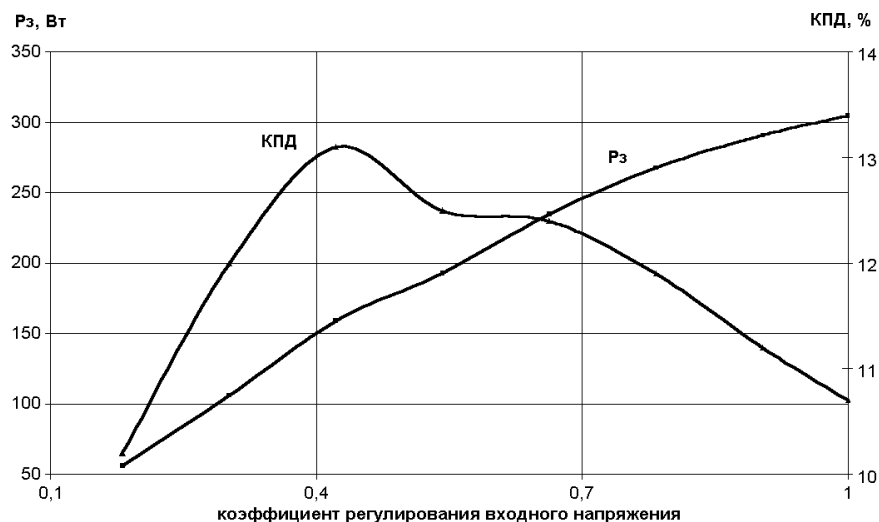


Рисунок 4 – Характеристики зарядной цепи при ШИР (кабель длиной 5 км, прямоугольная форма импульса напряжения, передаваемого по кабелю)

Одним из минусов амплитудного регулирования является дискретное изменение величины амплитуды напряжения, что достигается использованием выводов-отпаек трансформатора TV1, а соответственно усложнением его конструкции. Возможной альтернативой является использование ШИР, т.е. регулирования системой управления ширины импульса напряжения, формируемого транзисторами VT1-VT4. На рис. 4 приведены характеристики зарядной цепи комплекса при ШИР для кабеля КГЗ-60-90 строительной длины 5 км при амплитуде прямоугольного напряжения, передаваемого в кабель, 700 В.

Как можно увидеть из рис. 4, уменьшив ширину импульса напряжения, подаваемого в кабель, можно достичь увеличения КПД зарядной цепи комплекса. Так, при коэффициенте регулирования входного напряжения 0,4 КПД цепи повышается на 22 %. Частично данный факт объясняется уменьшением коэффициента гармоник в кривой напряжения, который показывает отношение высших гармоник к основной:

$$K_r = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{i=2}^n U_i^2}, \quad (1)$$

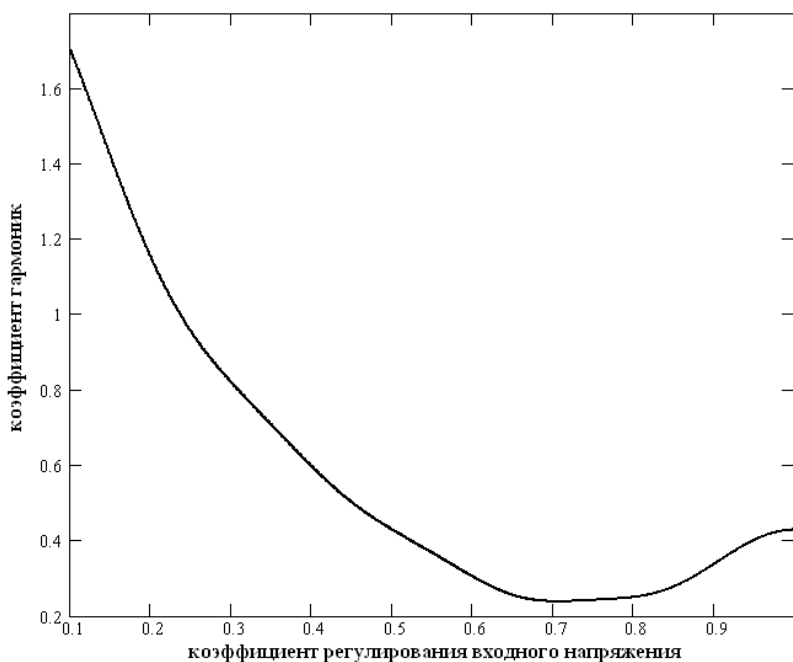


Рисунок 5 – Изменение коэффициента гармоник от коэффициента регулирования напряжения [3]

Кривая изменения коэффициента гармоник от коэффициента регулирования напряжения приведена на рис. 5 и имеет минимум в районе коэффициента регулирования 0,65-0,8. Теоретически в данном диапазоне в кабель передается, в основном, первая гармоника напряжения, что должно привести к уменьшению потерь в кабеле, которые напрямую зависят от частоты передаваемого напряжения.

Достаточно часто на скважинах используют меньшие длины кабеля, в результате уменьшается сопротивление в зарядной цепи и возникает необходимость снижения передаваемой в нагрузку мощности. На рис. 6 изображены кривые зарядной мощности и КПД при ШИР в зарядной цепи погружного комплекса с кабелем длиной 3 км при амплитуде подаваемого в кабель напряжения 500 и 700 В. Как видно из графиков, в диапазоне регулируемой полезной мощности 200-300 Вт более целесообразно использовать ШИР при амплитуде напряжения 700 В, так как КПД зарядной цепи при этом значении напряжения на ~ 20 % выше.

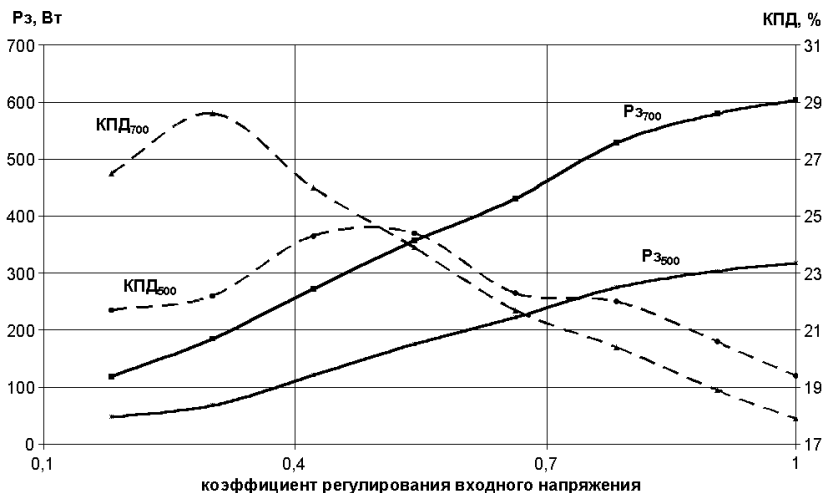


Рисунок 6 – ШИР при работе погружного комплекса с кабелем длиной 3 км

По результатам проведенных расчетов можно сделать вывод о том, что ШИР в зарядной цепи погружного скважинного комплекса более предпочтительно в сравнении с амплитудным регулированием.

Список литературы: 1. Ю.И.Курашко, О.В.Хвоцан, И.С.Швец Анализ схем зарядных цепей генераторов импульсных токов установок погружного типа // Вісник Національного технічного університету «ХП». Тематичний випуск «Електроенергетика і перетворююча техніка». – 2006. – № 17. – С.127-137. 2. А.А.Щерба, О.В.Хвоцан, Ю.И.Курашко, И.С.Швец, Н.Н.Климанский Оптимизация режимов в зарядных цепях высоковольтных электроразрядных погружных систем

для электроимпульсной обработки нефтяных скважин // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2006. – Ч. 5. – С. 98-101. 3. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. – М.: Высшая школа, 1978. – 528 с.

Поступила в редколлегию 17.03.2009.

УДК 621.52:533.5

В.Б.ЮФЕРОВ, докт.техн.наук, ННЦ ХФТИ;

Д.В.ВИННИКОВ, ННЦ ХФТИ;

А.Н.ПОНОМАРЕВ, ННЦ ХФТИ;

И.В.БУРАВИЛОВ, ННЦ ХФТИ;

Е.В.МУФЕЛЬ, ННЦ ХФТИ

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ АКУСТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСОВ ОТ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ МИЛЛИ- И МИКРОСЕКУНДНОГО ДИАПАЗОНОВ

Досліджено два джерела міллі й мікросекундного діапазонів. Проведено порівняльні експерименти в рідкому середовищі в заданому об'ємі. Отримано форми імпульсів сигналів. Установлено, що порівнювані типи випромінювачів в обмежених обсягах дають еквівалентний результат.

Two sources of milli and micro second range have been investigated. The comparative experiments were carried out in liquid medium in prescribed volume. The shapes of signal pulses were obtained. It has been established that a compared types of emitters in limited volumes give an equivalent result.

Постановка проблемы. В последнее время в различных областях научных исследований и промышленных применений, применяются импульсные технологии, милли и микросекундного диапазонов, позволяющие добиться значительного эффекта, снизив общее потребление энергии. Нам не известны литературные источники, где бы было проведено сравнение этих излучателей по физическому принципу действия их на объекты. Такое сравнение позволил бы более обоснованно выбирать режимы обработки. В ряде случаев это сделать трудно из-за отсутствия надежных данных о параметрах и физических процессах, лежащих в основе технологий.

Экспериментальная часть. При изучении влияния акустических сигналов на обрабатываемый материал, использовался пневмоизлучатель [1], с мощностью $3 \cdot 10^4$ Вт при длительностях сигнала до 5 ms, и электрогидравли-

ческая система [2] с мощностью $1,8 \cdot 10^7$ Вт, при $\tau \leq 50$ мкс. Контроль параметров излучения проводился с помощью однотипных пьезодатчиков, с использованием АЦП и ЭВМ см. рис. 1 а, б. Эксперимент с миллисекундным излучателем пневматического типа, рис. 1 а, состоял в следующем: газ с давлением от 1 до 7 атм. импульсно вводился в жидкость. Вид акустического сигнала представлен на рис. 2.

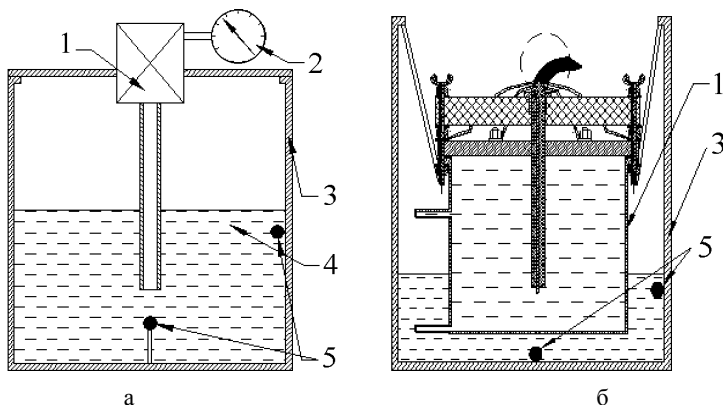


Рисунок 1

а – миллисекундный излучатель пневматического типа, размещенный в цилиндрическом объеме, заполненном водой: 1 – излучатель пневматического типа, 2 – манометр, 3 – цилиндрический объем, заполненный жидкостью, 4 – жидкость, 5 – пьезо-керамические датчики. б – электрогидравлическая камера, размещенная в цилиндрическом объеме, заполненном водой: 1-электрогидравлическая камера.

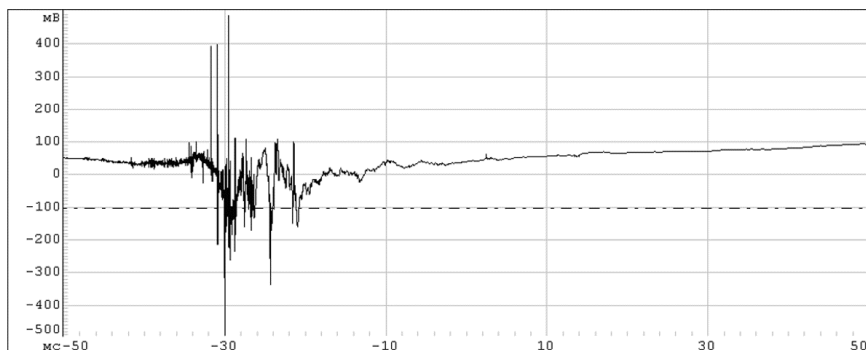


Рисунок 2 – Вид акустического сигнала пневмоизлучателя

Рабочая камера электрогидравлической установки 1б, размещалась в цилиндрическом объеме 2, заполненном жидкостью. Такая конструкция вы-

брана с целью предотвращения попадания высокого напряжения на регистрирующую аппаратуру. Осциллограмма сигнала представлена на рис. 3. Как видно из рис. 4 задержка акустического сигнала относительно импульса тока, составляет $\sim 180 \mu\text{s}$, что соответствует условиям эксперимента, расстояние от области разряда до регистратора составляет 36 см.

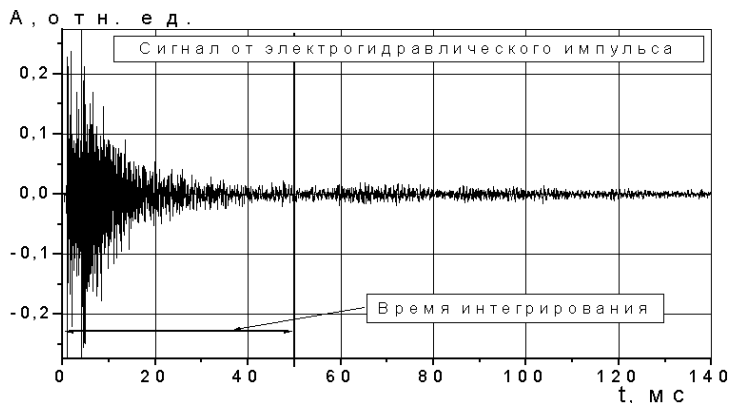


Рисунок 3 – Форма акустического сигнала от электрогидравлического импульса

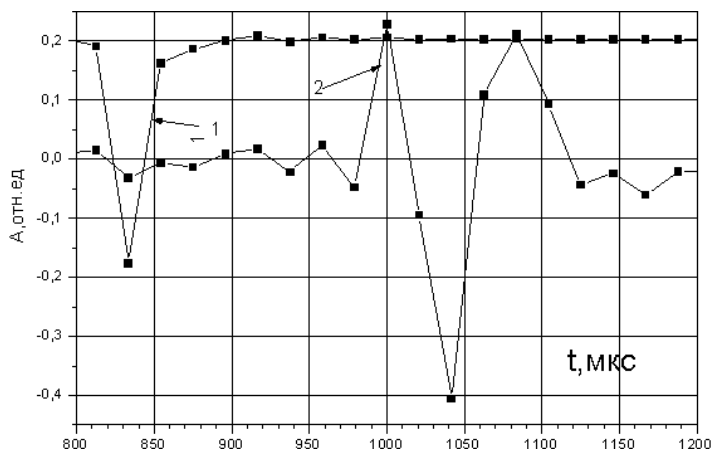


Рисунок 4 – Время акустической задержки.

1 – импульс тока; 2 – первая звуковая волна

Сравнение акустических характеристик обоих пневмоизлучателей сделано с помощью величины $U_{\text{эфф}}$ временного интеграла величины электрического сигнала, полученного с помощью электронного осциллографа ADC Lab. Для пневмоизлучателя характерным параметром является давление, для

ЭГ – излучателя напряжение. Полученные зависимости представлены на рис. 5. Таким образом, полученные данные, позволяет оценивать величину давления от ЭГ разряда в области обработки, подобно [3].

Сравнение процессов. Несмотря на сравнение по величине $U_{эфф}$, имеется ряд отличий связанных с физикой процессов, которые этой зависимостью не учитываются. Фронт звукового сигнала, ЭГ разряда гораздо круче, чем от ПМ1. Давления непосредственно в зоне разряда, лежат на уровне 100 – 1000 атм, что значительно превышает давления в области вытекания газовой струи. При этом образуются ударные волны, но не создаются существенные направленные потоки, что характерно для пневмосистем. После завершения генерации сигналов в обеих системах возникают собственные колебания камеры, так называемый эффект колокола и весь сигнал затухает в течении 20 – 30 ms.

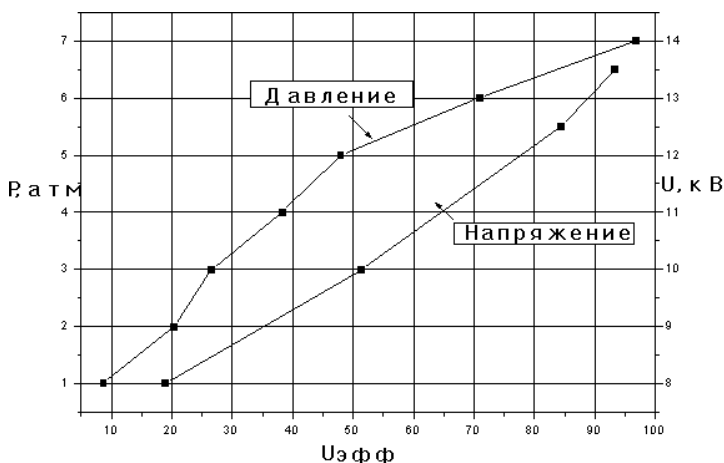


Рисунок 5 – Оценка величины давления электрогидравлического эффекта по величине $U_{эфф}$. Коэффициент динамичности на основании данных работы [4] при продолжительности импульсов около 10 мкс оценен как 1,5 – 1,7

В ходе экспериментов [3], также установлено, что скорость выхода газовой струи 400 м/с, а скорость водяного потока составляет $v \geq 10$ м/с, что приводит к возникновению кавитации в жидкости. Можно сделать предположение, что кавитация возникает и в ЭГ разряде, так как здесь существуют ударные волны.

Выводы. Установлено, что микро и мили секундные импульсы не несут в себе принципиальных отличий для закрытых объемов, и следовательно

рассмотренные выше излучатели эквивалентны в плане длительности воздействия звуковых волн на объекты. Необходимо провести сравнение по кавитационным и потоковым характеристикам.

Список литературы: 1. В.Б.Юферов, Ю.В.Холод, Н.А.Косик, В.Ф.Малец, Е.В.Муфель, А.Н.Озеров Газоструйный импульсный источник // ВАНТ серия: Физика радиационных повреждений и радиационное материаловедение. – № 6, (82). – 2002. – С. 156-159. 2. Л.А.Юткин Электрогидравлический эффект и его применение в промышленности. – Л.: Машиностроение, 1986. – 253 с. 3. В.Б.Юферов, Ю.В.Холод, Н.А.Косик, Е.В.Муфель, В.Ф.Малец Очистка кварцевого песка от примесей в акустических полях // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Проблемы усовершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика. – Харьков. – 2001. – № 16. – С. 174-175. 4. И.В.Белый, С.Н.Фертик, Л.Т.Хименко Справочник по магнито-импульсной обработке металлов. – Харьков, Из-во при Харьк. гос. объедин. «Вища школа», 1977.

Поступила в редколлегию 15.01.2009.

УДК 533.951

В.Б.ЮФЕРОВ, докт.техн.наук, ННЦ «ХФТИ»;
В.Ф.ТИХОНОВ, канд.техн.наук, ННЦ «ХФТИ»;
В.О.ИЛЬЧЕВА, ННЦ «ХФТИ»

ЗАЩИТА СВЕРХПРОВОДЯЩЕЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ С ВЫСОКОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ТОКА

В надпровідному соленоїді (з високою щільністю струму, замоноліченого, з непрямим заохолодженням) для різних щільностей транспортного струму визначено термін нагріву обмотки до встановленої термоміцної границі, 50K, при його переході у нормальний стан. Для різних темпів виведення енергії з системи проведено порівняння напруги на соленоїді для постійного та змінного зовнішніх опорів.

For different densities of transport current in the superconducting solenoid (with high current density, monolith, with indirect cooling) the time of winding heating up to thermomechanical limit, 50K, is defined at its transition into the normal state. Comparison of a solenoid voltage for constant and variable resistances at different rates of energy release from the system the has been performed.

Повышение плотности транспортного тока в сверхпроводящих (СП) соленоидах до уровней больших, чем обычно используемые, $j \leq 10^4$ А/см², позволяет реализовать ряд преимуществ СП-систем: уменьшение веса, размеров, стоимости; снижение мощности обслуживающих криогенераторов [1]. Однако, для этого требуется использование новых материалов и технологий. Кроме того, большое значение приоб-

ретают вопросы электромеханической прочности, определяющей безопасность работы, в частности выведение энергии из сверхпроводящего соленоида, перешедшего в нормальное состояние. Аналогичные задачи неоднократно рассматривались [1-3], но при создании каждой крупной СП системы такой анализ проводится с учетом конкретных конструктивных и эксплуатационных требований.

В работе [4] представлены требуемые параметры сверхпроводящей магнитной системы сепаратора элементов и изотопов с максимальной величиной магнитного поля около 5 Тл. Магнитная система включает пять сверхпроводящих соленоидов общей длиной 310 см; диаметр «теплого» отверстия – 60 см. Материал СП-обмотки – Nb-Ti, стабилизированный медью, в лаковой изоляции. Запасенная энергия $W \sim 6$ МДж; конструктивная плотность тока $1,5 \cdot 10^4$ А/см².

Соленоиды выполнены в замоноличенном варианте с косвенной системой охлаждения (эта конструктивная особенность необходима для снижения общего запаса жидкого гелия и дальнейшего снижения веса всей системы, включая систему криообеспечения, а также с целью повышения надежности тоководов в случае появления нормальной фазы при больших величинах напряжений, которые задаются исходя из скорости нагрева обмотки. Обмотка соленоида – компактная, послойная, замоноличенная, коэффициент заполнения $\sim 0,6$. При такой технологии изготовления СП-соленоидов в обмотке достигаются транспортные токи, равные токам короткого образца [3]. Для замоноличивания выбрана эпоксидная смола, тепловые характеристики которой представлены в [5]. Вычисленная интегральная величина теплоемкости этого изолятора в интервале 4К - 50К составляет:

$$c_{is} = \int_{4K}^{50K} c(T) dT = 5,6 \text{ КДж/кг}.$$

В настоящей работе рассмотрены проблемы, возникающие при повышении плотностей транспортного тока в СП магнитных системах до величин $\sim 8 \cdot 10^4$ А/см², близких к плотности тока сверхпроводящих материалов с улучшенными характеристиками [3]. Так как соленоиды системы [4] автономны и запитываются от независимых источников питания, проанализируем проблему защиты одного из них с $W = 1,26$ МДж и индуктивностью $L = 0,44$ Гн.

Как известно, при спонтанном переходе замоноличенных СП систем в нормальное состояние нагревается лишь небольшая часть обмотки [3]. Скорость роста температуры нормального участка обмотки определяется величиной $j^2 R / c_p$. При неконтролируемом переходе этот локальный нагрев может стать катастрофическим в плане сохранения прочностных и электроизоляционных свойств обмотки, поскольку механические напряжения в обмотке,

связанные с ее локальным термическим расширением могут превысить величины ее прочности. Для большинства электроизоляционных материалов такой конструктивный термочрезнопрочностной предел, $T_{пк}$, находится на уровне 50К и определяется прочностными и электроизоляционными свойствами материала замоноличивания обмотки и изоляционного лака на СП-кабеле. Для заданного $T_{пк}$ и крупных СП-систем энергия, идущая на нагрев части перешедшей в нормальное состояние обмотки, не превосходит нескольких процентов от полной энергии, запасенной в обмотке. Поэтому оставшаяся запасенная энергия в соленоиде должна быть выведена на внешнюю нагрузку, $R_{внеш.}$, чтобы не испарять хладагент – жидкий гелий. Таким образом, время нагрева (τ_n) участка обмотки СП-системы, перешедшей в нормальное состояние, до термочрезнопрочностного предела $T_{пк}$, определяется плотностью транспортного тока, электросопротивлением и интегральной теплоемкостью обмотки: $\tau_n = cm\Delta T_n/I^2\Delta R_n$. С другой стороны, τ_n равняется времени выведения энергии из всей СП-системы на внешнюю нагрузку: $\tau_n \approx \tau = L/R$, которое, в свою очередь, определяется индуктивной и активной составляющими цепи: $R = R_{сол} + R_{внеш.}$

Дополнительными, но чрезвычайно важными параметрами при этом процессе являются не только электрическое напряжение, возникающее на соленоиде $U = L dI/dt$, определяющее не только темп и количество выведенной энергии, но и нагрев всей обмотки за счет величины $dH/dt \sim dI/dt$ в обмотке соленоида. Переменная величина dH/dt в объеме СП-системы может вызвать значительное тепловыделение в обмотке, причем в объеме значительно большем, чем, распространяющаяся нормальная фаза, что также является одним из факторов безопасной работы магнитной системы. Ограничимся пока первым приближением, без учета тепловыделения в обмотке за счет величины dH/dt .

При постоянной величине $R = R_{сол} + R_{внеш.}$, где $R_{сол} \ll R_{внеш.}$, и темп выведения, и напряжение на обмотке максимальны в начальный момент. Использование переменного, возрастающего во времени сопротивления позволяет существенно снизить эти величины. Будем считать, что выведение энергии на внешнюю нагрузку происходит без временной задержки, одновременно с появлением нормальной фазы в соленоиде. При этом электросхема отключает СП-соленоид от системы питания, и его энергия начинает выделяться на внешней нагрузке. Для определенности, в качестве материала внешнего электросопротивления в случае постоянного сопротивления был выбран фехраль ($R_{Fe} = \text{Const}$), а в случае переменного сопротивления выбран вольфрам, R_w .

Возьмем участок кабеля длиной $l=0.01\text{м}$, на котором происходит локальная потеря сверхпроводимости. Его можно считать точечным, так

как его длина на пять порядков меньше длины кабеля. Если при установившемся токе I_m соленоид на участке протяженностью l теряет сверхпроводимость, переходя в нормальное состояние, убывание тока во времени t определяется:

$$I(t) = I_m \cdot \exp \left(- \frac{t}{\frac{L}{R_{Cu} + R_{Fe(W)}}} \right), \quad (1)$$

где $R_{Cu} = \rho_{Cu}(T(t)_{Cu}) \cdot \frac{l}{S_{Cu}}$,

$$R_{Fe(W)} = \rho_{Fe(W)}(T(t)_{Fe(W)}) \cdot \frac{4 \cdot l_{Fe(W)}}{\pi \cdot d_{Fe(W)}^2}. \quad (2)$$

Здесь: $\rho_{Cu}(T(t)_{Cu})$, $\rho_{Fe(W)}(T(t)_{Fe(W)})$ – удельные электрические сопротивления соответственно меди и материала внешнего сопротивления (фехраль либо вольфрам) в зависимости от их температуры; $l_{Fe(W)}$, $d_{Fe(W)}$ – длина и диаметр соответствующего внешнего сопротивления.

Для нахождения $l_{Fe(W)}$, $d_{Fe(W)}$, обеспечивающих температуру участка 1, которая не превышает $T_{пк}$ (50K), необходимо решить следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} I(t)^2 \cdot R_{Cu} \cdot dt &= \\ &= (c_{Cu}(T(t)_{Cu}) + c_{is}(T(t)_{Cu}) \cdot k) \cdot \delta_{Cu} \cdot l \cdot S_{Cu} \cdot dT_{Cu}. \\ I(t)^2 \cdot R_{Fe(W)} \cdot dt &= \\ &= c_{Fe(W)}(T(t)_{Fe(W)}) \cdot \delta_{Fe(W)} \cdot l_{Fe(W)} \cdot \frac{\pi \cdot d_{Fe(W)}^2}{4} \cdot dT_{Fe(W)} + \\ &+ \varepsilon \cdot \sigma \cdot (T(t)_{Fe(W)}^4 - 293^4) \cdot \frac{\pi \cdot d_{Fe(W)}^2}{4} \cdot dt. \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь: $c_{Cu}(T(t)_{Cu})$, $c_{is}(T(t)_{Cu})$, k , δ_{Cu} ; $c_W(T(t)_W)$, δ_W – удельные теплоемкости меди и изолятора соответственно, коэффициент отношения масс изолятора и меди, плотности меди и вольфрама соответственно; σ – постоянная излучения, ε – излучательная способность вольфрама.

Используя экспериментальные данные для $\rho_{Cu}(T)$, $\rho_{Fe(W)}(T)$, $c_{Cu}(T)$, δ_{Cu} , $c_{Fe(W)}(T_{Fe(W)})$ и $\varepsilon_{Fe(W)}$ [6-8], система уравнений (3) решалась методом Рунге-Кутты с начальными условиями: $T(0)_{Cu} = 4K$, $T(0)_{Fe(W)} = 293K$ для плотностей тока в обмотке (рис. 1-8):

- варианты 1 и 5 – $j = 8,34 \cdot 10^4 \text{ A/cm}^2$;
- варианты 2 и 6 – $j = 4,0 \cdot 10^4 \text{ A/cm}^2$;
- варианты 3 и 7 – $j = 3,2 \cdot 10^4 \text{ A/cm}^2$;
- варианты 4 и 8 – $j = 2,4 \cdot 10^4 \text{ A/cm}^2$.

Результаты расчетов с использованием переменного сопротивления представлены на рис. 1-4: варианты (1-4) – обмотка не компаундирована, то есть $k = 0$, и варианты (5-8) – компаундированная обмотка.

Результаты расчетов с использованием постоянного сопротивления представлены на рис. 5-8: варианты (1-4) – обмотка не компаундирована, то есть $k = 0$, и варианты (5-8) – компаундированная обмотка.

Из рис. 2 в случае максимальной плотности тока мы видим, что ее величина падает практически до нуля за 0,5 с. Температура участка обмотки l (рис. 2) не превышает 50К, температура вольфрамового сопротивления (рис. 4) не превышает температуры плавления вольфрама (3500К). При этом, как показали расчеты на участке l компаундированной обмотки соленоида в течении одной секунды выделяется энергия, равная 0,22 Дж, а на вольфрамовом сопротивлении 1,12 МДж (омические потери). Если параллельно соленоиду подключить только диод, без внешнего сопротивления, то при срыве сверхпроводимости на участке l температура участка непрерывно со временем растет и уже по истечении 0,1 с превышает 60 К. Максимальное напряжение на вольфрамовом сопротивлении ~ 6 КВ (рис. 5). Уменьшить напряжение на вольфрамовом сопротивлении можно, увеличив площадь сечения меди кабеля соленоида (кривые 2-4, 6-8, рис. 3).

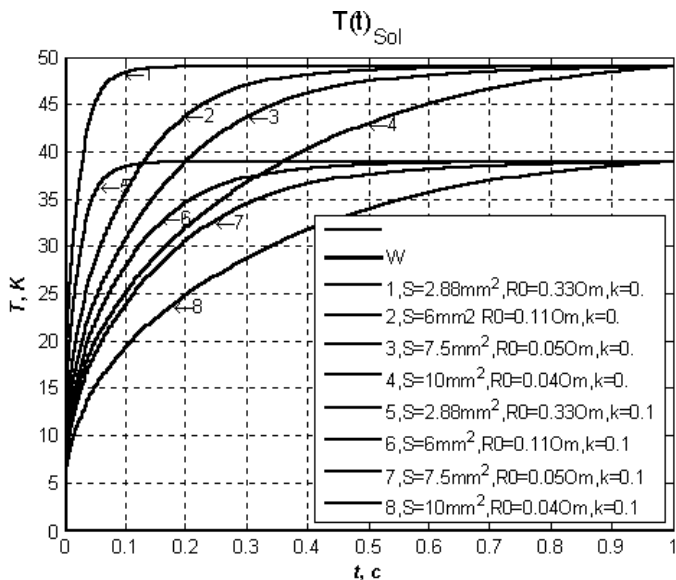


Рисунок 1 – Нагрев обмотки соленоида во времени для различных величин плотности тока и величин переменных внешних сопротивлений

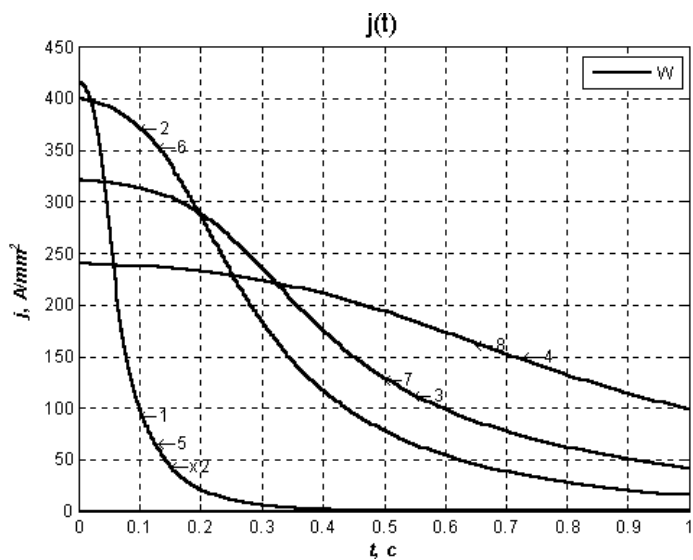


Рисунок 2 – Зависимость плотности тока в соленоиде от времени; величина плотности тока для кривых 1 и 5 должна быть удвоена(x2)

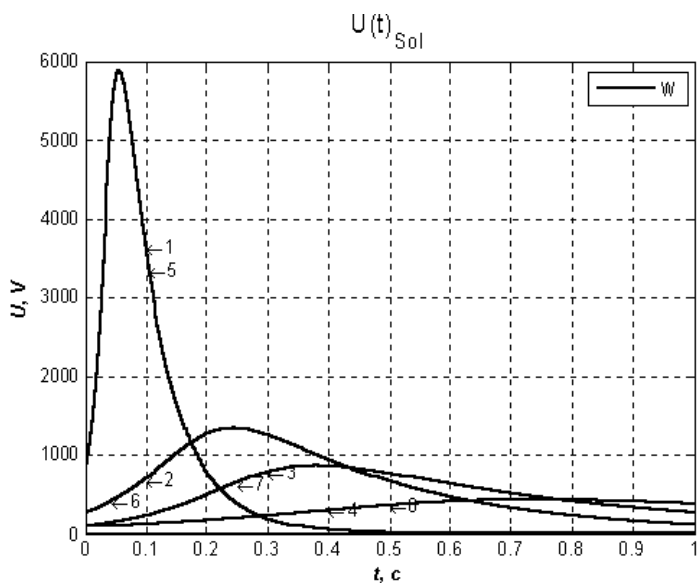


Рисунок 3 – Зависимость напряжения на соленоиде от темпа вывода энергии (величины внешнего сопротивления)

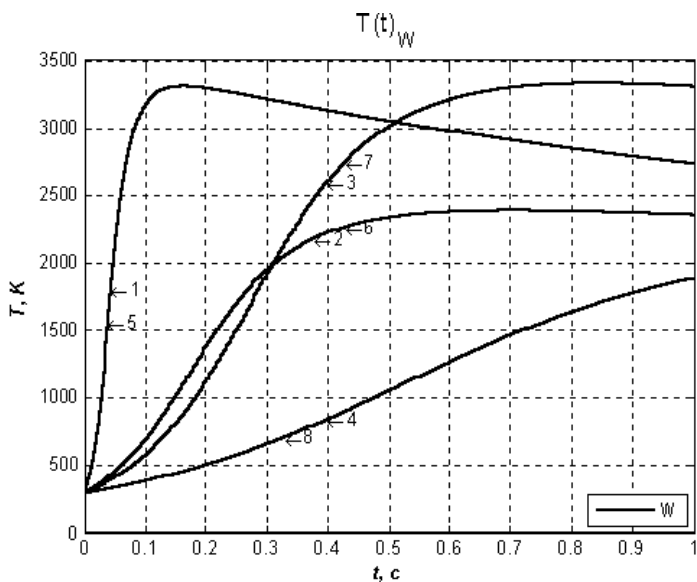


Рисунок 4 – Зависимость температуры внешнего сопротивления от времени для различных плотностей тока и параметров $R0w$

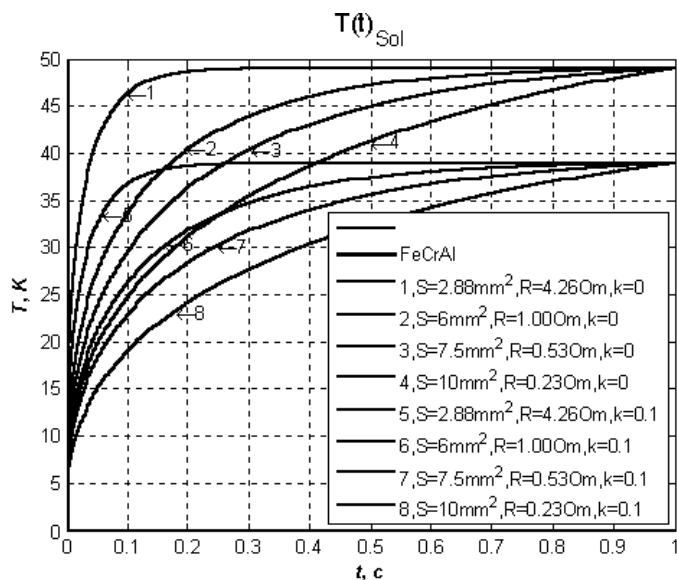


Рисунок 5 – Нагрев обмотки соленоида во времени для различных величин плотности тока и величин внешних постоянных сопротивлений

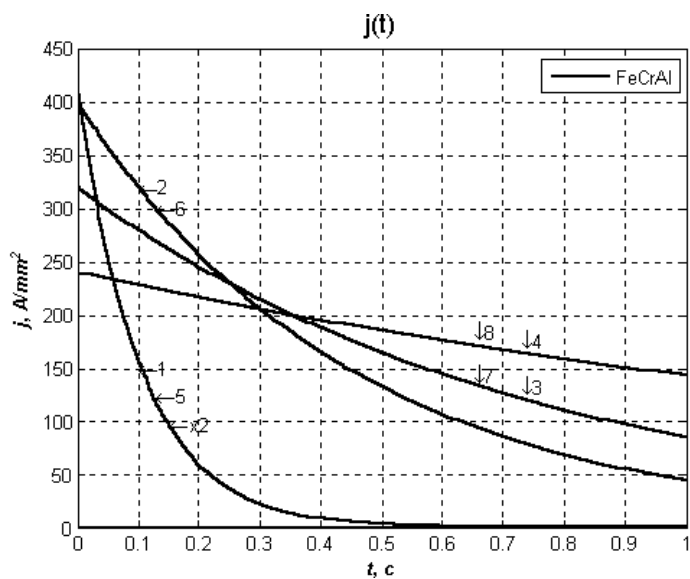


Рисунок 6 – Зависимость плотности тока в соленоиде от времени; величина плотности тока для кривых 1 и 5 должна быть удвоена(x2)

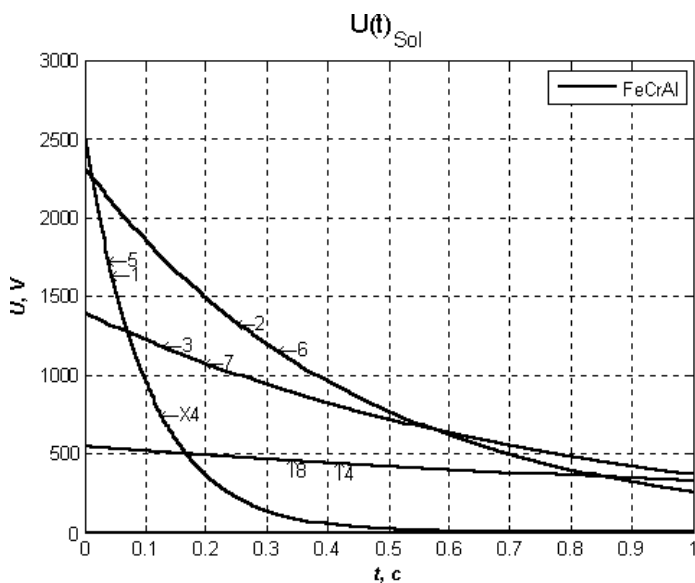


Рисунок 7 – Зависимость напряжения на соленоиде от темпа вывода энергии (величины внешнего сопротивления) напряжение для кривых 1 и 5 умножаются, x4.

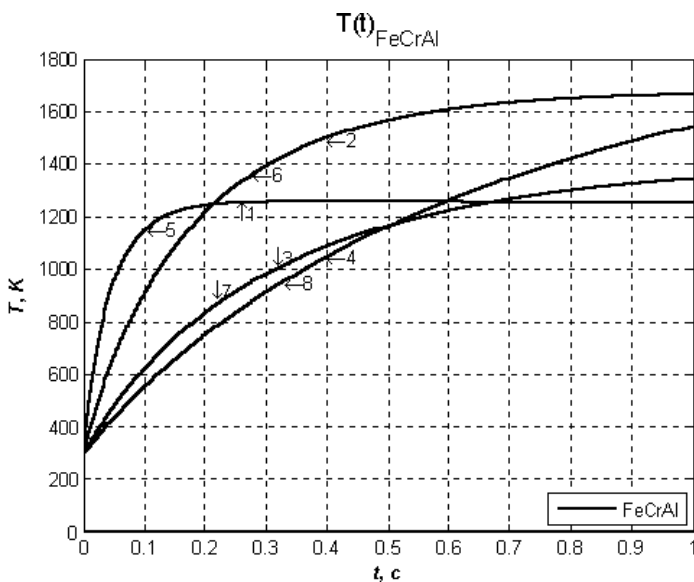


Рисунок 8 – Зависимость температуры внешнего сопротивления от времени для различных плотностей тока и параметров R_{FeCrAl}

Выводы. Рассмотрен процесс перехода сверхпроводникового соленоида (с высокой плотностью тока, замкнутого, с косвенным охлаждением) в нормальное состояние. Для разных плотностей транспортного тока определено время нагрева обмотки до установленного термостойкого предела, 50K. Определены величины электрических напряжений на соленоиде при разных темпах выведения энергии.

Результаты свидетельствуют о работоспособности СП- соленоидов при достаточно высоких плотностях тока в обмотке, то есть тепловые и электроизоляционные характеристики не являются критическими и могут быть получены при выборе необходимых параметров. В свою очередь, использование «сухих» соленоидов, вместо погружных, способствует повышению надежности системы.

При переходе СП магнитной системы в нормальное состояние и выводе из нее энергии необходимо рассмотреть также способ уменьшения температурных градиентов в обмотке при наведении токов Фуко, то есть при быстром изменении величины поля в обмотке, dH/dt .

Использование сопротивления с переменной величиной, на которое выводится запасенная энергия соленоида, позволяет увеличить плотность транспортного тока в соленоиде, а также существенно снижает напряжение и уменьшает величину dH/dt , то есть оставляет меньше запасенной энергии в

самом соленоиде. Использование переменного внешнего сопротивления вместо постоянного имеет преимущество также в том, что максимальное падение напряжения на нем ниже падения напряжения на постоянном сопротивлении.

Вместе с тем, необходимо провести анализ пондеромоторных и термомеханических сил и способы их уменьшения. Влияние последней компоненты может быть уменьшено при использовании компаундов «холодного» отверждения при замоноличивании обмотки, а в многовитковой обмотке следует учесть эффект бандажировки максимально нагруженных витков – внешними, менее нагруженными.

Список литературы: 1. Сверхпроводящие машины и устройства. – М., Мир, 1977. 2. *В.С.Высоцкий* Проблемы создания сверхпроводящих устройств переменного тока // Труды ФИАН. – Том 205. – М.: Наука, 1991. 3. *В.Б.Юферов, О.С.Друй, Е.И.Скибенко, Ю.В.Холод, О.В.Черный, В.О.Ильичева, Е.В.Муфель, А.Н.Рыбалко* Сверхпроводящие магнитные системы сложной формы и высокой плотностью транспортного тока // *Електротехніка і Електромеханіка*, ISBN 966–593–254–3. – № 2. – 2003. – С. 81-89. 4. *В.Б.Юферов, В.О.Ильичева, О.С.Друй, Е.В.Муфель, С.В.Шарый* О некоторых особенностях сверхпроводящей системы плазменного сепаратора изотопов // Вестник национального технического университета «ХПИ». – № 24. – 2007. 5. *Круглов А.Б.* Теплофизические свойства стеклоэпоксидов и эпоксидных смол при криогенных температурах // Автореферат, МИФИ. – М., 2007. 6. Таблицы физических величин. – М., Атомиздат, 1976. 7. *Дж.Кэй, Т.Лэби* Таблицы физических и химических постоянных. – М., 1962. 8. Справочная информация ООО «Нихром». – Киев, Украина, 2007.

Поступила в редколлегию 15.01.2009.

СОДЕРЖАНИЕ

М.И.БАРАНОВ Электрофизические особенности возбуждения импульсного напряжения и индукционного тока в металлических элементах технических объектов различной толщины и электропроводности .	3
Г.А.БАРБАШОВА, Р.В.ТЕРТИЛОВ Восстановление характеристик канала разряда по двухпульсационной зависимости давления от времени в точке жидкости	8
И.Н.БОГАТЫРЕВ, В.И. ДОЦЕНКО, А.В.ПЛИЧКО Модернизация компактного трассоискателя заземляющих устройств энергообъектов .	16
В.С.ГЛАДКОВ, О.А.ГУЧЕНКО, Л.В.ВАВРІВ, О.В.ШЕШТЕРІКОВ Високопродуктивна електрофізична нано-секундна установка екологічно чистої та безвідходної утилізації залізобетонних виробів	18
В.С.ГЛАДКОВ, О.А.ГУЧЕНКО, Л.В.ВАВРІВ, О.В.ШЕШТЕРІКОВ Електрофізична наносекундна установка екологічно чистої високопродуктивної дезінтеграції каменекілірних руд	22
В.С.ГЛАДКОВ, О.А.ГУЧЕНКО, О.В.ШЕШТЕРІКОВ Енергозберігаюче електрофізичне очищення трансформаторного масла	26
Е.П.ЕРЕМЕЕВА, Г.М.КОЛИУШКО, Д.Г.КОЛИУШКО, В.В.КРИВУЩЕНКО, А.А.ПЕТКОВ Прогнозирование затрат на проведение ремонтных работ по восстановлению заземляющего устройства электрических подстанций различного класса напряжения	31
Н.Н.ИГНАТЕНКО Расчет переходных процессов в генераторах тока молнии с замыкателями нагрузки	38
В.В.КНЯЗЕВ, Ю.С.НЕМЧЕНКО, И.П.ПЕСНОЙ, С.Б.СОМХИЕВ, Т.Н.ОСТРОВЕРХ Генератор для проведения испытаний бортового авиационного оборудования на восприимчивость к переходным процессам, вызванным молнией («Кабельная инъекция», форма 3)	45
С.С.КОЗИРЄВ, Л.Є.ОВЧИННІКОВА Аналіз динаміки системи керування електровибуховим перетворенням енергії на основі нечіткої логіки .	53
В.І.КРАВЧЕНКО, А.Е.ГОРЮШКІН Визначення вимог до аналогоцифрового перетворювача вимірника параметрів широкопasmових сигналів	57
В.И.КРАВЧЕНКО, И.В.ЯКОВЕНКО, В.И.ЯКОВЕНКО, Ф.В.ЛОСЕВ Влияние стороннего электромагнитного излучения на волноводные характеристики полупроводниковых комплектующих электрорадиоизделий .	62

Ю.В.КРАВЧЕНКО Определение коэффициента усиления электрического поля для конденсаторной системы с комбинированной изоляцией	69
Ю.В.КРАВЧЕНКО, О.В.ПОКЛАДОВ, В.В.РУДАКОВ Ресурс многослойной полиэтиленовой изоляции при воздействии импульсов наносекундной длительности	78
Б.Н.ЛАНТУШКО, Ю.С.НЕМЧЕНКО, А.И.САРАЕВ Устройство связи – развязки для проведения испытаний технических средств на устойчивость к воздействию микросекундных импульсных помех при их подаче в соединительные линии	84
В.В.ЛИТВИНОВ Применение микроконтроллера в системах управления и защиты погружного скважинного комплекса	93
М.Ф.ЛОГВИНЕНКО, О.А.СЕРКОВ, В.О.КОМПАНИЄЦЬ Узгодження довжин кодових блоків та якості дискретних каналів у телекомунікаційних системах	98
Ю.С.НЕМЧЕНКО, В.В.КНЯЗЕВ, И.П.ЛЕСНОЙ, В.И.КРАВЧЕНКО Эталон единицы максимального значения больших импульсных токов	111
И.И.ОБОД, А.Э.ЗАВОЛОДЬКО Сетевое сопровождение воздушных объектов запросными системами наблюдения единой информационной сети	117
І.І.ОБОД, М.Ю.ОХРИМЕНКО Вимірювання висоти польоту повітряного об'єкту в єдиній інформаційній мережі систем спостереження з розподіленою обробкою інформації	122
І.І.ОБОД, О.О.ТЮРІН Завадозахищеність систем спостереження, що запитують єдиної інформаційної мережі з розподіленою обробкою	127
І.І.ОБОД, І.Л.ЯЦЕНКО, Т.М.ААЗАРАНІ, Р.МУСЛІМАНІ Оцінка впливу завод на швидкість передачі інформації у пакетних мережах передачі даних	133
О.В.ОЛЕЙНИК, А.А.ПЕТКОВ Формирование аperiodического импульса при разряде двух емкостных накопителей энергии на общую нагрузку	141
С.Г.ПОКЛОНОВ, В.Г.ЖЕКУЛ Стабилизация удельной электропроводности рабочей среды для электроразрядных погружных установок	148
В.М.ПОШТАРЕНКО, А.Ю.ВАРЛИГІНА, В.С.КИТАЙНИК Аналіз доцільності використання штучних імунних систем у задачах виявлення аномалій	156

О.Н.СИЗОНЕНКО, Э.И.ТАФТАЙ, Р.И.МАЛАЯ, А.С.ТОРПАКОВ, Е.В.ЛИПЯН, Р.П.КОЛМОГорова Модифицирующее влияние импульсных высоковольтных разрядов на активность растворов поверхностно-активных веществ	162
А.Ю.СКОБЛИКОВ Автоматизация процедуры обработки статистических данных метрологической аттестации средств измерения импульсных электрических процессов	171
О.В.ХВОЩАН, Ю.И.КУРАШКО, В.В.ЛИТВИНОВ Регулирование зарядных процессов в погружных скважинных комплексах	180
В.Б.ЮФЕРОВ, Д.В.ВИННИКОВ, А.Н.ПОНОМАРЕВ, И.В.БУРАВИЛОВ, Е.В.МУФЕЛЬ Сравнительный анализ акустических импульсов от излучателей милли- и микросекундного диапазонов	185
В.Б.ЮФЕРОВ, В.Ф.ТИХОНОВ, В.О.ИЛЬИЧЕВА Защита сверхпроводящей магнитной системы с высокой плотностью тока	189

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

**ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО
УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»**

Тематичний випуск
«Техніка і електрофізика високих напруг»

Випуск № 11'2009

Науковий редактор докт.техн.наук, проф. В.І.Кравченко

Технічний редактор канд.физ.-мат наук Л.В.Ваврів

Відповідальний за випуск В.М.Луньова

Обл.вид. № 74-09

Підп. до друку 29.05.2009 р. Формат 60x84 1/16. Надруковано на цифровому видавничому комплексі Rank Xerox DocuTech 135. Умов.друк.арк. 9,4. Облік. вид. арк. 10,0. Наклад 300 прим. 1-й завод 1-100. Зам. № 147. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ».

Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 116 від 10.07.2000 р.
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня ТОВ «Сучасний друк», Харків, вул. Лермонтовська, 27
