



ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
«ХПИ»

16'2011

Харьков

ВЕСТНИК НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»

Сборник научных трудов
Тематический выпуск

16'2011

«ТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОФИЗИКА ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ»

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

Государственное издание

Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины

КВ.№ 5256 от 2 июля 2001 года

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:

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

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

А.П.Марченко, д-р техн. наук, проф.;

Е.И.Сокол, д-р техн. наук, проф.;

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

Л.М.Бесов, д-р техн. наук, проф.;

А.В.Бойко, д-р техн. наук, проф.;

Ф.Ф.Гладкий, д-р техн. наук, проф.;

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

А.И.Грабченко, д-р техн. наук, проф.;

В.Г.Данько, д-р техн. наук, проф.;

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

И.Ф.Домнин, д-р техн. наук, проф.;

В.В.Елифанов, канд. техн. наук, проф.;

Ю.И.Зайцев, канд. техн. наук, проф.;

П.А.Качанов, д-р техн. наук, проф.;

В.Б.Клепиков, д-р техн. наук, проф.;

С.И.Кондрашов, д-р техн. наук, проф.;

В.М.Кошельник, д-р техн. наук, проф.;

В.И.Кравченко, д-р техн. наук, проф.;

Г.В.Лисачук, д-р техн. наук, проф.;

В.С.Лутиков, д-р техн. наук, проф.;

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

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

П.Г.Перерва, д-р экон. наук, проф.;

В.А.Пуляев, д-р техн. наук, проф.;

М.И.Рищенко, д-р техн. наук, проф.;

В.Б.Самородов, д-р техн. наук, проф.;

Г.М.Сучков, д-р техн. наук, проф.;

Ю.В.Тимофеев, д-р техн. наук, проф.;

Н.А.Ткачук, д-р техн. наук, проф.

Харьков 2011

Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2011. – № 16. – 220 с.

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

Для викладачів, наукових співробітників, спеціалістів.

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

Для преподавателей, научных сотрудников, специалистов.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

М.И.Баранов,	д-р техн. наук, с.н.с.;
Н.И.Бойко,	д-р техн. наук, доц.;
Р.К.Борисов,	канд. техн. наук;
А.Г.Гурин,	д-р техн. наук, проф.;
Б.В.Клименко,	д-р техн. наук, проф.;
Г.М.Колиушко,	канд. техн. наук, с.н.с.;
В.М.Михайлов,	д-р техн. наук, проф.;
В.В.Князев,	канд. техн. наук, с.н.с.;
К.Ю.Сахаров,	канд. техн. наук;
Е.И.Сокол,	д-р техн. наук, проф.;
В.В.Рудаков,	д-р техн. наук, проф.;
И.В.Яковенко,	д-р физ.-мат. наук, с.н.с.

АДРЕС РЕДКОЛЛЕГИИ: 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21. НТУ «ХПІ». НИПКИ «Молния», Тел. (057) 707-63-09. E-mail: vavriv@rambler.ru

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ».
Протокол № 4 від 8 квітня 2011 р.

ISSN 2079-0740

© Національний технічний університет «ХПІ»

Г. В. АЛЕШИН, д-р техн. наук, проф., УкрГАЗТ, Харьков;
Д. А. БОЙКО, асп., УкрГАЗТ, Харьков

МЕТОД ОПТИМАЛЬНОГО СОГЛАСОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИНФОРМАЦИОННОГО И СИНХРОНИЗИРУЮЩЕГО КАНАЛОВ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПО УСЛОВНОМУ КРИТЕРИУ МИНИМАЛЬНОЙ ОШИБКИ ПЕРЕДАЧИ

У роботі досліджено вплив оптимального розподілу енергетичного потенціалу між інформаційним та синхронізуючим каналами на завадостійкість цифрової системи передачі для систем з розділеними інформаційним та синхронізуючим каналами. Отримані співвідношення для визначення вірогідності помилки прийому відеоімпульса, а також бітової помилки цифрових систем передачі з урахуванням впливу підсистем синхронізації.

The influence of the optimal distribution of the energy potential between the information and synchronization channels immunity of digital transmission systems for systems with separate information and synchronization channels. The equations to determine the error probability of receiving the video pulse, and bit error digital transmission systems taking into account the influence of subsystems synchronization.

Введение. Стремительное возрастание скоростей обмена данных в современных цифровых системах передачи (ЦСП) SDH, радиорелейных, тропосферных, спутниковых системах связи, обусловленного ростом мультимедийного трафика на железнодорожном транспорте, приводит к необходимости повышения требований к качеству подсистем синхронизации для сохранения высокой помехоустойчивости. Однако при этом современные проекты не в достаточной степени учитывают влияние подсистемы синхронизации на показатели качества цифровых систем передачи.

Помехоустойчивость как наиболее важный показатель качества можно охарактеризовать вероятностью битовой ошибки (BER) в цифровой системе передачи информации p_{BER} , которая зависит не только от схемы принятия решения об информационном символе, но и от схем удержания тактовой синхронизации в полосе удержания, от схем цикловой и сверхциклового синхронизации. То есть, p_{BER} является совмещением всех указанных событий, определяемых соответственно вероятностью ошибочного принятия решения об информационном символе ($p_{\text{ош}}$), вероятностями срыва тактовой (p_{τ}), цикловой ($p_{\text{цк}}$) и сверхциклового ($p_{\text{сцк}}$) синхронизации:

$$p_{\text{BER}} = 1 - (1 - p_{\text{ош}})(1 - p_{\tau})(1 - p_{\text{цк}})(1 - p_{\text{сцк}}). \quad (1)$$

Вероятность срыва какого-либо типа синхронизации превосходит на порядок вероятность ошибочного решения в решающей схеме, что приводит к срыву стабильной работы системы. Вот почему вопрос о влиянии схем синхронизации вполне актуален. Поэтому в работе исследовано влияние оптимального распределения энергетического потенциала между информационным и синхронизирующим каналами на помехоустойчивость цифровой системы передачи. Причем, наличие ограничений на энергетический потенциал в сис-

темах с разделенными информационным и синхронизирующим каналами приводит к необходимости отыскания оптимальных соотношений между энергетическими потенциалами информационных и синхронизирующих каналами. В данной работе будет рассматриваться ограничение по пиковой мощности.

Постановка задачи. При постановке задачи оптимального распределения энергетического потенциала между информационными и синхронизирующими каналами будем предполагать следующее:

- информационные сигналы представляют собой последовательности видеоимпульсов, регистрируемых на приемной стороне на уровне (пороге) $U_m/2$, где U_m – максимальный уровень напряжения сигнала;
- система должна быть экономичной и способной работать с достаточно малыми энергетическими потенциалами;
- информационные сигналы и сигналы синхронизации передаются по отдельным каналам;
- синхронизация принудительная (с применением устройств фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ с двухканальным дискриминатором).

Определение вероятности ошибочного принятия решения об информационном символе. Оценим помехоустойчивость для двоичной системы с аддитивным белым гауссовым шумом в канале, когда решение о принятии импульса происходит при достижении порога $U_m/2$.

Вероятность ошибки при переходе логического нуля в логическую единицу, обусловленная влиянием положительной помехи $n(t)$, когда искаженный сигнал превышает пороговый уровень регистрации символа, определяется следующим образом:

$$p_{\text{ош1}} = p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \int_{\frac{U_m}{2}}^{\infty} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}} dn = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{U_m}{2\sigma_n}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_n}\right), \quad (2)$$

где σ_n^2 – дисперсия помехи $n(t)$; $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = 1 - F(x)$ – дополнительная функция ошибок; $F(x)$ – интеграл вероятности (Лапласа-Гаусса).

Вероятность ошибки при переходе логической единицы в логический нуль, возникающей в результате влияния отрицательной помехи $n(t)$, когда искаженный сигнал не достигает порогового уровня регистрации символа, определяется следующим образом:

$$p_{\text{ош2}} = p(0/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\frac{U_m}{2\sigma_n}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(-\frac{U_m}{2\sigma_n}\right). \quad (3)$$

Для критерия идеального наблюдателя эти вероятности равны, кроме того,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-x} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q(-x).$$

Таким образом, вероятность ошибки приема видеопульса будет определяться как сумма вероятностей $p_{\text{ош1}}$ и $p_{\text{ош2}}$:

$$p_{\text{ош}} = p(1/0) + p(0/1) = p_{\text{ош1}} + p_{\text{ош2}} = 2Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_{\text{н}}}\right) = 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right), \quad (4)$$

где q_2 – отношение сигнал/шум на выходе информационного канала.

Определение вероятности срыва тактовой синхронизации. Вероятность срыва тактовой синхронизации определяется следующим выражением:

$$p_{\tau} = 2Q\left(\frac{\tau_{\text{ноп}}}{\sigma_{\tau}}\right) = 2Q\left(\frac{\alpha t_{\text{н}}}{\sigma_{\tau}}\right), \quad (5)$$

где σ_{τ}^2 – дисперсия джиттера положения импульса; $t_{\text{н}}$ – длительность импульса; $\tau_{\text{ноп}} = \alpha t_{\text{н}}$ – допустимый диапазон удержания тактов; α – относительная полоса удержания, $\alpha < 0,2$.

Дисперсия оценки параметра сигнала двухканальным дискриминатором определяется следующим образом [2]:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{\Delta \tau^2}{2q_1}, \quad (6)$$

где q_1 – отношение сигнал/шум на выходе синхронизирующего канала; $\Delta \tau = \frac{t_{\text{н}}}{2}$ – диапазон измерений джиттера.

При этом условии диапазон измерений фазы тактовой частоты ФАПЧ будет определяться следующим образом:

$$\Delta \tau = \frac{2}{3} \cdot \frac{t_{\text{н}}}{2} = \frac{t_{\text{н}}}{3}. \quad (7)$$

Таким образом, подставляя (6) и (7) в формулу (5), получим следующее выражение:

$$p_{\tau} = 2Q\left(\frac{\alpha t_{\text{н}}}{\sigma_{\tau}}\right) = 2Q\left(6\alpha\sqrt{q_1}\right) = 2Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right), \quad (8)$$

где $\eta = 6\alpha$ – параметр канала синхронизации.

Тогда с учетом влияния канала тактовой синхронизации вероятность ошибки передачи информации, определяющей помехоустойчивость, можно определить как:

$$p_{\text{BER}} = 1 - \left(1 - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right)\right) \left(1 - 2Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right)\right); \quad (9)$$

$$p_{\text{BER}} = 2 \left[Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right) - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right) \right]. \quad (10)$$

Рассмотрим влияние ограничения по пиковой мощности передатчика P на

выражение (10):

$$P_1 + P_2 = P_n, \quad (11)$$

где P_1 и P_2 – мощности синхронизирующего и информационного каналов соответственно.

В реальном случае, когда полосы каналов или время наблюдения сигналов в каналах одинаковы, равенство (11) можно заменить равенством (12), если поделить левую и правую часть на мощность помехи P_n на выходе каждого канала:

$$q_1 + q_2 = q, \quad (12)$$

где q – общий энергетический потенциал.

Если учесть остатки неортогональности синхронизирующего и информационного сигналов, равенство (12) можно уточнить. В случае работы радиоканалов с суммарным сигналом средняя за одинаковый достаточно большой интервал времени энергия суммарного сигнала \mathcal{E} , приведенная к единице сопротивления, равна [3]:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2 + 2\sqrt{\mathcal{E}_1\mathcal{E}_2}\rho_{a_i-b_i}, \quad (13)$$

где \mathcal{E}_1 и \mathcal{E}_2 – энергии синхронизирующего и информационного каналов соответственно; $\rho_{a_i-b_i} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{-j(a_i-b_i)\pi}$ – знаковая нормированная взаимнокорреляционная функция синхронизирующего и информационного каналов; a_i и b_i – элементы (1 или 0) соответственно кодам синхронизирующего и информационного каналов.

В случае, когда сигналы ортогональны, $\rho_{a_i-b_i} \approx 0$. Тогда выражение (13) будет выглядеть следующим образом:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2, \quad (14)$$

Если подставить выражения (12) и (14) в (10), получим:

$$\min p_{\text{BER}} = 2 \left[Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right) + Q\left(\eta\sqrt{q(1-y_2)}\right) - 2Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right)Q\left(\eta\sqrt{q(1-y_2)}\right) \right]; \quad (15)$$

при $q_1 + q_2 \leq q$;

где $y_2 = \frac{q_2}{q}$; $q_1 = \frac{P_1 T}{N_0} = \frac{\mathcal{E}_1}{N_0} = (1-y_2)q$; $q_2 = \frac{P_2 T}{N_0} = \frac{\mathcal{E}_2}{N_0} = y_2 \cdot q$; $q = \frac{PT}{N_0} = \frac{\mathcal{E}}{N_0}$;

N_0 – спектральная мощность помехи.

Поскольку функция $Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right)$ является возрастающей, а $Q\left(\eta\sqrt{q(1-y_2)}\right)$

– убывающей, то $y_{2\text{опт}}$ можно определить следующим образом:

$$\frac{\sqrt{y_{2\text{опт}} \cdot q}}{2} = \eta \cdot \sqrt{(1-y_{2\text{опт}}) \cdot q};$$

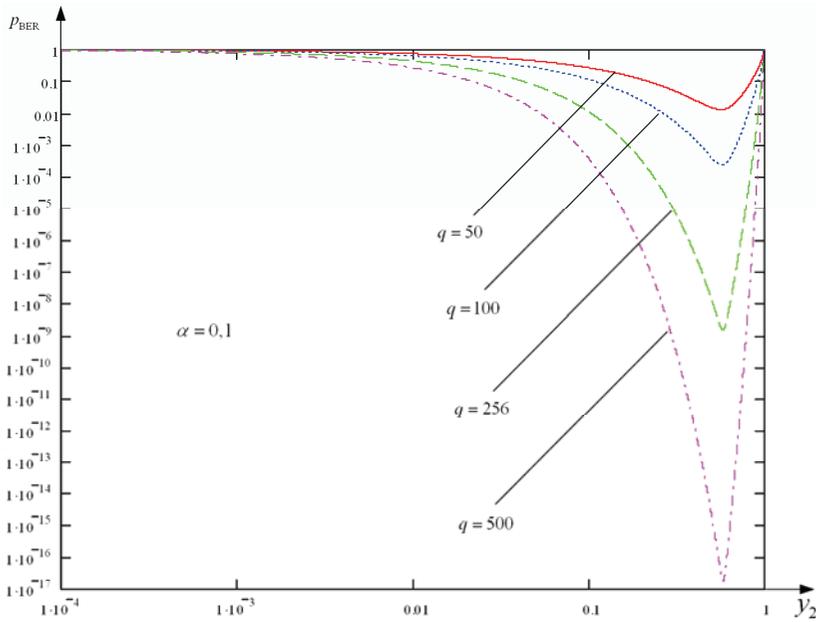


Рисунок 1 – Зависимости P_{BER} от значений y_2 и q при фиксированном значении $\alpha = 0,1$

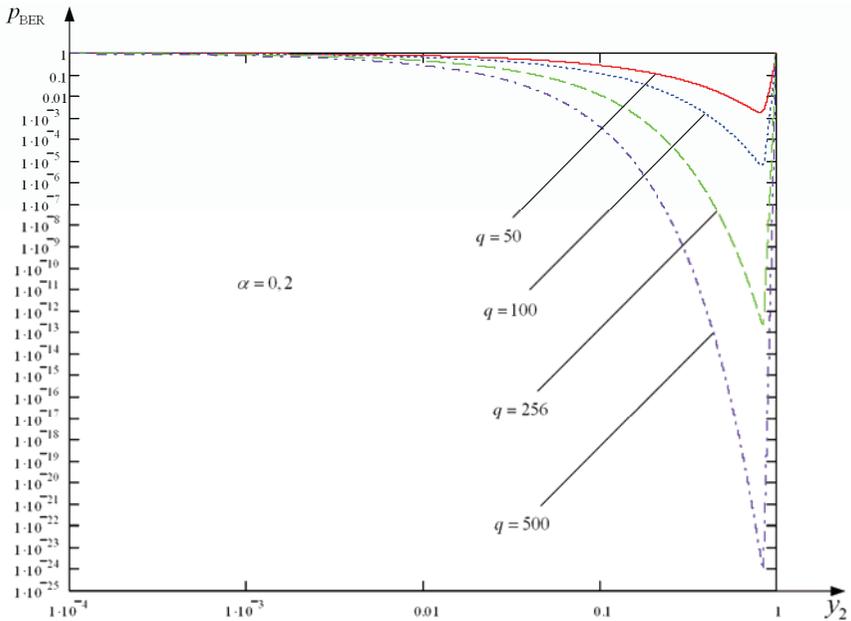


Рисунок 2 – Зависимости P_{BER} от значений y_2 и q при фиксированном значении $\alpha = 0,2$

$$y_{2\text{опт}} = \frac{4\eta^2}{1 + 4\eta^2}. \quad (16)$$

Как видно из формулы (16), $y_{2\text{опт}}$ зависит только от параметра канала синхронизации η . Таким образом, только лишь при условии повышения точности подсистем тактовой синхронизации, увеличении относительной полосы удержания $\alpha > 0,2$, можно выделять нужную часть энергии сигнала на информационный канал.

На рис. 1-2 показано влияние отношения мощностей сигнала и помехи q на зависимости вероятности ошибки передачи информации p_{BER} от y_2 при фиксированных значениях относительной полосы удержания α , а на рис. 3 – влияние относительной полосы удержания α на зависимость вероятности ошибки передачи информации p_0 от y_2 при фиксированном значении отношения мощностей сигнала и помехи q .

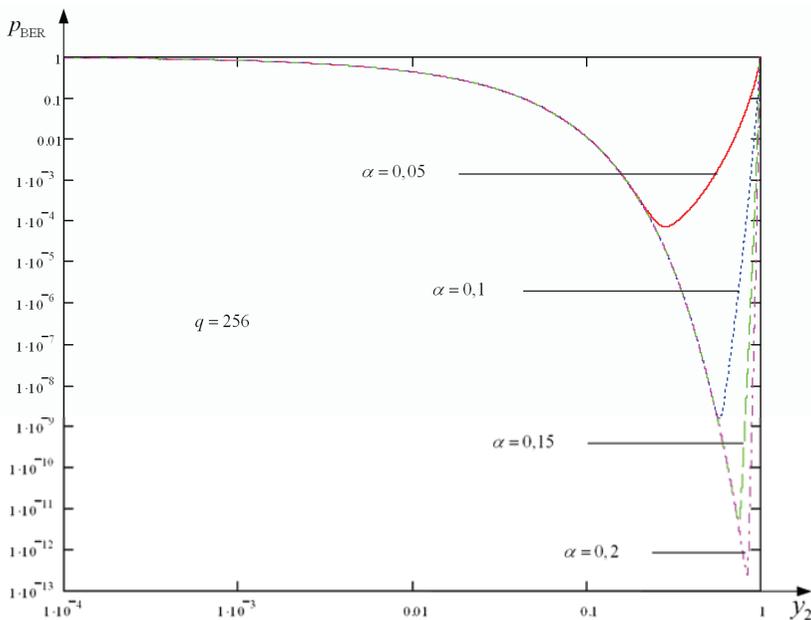


Рисунок 3 – Зависимости p_{BER} от значений y_2 и α при фиксированном значении $q = 256$

Выводы. Учет влияния канала синхронизации ЦСП показал следующее:

- 1) существуют оптимальные значения параметров ЦСП, при которых достигается минимальная вероятность срыва или ошибочной работы ЦСП;
- 2) несоблюдение оптимальных значений энергетического потенциала информационного канала на 30 % от общего энергетического потенциала грозит повышением вероятности срыва работы ЦСП на один-два и более порядков;

- 3) при повышении требований к качеству подсистем синхронизации (α) энергетический потенциал канала синхронизации существенно растет.

Полученные соотношения и зависимости помогут оптимально выбирать соответствующие параметры ЦСП.

Список литературы: 1. Слепов Н. Н. Синхронные цифровые сети SDH. – М.: «Эко-трендз», 1997. – 148 с. 2. Альошин Г. В. Оцінка якості інформаційно-вимірювальних систем. – Харків, УкрДАЗТ, 2008. – 300 с. 3. Аleshин Г.В., Бойко Д.О. Оптимизация энергетического потенциала цифровых систем с учетом влияния синхронизирующего канала // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – № 1. – 2010. – С. 60-66.

Поступила в редколлегию 01.04.2011

УДК 621.3:537.3

М. И. БАРАНОВ, д-р техн. наук, гл. науч. сотр., НТУ «ХПИ»;
В. О. ЛЫСЕНКО, аспирант, НТУ «ХПИ»

РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА РАДИУСА ПЛАЗМЕННОГО КАНАЛА ПОДВОДНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА В ЦЕПИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ГЕНЕРАТОРА БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Наведено формулу для приближенного розрахунку максимального значения радіусу сильнострумного плазмового каналу підводного іскрового розряду, що формується в електричному розрядному колі високовольтного генератора великих імпульсних струмів.

A formula is resulted for the close calculation of maximal value of radius of heavy-current plasma channel of a submarine spark discharge, formed in the electric bit chain of high-voltage generator of large impulsive currents.

Введение. При теоретическом и экспериментальном исследовании механизмов разрушения под действием больших импульсных токов (БИТ), формируемых природными грозовыми электрическими разрядами (молниями) и испытательными высоковольтными электрофизическими установками (ВЭФУ), древесины и деревянных клееных конструкций (ДКК) из нее [3,4] необходимо иметь ряд исходных физико-технических характеристик, касающихся в том числе и сильноточных плазменных каналов (СПК) искровых разрядов в воздушной и водной средах. Данные среды, как известно, присутствуют во внутренней структуре древесины и ДКК [5,6]. При прямом ударе молнии в древесину или ДКК, используемых в качестве размещенных на открытом воздухе изоляционных несущих элементов объектов электроэнергетики (например, низко- и высоковольтных воздушных линий электропередачи [7]) и высоковольтной импульсной техники (ВИТ) специального назначения (например,

систем полеобразования ВЭФУ [8]), в указанных средах могут формироваться воздушные и подводные искровые разряды той или иной длины, разрушающие микро- и макроструктуру древесины и ДКК. В настоящее время вопросы поведения растущей или «неживой» древесины и изготовленных из нее ДКК в условиях воздействия на них БИТ естественного (токи молнии) и искусственного (разрядные токи ВЭФУ) происхождения находятся на начальной стадии исследования [4,9] и остаются слабо изученными. В [10] были представлены некоторые полученные приближенным расчетно-экспериментальным путем электрические характеристики СПК для воздушных искровых разрядов (например, активное сопротивление, удельная электропроводность, напряженность продольного электрического поля), протекающих в силовоточной разрядной цепи генератора импульсных токов (ГИТ), формирующего сильно затухающую повторную импульсную D -компоненту тока искусственной молнии амплитудой до 100 кА при ее длительности до 500 мкс [1,2]. Полученные в [10] данные для СПК воздушного искрового разряда в цепи мощного ГИТ базируются на известной формуле Брагинского для максимального радиуса r_{mk} плазменного канала, развивающегося в воздухе при его непосредственном электрическом пробое или при пробое, инициированном явлением электрического взрыва (ЭВ) в воздушном промежутке тонкой металлической проволоочки [11,12]. На взгляд авторов, в настоящий момент времени расчетные аналитические соотношения для определения максимального радиуса r_{mk} плазменного канала, развивающегося в жидкой среде (например, в технической воде) при ее электрическом пробое без ЭВ или с использованием ЭВ, отсутствуют. Поэтому получение подобной приближенной расчетной зависимости для r_{mk} при силовоточном искровом разряде в воде является актуальной научно-технической задачей в области ВИТ.

1. Краткая постановка электрофизической задачи. Рассмотрим вызванный высоковольтным ГИТ с предварительно заряженным до постоянного напряжения $\pm U_0$ емкостным накопителем энергии (ЕНЭ) искровой разряд, протекающий в рабочей камере (РК) с технической водой, находящейся под атмосферным давлением $1,013 \cdot 10^5$ Па и при температуре окружающего воздуха, равной 0°C . Считаем, что данный разряд в РК инициирован подводным ЭВ тонкой прямолинейной металлической проволоочки длиной l_0 . Считаем, что в процессе разряда ЕНЭ в электрической цепи ГИТ протекает импульсный ток, характеризующийся первой наибольшей амплитудой I_m той или иной полярности, которой соответствует время t_m . На основании результатов известных экспериментальных наблюдений принимаем, что максимальное энерговыделение в подводном СПК происходит на участке первой полуволны разрядного тока ГИТ [13]. Такому характеру выделения в СПК энергии будет соответствовать и максимальная температура канала разряда, наблюдаемая также на участке первого полупериода колебаний разрядного тока ГИТ. Полагаем, что образующийся после подводного ЭВ металлической проволоочки СПК принимает форму круглого цилиндра и характеризуется длиной $l_k = l_0$ и максимальным радиусом r_{mk} , соответствующим первой амплитуде I_m разрядного тока ГИТ.

Допускаем, что высокоионизированная низкотемпературная «металлическая» плазма исследуемого сильноточного канала может быть охарактеризована усредненной по его поперечному сечению удельной электропроводностью σ_k . Требуется найти аналитическое соотношение, приблизительно описывающее изменение максимального радиуса r_{mk} плазменного канала в зависимости от амплитудно-временных параметров (АВП) разрядного импульсного тока ГИТ.

2. Предлагаемый подход для решения поставленной электрофизической задачи. Принимая во внимание определенную общность электрофизических процессов, протекающих в области плазменных каналов сильноточных искровых разрядов для газообразных и конденсированных сред, а также известные научно-технические материалы для канальной стадии ЭВ в воде, приведенные в монографии проф. Гулого Г.А. по теории и практике электрогидравлического эффекта [13], представим искомое аналитическое соотношение для величины максимального радиуса r_{mk} подводного СПК в следующем обобщенном виде:

$$r_{mk} = B_k \cdot (I_m)^{1/3} (t_m)^{1/2}, \quad (1)$$

где I_m , t_m – первая амплитуда импульсного тока в разрядной цепи высоковольтного ГИТ и время достижения импульсом тока этой амплитуды соответственно; B_k – неизвестный размерный коэффициент, подлежащий дальнейшему расчетному или экспериментальному определению.

Для определения в (1) значения коэффициента B_k воспользуемся экспериментальными результатами, приведенными в табл. 2 из [13] и полученными при подводном ЭВ в случае исследования развития в технической воде разрядного плазменного канала в сильноточных цепях высоковольтных ГИТ, характеризующихся зарядным напряжением $U_0 = 5$ кВ (при амплитуде тока $I_m = 88$ кА и времени ее достижения $t_m = 4$ мкс) и $U_0 = 8$ кВ (при амплитуде тока $I_m = 42$ кА и времени ее достижения $t_m = 2$ мкс). Заметим, что для указанных выше АВП разрядного тока в упомянутых ГИТ подводные СПК имели соответственно следующие значения своих максимальных радиусов r_{mk} [13]: 2,14 и 1,16 мм. Тогда на основании опытных данных из [13], соответствующих рассматриваемому электротехнологическому случаю получения подводного СПК в сильноточной разрядной цепи высоковольтного ГИТ, коэффициент B_k в формуле (1) примет численное значение, приблизительно равное $0,024 \text{ м}/(\text{А}^{1/3} \cdot \text{с}^{1/2})$. В результате формула для приближенного расчета максимального радиуса r_{mk} СПК подводного искрового разряда в цепи высоковольтного ГИТ, генерирующего на электрической нагрузке БИТ колебательной или аperiодической временной форм, примет с учетом (1) в системе СИ следующий окончательный аналитический вид:

$$r_{mk} = 0,024 \cdot (I_m)^{1/3} (t_m)^{1/2}. \quad (2)$$

Заметим, что в формуле Брагинского из [11], используемой при расчете максимального радиуса r_{mk} СПК воздушного искрового разряда в разрядной цепи ГИТ и подтвержденной для сильноточной области ВИТ одним из авторов экспериментально [12], для принятых нами нормальных атмосферных условий размерный коэффициент, стоящий перед значениями амплитуды тока I_m и со-

ответствующего ей времени t_m , составляет $0,093 \text{ м}/(\text{А}^{1/3} \cdot \text{с}^{1/2})$ [2]. Видно, что данный коэффициент для воздуха является примерно в 3,9 раз больше коэффициента, входящего в (2) и характерного для технической воды. В этой связи значения максимального радиуса r_{mk} СПК искрового разряда в воде, по сравнению с воздухом, оказываются для рассматриваемых случаев электрического пробоя газообразной и конденсированной сред при одних и тех же АВП разрядного импульсного тока высоковольтного ГИТ примерно в 3,9 раз меньшими. Выполним по (2) расчетную численную оценку значения максимального радиуса r_{mk} СПК, соответствующего электротехнологическому применению мощного генератора тока искусственной молнии [1] при разряде его ЕНЭ на РК с технической водой, содержащую в сильноточной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А ($U_0 = -7 \text{ кВ}$), формирующего импульсную А- компоненту тока имитированного грозового разряда [2], электрически взрывающуюся тонкую медную проволочку диаметром 0,2 мм и длиной 100 мм. Для рассматриваемого сильноточного разряда мощного высоковольтного ГИТ-А при подводном ЭВ в РК указанной медной проволочки нами с помощью метрологически поверенного измерительного коаксиального шунта ШК-300 [10] и цифрового запоминающего осциллографа Tektronix TDS 1012 были зафиксированы следующие АВП разрядного импульсного тока i_A указанного ГИТ: $I_m = 39,6 \cdot 10^3 \text{ В}$ и $t_m = 44 \cdot 10^{-6} \text{ с}$. После подстановки в формулу (2) этих исходных экспериментальных данных получаем, что в исследуемом электрофизическом случае максимальный радиус r_{mk} СПК при подводном искровом разряде в сильноточной цепи генератора ГИТ-А принимает численное значение, равное около 5,42 мм. Найденное расчетным путем с помощью (2) относительно большое значение для радиуса r_{mk} СПК, по сравнению с приведенными выше опытными данными для r_{mk} из [13], обуславливается существенно большим для нашего случая значением t_m .

Список литературы: 1. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натуральных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 3. – С. 81-85. 2. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 2: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во «Точка», 2010. – 407 с. 3. Рудаков В.В., Недзельский О.С. Исследование импульсной электрической прочности крупногабаритных клееных деревянных конструкций // Вестник НТУ «ХПИ». Серия «Электроэнергетика и автоматизация энергоустановок». – Харьков: ХПИ, 1993. – Вып. 18. – С. 73-77. 4. Баранов М.И., Лысенко В.О. Приближенные модели электродинамического разрушения древесины в атмосферном воздухе под действием прямого удара в нее линейной молнии // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ», 2009. – № 39. – С. 10-18. 5. Горчаков Г.И., Баженов Ю.М. Строительные материалы. – М.: Стройиздат, 1986. – 688 с. 6. Боровиков А.М., Уголев Б.Н. Справочник по древесине: справочник / Под ред. Б.Н. Уголева. – М.: Лесн. пром-сть, 1989. – 296 с. 7. Slitskouhov Yu., Budanov V., Gappov M. et al. Wooden and Plastic Structures. – М.: Mir Publishers, 1989. – 400 p. 8. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: монография в 2-х томах. Том 1: Электрофизика и выдающиеся физики мира. – Харьков: Изд-во НТУ «ХПИ», 2008. – 252 с. 9. Баранов М.И., Лысенко В.О. Моделювання електродинамічних процесів у відокремленому капілярі дерев'яної конструкції при дії на неї прямого удару блискавки // Інформаційні технології: Наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я. – Матеріали XVII Міжнародної науково-практичної конференції (Харків, 20-22 травня 2009 р.). Частина II. – Харків: НТУ «ХПІ». – С. 334. 10. Баранов

М.И., Колушко Г.М., Лысенко В.О. и др. Экспериментальная оценка электрического сопротивления и электропроводности сильнооточного плазменного канала в цепи разряда мощного генератора тока искусственной молнии // *Электротехника і електромеханіка.* – 2011. – № 1. – С. 61-64. **11.** *Лозанский Э.Д., Фирсов О.Б.* Теория искры. – М.: Атомиздат, 1975. – 272 с. **12.** *Баранов М.И.* Избранные вопросы электрофизики: монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Изд-во НТУ «ХПИ», 2009. – 384 с. **13.** *Гулый Г.А.* Научные основы разрядно-импульсных технологий. – Киев: Наукова думка, 1990. – 208 с.

Поступила в редколлегию 21.03.2011

УДК 621.3:537.3

М. И. БАРАНОВ, д-р техн. наук, главн. науч. сотр., НТУ «ХПИ»;
В. М. ЗИНЬКОВСКИЙ, зав. сектором, НТУ «ХПИ»;
Н. Н. ИГНАТЕНКО, канд. техн. наук, зав. сектором, НТУ «ХПИ»

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЦЕПЕЙ ПОДЖИГА В МОЩНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ МОЛНИИ С КРОУБАР-ЗАМЫКАТЕЛЯМИ НАГРУЗКИ

Запропонована методика вибору в генераторах великих імпульсних струмів блискавки (ГВІСБ) електричних параметрів $L_n C_n$ - кіл керування. Показано, що за допомогою $L_n C_n$ - кіл керування спрацювання керованих повітряних стержньових розрядників кроубар-замикачів навантаження в генераторах ГВІСБ відбувається в момент досягнення струмом у RL - навантаженні свого максимального значення.

Procedure for choice of electric parameters of $L_n C_n$ - control circuits in generators of high pulsed currents of lightning (GHPCL) is proposed. It was shown that, with help of $L_n C_n$ - control circuits, operation of controlled air rod dischargers of crowbar-closers load in GHPCL generator occurs in the moment when current in RL - load reaches his maximal value.

Введение. Повышение стабильности работы генераторов больших импульсных токов молнии (ГБИТМ) при рабочих напряжениях порядка 1 МВ является важной и актуальной научно-технической задачей. В последние годы в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» был разработан мощный генератор ГБИТМ, работающий при рабочих напряжениях емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) до 1,7 МВ [1,2]. Схема замещения такого генератора ГБИТМ с применением управляемых воздушных стержневых разрядников атмосферного давления замыкателей RL - нагрузки показана на рис. 1. В указанном генераторе импульсных токов напряжение поджига управляемых воздушных стержневых разрядников P_2 и P_3 замыкателей RL - нагрузки формируют $L_n C_n$ - цепи, подключенные к части конденсаторов, последовательное соединение которых образует корректирующие емкости $C_{k1} = C_{k2}$ [2]. Работает данный ГБИТМ следующим образом: после срабатывания разрядника P_1 ЕНЭ генератора разряжается на электрические цепи замыкателей и RL - нагрузку. Импульсное напряжение,

снимаемое с части последовательно соединенных высоковольтных конденсаторов $C_{1к} = C_{2к} = \dots = C_{12к}$ и $C_{13к} = C_{14к} = \dots = C_{24к}$, образующих в рассматриваемом ГБИТМ корректирующие емкости $C_{к1} = C_{к2}$, дифференцируется двумя высоковольтными $L_n C_n$ -цепями, имеющими емкости $C_{n1} = C_{n2}$ и индуктивности $L_{n1} = L_{n2}$. Импульсное напряжение поджига $u_{n1}(t) = u_{n2}(t)$, формируемое индуктивностями $L_{n1} = L_{n2}$, через разделительные емкости $C_{p1} = C_{p2}$ подается на поджигающие электроды управляемых воздушных стержневых разрядников P_2 и P_3 замыкателей RL -нагрузки. Электрический пробой воздушных промежутков поджига, имеющих длину $S_{n1} = S_{n2}$, является инициирующим фактором, способствующим срабатыванию управляемых воздушных стержневых разрядников кроубар-замыкателей RL -нагрузки в ГБИТМ (рис. 1). Рациональный выбор электрических параметров $L_n C_n$ -цепей поджига позволяет скорректировать момент времени, при котором происходит пробой воздушных поджигающих промежутков и основных промежутков разрядников P_2 и P_3 . Это позволяет добиться стабильного срабатывания воздушных управляемых стержневых разрядников замыкателей в момент достижения током в активно-индуктивной нагрузке своего максимального значения. Поэтому разработка методики, позволяющей осуществлять рациональный выбор электрических параметров $L_n C_n$ -цепей поджига в генераторах ГБИТМ, является целью данной работы.

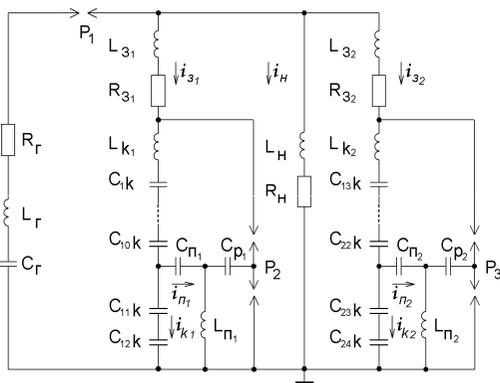


Рисунок 1 – Схема замещения ГБИТМ с применением управляемых воздушных стержневых разрядников P_2 и P_3 в кроубар-замыкателях RL -нагрузки

Выбор электрических параметров $L_n C_n$ -цепей поджига в генераторе ГБИТМ. При выборе в генераторе ГБИТМ с кроубар-замыкателями RL -нагрузки параметров цепей поджига полагаем, что индуктивность конденсаторов корректирующих емкостей $C_{к1} = C_{к2}$, к которым производится подключение $L_n C_n$ -цепей, незначительна и ею при проведении расчетов можно пренебречь. При отсутствии срабатывания разрядников P_2 и P_3 импульсное напряжение их поджига $u_{n2}(t) = u_{n3}(t)$ может быть представлено в таком виде:

$$u_{n2}(t) = u_{n3}(t) = L_{n1} \frac{di_{n1}}{dt} = L_{n2} \frac{di_{n2}}{dt}, \quad (1)$$

где $i_{n1}(t) = i_{n2}(t)$ – импульсные токи в $L_n C_n$ – цепях поджига генератора ГБИТМ.

Пренебрегая влиянием активных сопротивлений электрических цепей поджига в ГБИТМ, запишем следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} i_{31} - i_{n1} - i_{k1} = 0; & i_{31} - i_{32} = 0; & i_{k1} - i_{k2} = 0; \\ \frac{m}{C_{1k}} \int_0^t i_{k1} dt - \frac{1}{C_{n1}} \int_0^t i_{n1} dt - L_{n1} \frac{di_{n1}}{dt} = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где $i_{k1} = i_{k2}$ – импульсные токи в той части корректирующих емкостей, к которым производится подключение цепи поджига; m – число конденсаторов в корректирующих емкостях $C_{k1} = C_{k2}$, к которым подключены $L_n C_n$ – цепи.

Представив (2) в операторном виде по Карсону, получим операторное выражение для изображений токов в цепи замыкателей нагрузки:

$$i_{31}(p) = i_{32}(p) = i_{n1}(p) \frac{C_{k1} L_{n1}}{m} [p^2 + \omega_n^2 + \omega_\kappa^2] = i_{n1}(p) \frac{C_{k1} L_{n1}}{m} (p^2 + r^2), \quad (3)$$

где $\omega_n = (C_{n1} L_{n1})^{-0,5} = (C_{n2} L_{n2})^{-0,5}$ – собственная круговая частота цепей поджига; $\omega_\kappa = m^{0,5} (C_{n1} L_{n1})^{-0,5} = m^{0,5} (C_{n2} L_{n2})^{-0,5}$ – круговая частота электрических цепей, образованных индуктивностями $L_{n1} = L_{n2}$ и частью конденсаторов корректирующей емкости $C_{k1} = C_{k2}$ в данном генераторе токов молнии; $r = (\omega_n^2 + \omega_\kappa^2)^{0,5}$.

Применив полученные выражения, представим изображение напряжений поджига $u_{n2}(t) = u_{n3}(t)$ в следующем виде:

$$u_{n2}(p) = u_{n3}(p) = \frac{c_0 U_0 p^4}{(p^2 + a_1^2)(p^2 + b_1^2)(p^2 + r^2)}, \quad (4)$$

где $c_0 = mL_n C_{1k}^{-1} (2L_n + L_{s1} + L_{k1})^{-1} [L_s + L_n (L_{s1} + L_{k1}) (2L_n + L_{s1} + L_{k1})^{-1}]^{-1}$; a_1, b_1 – собственные круговые частоты колебаний импульсного тока в ГБИТМ [3,4].

Импульсное напряжение поджига $u_{n2}(t) = u_{n3}(t)$, соответствующее его операторному изображению (4), находим из известных таблиц оригиналов [5]:

$$u_{n2}(t) = u_{n3}(t) = \frac{U_0 c_0}{(b_1^2 - a_1^2)} \left[\frac{r^2 \cos(rt) - a_1^2 \cos(a_1 t)}{r^2 - a_1^2} - \frac{b_1^2 \cos(b_1 t) - r^2 \cos(rt)}{b_1^2 - r^2} \right]. \quad (5)$$

Анализ выражения (5) показывает, что если электрические параметры сильноточного разрядного контура ГБИТМ удовлетворяют условию $3a_1 \approx b_1$, то в момент времени достижения импульсным током в нагрузке $i_n(t)$ своего максимального значения, равном $t_m \approx \pi(2a_1)^{-1} \approx 3\pi(2b_1)^{-1}$, амплитуду напряжения поджига можно определить из следующего приближенного соотношения:

$$u_{n2}(t_m) = u_{n3}(t_m) = U_{n2} = U_{n3} \approx \frac{U_0 c_0 r^2 \cos(rt_m)}{(b_1^2 - r^2) \cdot (r^2 - a_1^2)}. \quad (6)$$

Согласно (6) импульсное напряжение $u_{n2}(t) = u_{n3}(t)$ достигает своего первого отрицательного максимального значения, вызывающего пробой промежутков поджига, при выполнении условия вида $\cos(rt_m) = -1$, где $r = 2a_1$. При

этом амплитуду напряжения поджига можно определить из выражения:

$$U_{n2} = U_{n3} \approx -\frac{U_0 c_0 r^2}{(b_1^2 - r^2) \cdot (r^2 - a_1^2)} = -\frac{4U_0 c_0}{15a_1^2}. \quad (7)$$

Воспользовавшись соотношением $\cos(rt_m) = -1$, запишем приближенное выражение, позволяющее производить выбор электрических параметров $L_n C_n$ -цепей поджига в мощных генераторах ГБИТМ согласно рис. 1:

$$(C_{n1} L_{n1})^{-1} + m \cdot (C_{1k} L_{n1})^{-1} \approx 4a_1^2. \quad (8)$$

Проведем оценочный расчет электрических параметров $L_n C_n$ - цепей поджига в генераторе ГБИТМ, в разрядной цепи которого используется генератор импульсных напряжений на 3 МВ (ГИН-3), собственные электрические параметры которого были равны: $C_r \approx 0,08$ мкФ, $L_r \approx 35$ мкГн, $R_r \approx 2$ Ом. Отметим, что цепи кроубар-замыкателей и RL -нагрузки в данном генераторе тока молнии имеют следующие электрические параметры: $R_{31} \approx R_{32} \approx 0,1$ Ом; $L_{31} \approx L_{32} \approx 5$ мкГн; $L_{k1} \approx L_{k2} \approx 5$ мкГн; $C_{k1} \approx C_{k2} \approx 20,83$ нФ; $R_H \approx 0,1$ Ом; $L_H \approx 14$ мкГн; $a_1 = 0,4927 \cdot 10^6$ с⁻¹; $b_1 = 1,2962 \cdot 10^6$ с⁻¹. Указанные корректирующие емкости выполнены в виде последовательного соединения 12 конденсаторов типа ИК-100-0,25. Приняв $m = 2$, положим, что конденсаторы $C_{n1} = C_{n2}$ имеют электрическую емкость, равную $C_{n1} = C_{n2} = 50$ нФ (два последовательно соединенных высоковольтных конденсатора типа ИМН-100-0,1). Применяв выражение (8), находим, что значение индуктивностей $L_{n1} = L_{n2}$ в нашем случае будет приближенно равно $L_{n1} = L_{n2} \approx 28,56$ мкГн. Выбрав $L_{n1} = L_{n2} = 30$ мкГн и $C_{n1} = C_{n2} = 50$ нФ, оценим амплитуду импульсного напряжения поджига $u_{n2}(t) = u_{n3}(t)$ для управляемых воздушных стержневых разрядников P_2 и P_3 кроубар-замыкателей нагрузки при рабочем напряжении генератора ГИН-3, равном $U_0 = 0,7$ МВ. Тогда с учетом выражения (7) находим, что амплитуда напряжения поджига в исследуемом генераторе ГБИТМ будет приближенно равна $U_{n2} = U_{n3} \approx -60,53$ кВ. Выбор длины промежутков в управляемых воздушных стержневых разрядниках замыкателей нагрузки ГБИТМ проводим по инженерной методике, приведенной в [4]. Расчеты на ПЭВМ и проведенные эксперименты показывают, что в данном генераторе импульсных токов молнии при выбранных электрических параметрах цепей поджига импульсное напряжение $u_{n2}(t) = u_{n3}(t)$ достигает своего отрицательного максимального значения при $t_n \approx 3,85$ мкс и имеет амплитуду, равную $U_{n2} = U_{n3} \approx -64$ кВ. Приведенная выше инженерная методика была применена и для приближенного расчета электрических параметров ГБИТМ, который в своем составе содержал модернизированный генератор импульсных напряжений на 3 МВ (ГИН-3). При проведении модернизации генератора ГИН-3 нами была увеличена его электрическая емкость C_r в «ударе», которая после проведения соответствующих монтажно-демонтажных работ в разрядной цепи этого генератора стала иметь значение, равное $C_r \approx 0,13$ мкФ. Увеличение емкости C_r генератора ГИН-3 было достигнуто путем параллельного подключения к его базовым конденсаторам типа КБКГИ-125/1,28 импульсных конденсаторов типа ИК-

100-0,4. На рис. 2 приведена осциллограмма импульсного тока $i_n(t)$ имитированной молнии, измеренного в RL -нагрузке ($R_n \approx 0,1$ Ом; $L_n \approx 14$ мкГн) при применении в ГБИТМ модернизированного генератора ГИН-3 и корректирующих емкостей $C_{k1} \approx C_{k2} \approx 20,83$ нФ. В данном генераторе больших импульсных токов были применены $L_n C_n$ -цепи поджига, которые имели следующие электрические параметры: $C_{n1} = C_{n2} = 50$ нФ, $L_{n1} = L_{n2} = 30$ мкГн, $C_{p1} = C_{p2} = 50$ нФ. Согласно данным рис. 2 разрядный импульсный ток $i_n(t)$ искусственной молнии в принятой электрической нагрузке имел следующие амплитудно-временные параметры: амплитуду $I_{nm} \approx 103,4$ кА; длительность фронта $\tau_\phi \approx 2,2$ мкс; длительность импульса $\tau_{и0,5} \approx 60$ мкс. Этот импульсный ток $i_n(t)$ в нагрузке был получен при рабочем напряжении генератора ГИН-3, равном $U_0 \approx 1,75$ МВ. Данное рабочее напряжение в ГБИТМ соответствует зарядному напряжению каскада (ступени) его генератора ГИН-3, равному $U_3 \approx \pm 58$ кВ. При проведении указанных экспериментов длины основных и поджигающих разрядных промежутков в управляемых воздушных стержневых разрядниках кроубар-замыкателей RL -нагрузки были установлены соответственно равными $S_2 = S_3 = 0,645$ м и $S_{2n} = S_{3n} = 0,132$ м, что хорошо согласуется с результатами приближенных расчетов, представленных в [4].

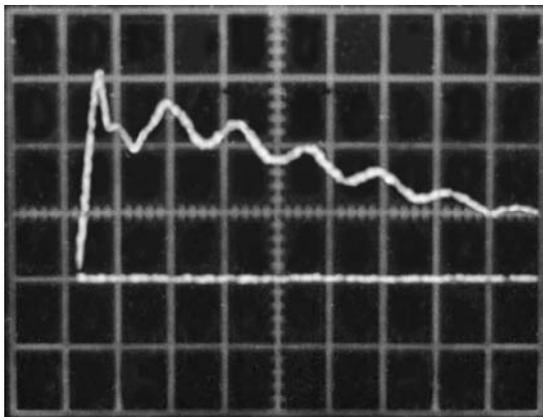


Рисунок 2. Экспериментальная кривая тока $i_n(t)$ искусственной молнии в RL -нагрузке ГБИТМ с модернизированным генератором импульсных напряжений ГИН-3 (масштаб по амплитуде – 35,1 кА/клетка; масштаб по времени – 10 мкс/клетка)

Выводы. Разработана инженерная методика для рационального выбора электрических параметров $L_n C_n$ -цепей поджига воздушных кроубар-замыкателей нагрузки в мощных генераторах ГБИТМ, формирующих большие импульсные токи искусственной молнии. Экспериментально показано, что описанный генератор импульсного тока искусственной молнии с управляемыми воздушными стержневыми разрядниками кроубар-замыкателей нагрузки может стабильно работать в мегавольтном диапазоне выходных напряжений.

Список литературы: 1. Патент України № 6279, МКІ НОЗК3/53. Генератор імпульсних струмів // *Баранов М.І., Ігнатенко М.М., Колобовський А.К.* – Опубл. Бюл. № 5, 16.05.2005. – 4 с. 2. Патент України № 15714, МКІ НОЗК3/53. Генератор великих імпульсних струмів блискавки // *Баранов М.І., Ігнатенко М.М.* – Опубл. Бюл. №7, 17.07.2006. – 4 с. 3. *Ігнатенко Н.Н.* Расчет переходных процессов в генераторах тока молнии с замыкателями нагрузки // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ», 2009. – № 11. – С. 38-45. 4. *Ігнатенко Н.Н.* Выбор длины воздушных промежутков разрядников замыкателей нагрузки в крoубар-генераторах импульсного тока молнии // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ», 2009. – № 39. – С. 64-69. 5. *Диткин В.А., Прудников А.П.* Справочник по операционному исчислению. – М.: Высшая школа, 1965. – 466 с.

Поступила в редколлегию 28.03.2011

УДК 537.523/.527 : 621.387

Н. И. БОЙКО, д-р техн. наук, главн. науч. сотр., НТУ «ХПИ»

ПРОМЫШЛЕННОЕ И ЭКОЛОГИЧЕСКОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИМПУЛЬСНОГО КОРОННОГО РАЗРЯДА – ОСНОВЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ

Розглянуто технології очищення газових викидів, очищення води і інші технології на основі імпульсного коронного розряду. Показано переваги цих технологій порівняно з відомими завдяки використанню сильних імпульсних електричних полів і високо інтенсивних мікрочастинок, насамперед електронів з енергіями приблизно 10 еВ і більше.

Technologies of gas exhaust and water cleaning and clearing and other technologies on the base of pulsed corona discharge are considered. Advantages of these technologies are showed in comparison with known ones because of use of high pulsed electric fields and high intensive micro particles in the first place electrons with energies approximately 10 eV and more.

Технологии на основе импульсного коронного разряда

Коронный разряд – вид самостоятельного высоковольтного газового разряда, возникающего в резконеоднородном электрическом поле при превышении напряженностью поля и напряжением на разрядном промежутке начальных значений. Именно коронный разряд используется сегодня в большинстве промышленных высоковольтных электротехнологий. Такими технологиями являются: очистка газовых выбросов от конденсированных частиц в электрофильтрах, озонные технологии на основе коронного разряда в озонаторах, модификация поверхностей различных материалов, в том числе с целью создания многослойных материалов с различными характеристиками слоев, электросепарация с использованием коронного разряда и др.

Цель данной работы – показать эффективные экологические применения импульсного коронного разряда в области ресурсо- и энергосбережения, про-

мышленной экологии.

В последние годы ведутся интенсивные работы по созданию эффективных технологий очистки газовых выбросов от вредных газовых составляющих путем их конверсии в импульсном коронном разряде (ИКР). Кроме того, при помощи ИКР может быть успешно решена проблема конверсии углеводородов в синтез-газ, поскольку в ИКР создается неравновесная плазма с отрывом температуры электронов от температуры атомов и ионов. При этом отпадает необходимость излишнего (до примерно 1200 °С) нагрева газообразных углеводородов, обязательного при традиционной тепловой технологии конверсии углеводородов в синтез-газ. Поскольку газообразные углеводороды, в том числе метан (СН₄), являются возобновляемыми источниками энергии, постольку энергоэффективная (с большим выходом Н₂ + СО или с более низкими рабочими температурами) технология конверсии их в синтез-газ и другие газы, обогащенные водородом, при помощи ИКР представляется весьма актуальной и перспективной.

Остановимся подробнее на различиях в использовании ИКР в электрофильтрах, где удаляются конденсированные (твердые и жидкие) частицы, и в плазменных реакторах с ИКР, где происходит конверсия газов.

ИКР в электрофильтрах применяется сравнительно недавно и позволяет увеличить рабочие напряжения и напряженности в электрофильтрах (по сравнению с постоянным напряжением), уменьшить вероятность недопустимого обратного коронного разряда [1]. Основным действующим фактором в электрофильтрах является напряженность E электрического поля. Результатом, характеризующим работу электрофильтра, является степень очистки η газа в нем от конденсированных частиц (например, частиц пыли):

$$\eta = 1 - \exp\left(-\frac{v\chi l}{uH}\right), \quad (1)$$

где v – скорость дрейфа частиц под действием электрического поля у поверхности осадительного (то есть некоронирующего) электрода; $\chi = z_{0C}/z_x$, z_{0C} – концентрация частиц (пыли или других твердых или жидких частиц) у осадительного электрода; z_x – средняя по сечению электрофильтра концентрация частиц; l – длина электрофильтра; u – скорость газа в электрофильтре; H – расстояние между осадительными электродами.

$$v = \frac{qE}{6\pi\mu a}, \quad (2)$$

где q – заряд частицы; μ – коэффициент динамической вязкости среды (для воздуха $\mu = 1,85 \times 10^{-5}$ кг/(м×с)); a – характерный размер частицы.

Для $a > 1$ мкм $q \sim a^2 E$. Тогда из (2) следует

$$v = \frac{qE}{6\pi\mu a} \sim \frac{aEE}{6\pi\mu} \sim aE^2. \quad (3)$$

Из (1) и (3) следует, что в электрофильтре по его длине сначала осаждаются крупные частицы, а затем – все более мелкие, поскольку скорость дрейфа частиц к осадительному электроду пропорциональна их характерному размеру.

В реакторах с ИКР для конверсии газовых потоков первичным фактором также, как и в электрофильтрах, является сильное импульсное электрическое поле, его напряженность, однако основными действующими факторами являются активные микрочастицы: электроны, фотоны, ионы, радикалы и др. Напряженность поля в плазменных реакторах превышает таковую в электрофильтрах, поскольку в эти реакторы подается очищенный от конденсированных примесей, а значит электрически более прочный газ, подлежащий конверсии. Электроны в сильном электрическом поле ИКР-реактора набирают энергию ~ 10 эВ и более, достаточную для возбуждения, диссоциации и ионизации атомов и молекул конвертируемого газа или газовой смеси. В результате образуются ионы, радикалы, возбужденные атомы и молекулы, имеет место широкополосное излучение, протекают плазмохимические реакции, приводящие к конверсии исходного газа или газовой смеси.

Эффективность ИКР-плазмохимического реактора отображает G-фактор – число наработанных активных микрочастиц, приходящихся на единицу энергии, вложенной в разряд [1, с. 163]:

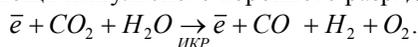
$$G_j(t) = \frac{N_j(t)}{\int_0^t U(t') \times i(t') dt'}, \quad (4)$$

где N_j – полное число частиц сорта j в объеме разряда, наработанное к моменту времени t ; $u(t')$ и $i(t')$ – зависящие от времени напряжение и ток разряда.

Экологическое использование импульсного коронного разряда

Импульсный коронный разряд может быть широко использован для очистки газовых выбросов, выхлопов двигателей внутреннего сгорания, очистки и обеззараживания воды, в том числе сточной. Широко известен эффект удаления NO_x и SO_2 в газовых выбросах при помощи коронного разряда [2]. Одним из факторов, препятствующих широкому внедрению технологий очистки с использованием коронного разряда, является величина удельных энергозатрат. Эта величина может быть существенно уменьшена при использовании импульсного коронного разряда (ИКР). Дальнейшего уменьшения удельных энергозатрат можно добиться, используя рациональные плазмокаталитические технологии на основе ИКР. В [1] отмечается, что созданы пилотные газоразрядные установки по очистке газовых выбросов теплоэлектростанций от оксидов азота и серы. Ведутся работы по использованию импульсных газовых разрядов для очистки газовых выбросов лакокрасочных, гальванических и пропиточных производств от паров растворителей и компаундов в замен энергоемких технологий высокотемпературного дожига.

Экспериментально была продемонстрирована возможность конверсии CO_2 в CO в увлажненной газовой смеси воздуха с CO_2 при комнатной температуре смеси при помощи импульсного коронного разряда [3]:



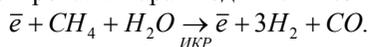
Технологическая реализация такого плазмохимического процесса в силь-

ном импульсном электрическом поле с достаточной плотностью энергии поможет решить проблему утилизации CO_2 с получением на выходе ценного сырья для современной энергетики – синтез-газа ($H_2 + CO$ в необходимой пропорции).

В статье [4] показано, что ИКР может успешно использоваться для решения таких экологических проблем как очистка и микробиологическое обеззараживание воды и газовых выбросов.

Важным преимуществом ИКР является наличие высокоэнергетических электронов с энергией ≈ 10 эВ и более. Эта энергия гораздо больше энергии тяжелых микрочастиц – атомов, ионов молекул, поскольку электроны в сильном импульсном электрическом поле набирают энергию гораздо быстрее ионов, а не имеющие результирующего заряда атомы и молекулы электрическим полем не ускоряются вообще. Поэтому на фоне комнатной температуры (≈ 300 К) у тяжелых микрочастиц, а значит и вещества в целом, температура электронов может достигать величин $T_e \approx W_e/k = 10 \text{ эВ}/(1,38 \times 10^{-23} \text{ Дж/К}) \approx 1,16 \times 10^5$ К.

Это преимущество ИКР может быть с успехом использовано при решении экологической проблемы газовых выбросов, в том числе при конверсии попутных газов, содержащих значительное количество метана. При помощи энергетически эффективных технологий на основе ИКР без использования неоправданно высоких температур метан (и другие углеводороды) в попутном газе может быть конвертирован в парах воды в синтез-газ:



Выводы

1. Коронный разряд – вид электрических разрядов, который в настоящее время наиболее широко применяется в высоковольтных электротехнологиях, имея при этом большой потенциал для использования в новых технологиях.
2. Импульсный коронный разряд (ИКР) позволяет создать неравновесную газоразрядную плазму с температурой электронов более 10 эВ в энергетических единицах (более 100000 К) без существенного нагрева самой плазмы и может использоваться в промышленных масштабах.
3. Одним из перспективных промышленных применений ИКР является конверсия в нем газообразных углеводородов, в том числе метана (CH_4), в синтез-газ ($H_2 + CO$) при существенно более низких удельных энергозатратах, чем в известных тепловых технологиях такой конверсии.
4. Экологическое использование ИКР включает очистку с его помощью газовых выбросов от конденсированных частиц (в электрофильтрах), конверсию газов (в том числе утилизацию CO_2) в газовых выбросах (в плазмохимических реакторах с ИКР), очистку и обеззараживание воды и др.

Список литературы: 1. Высоковольтные электротехнологии: учеб. пособ. / Аношин О.А., Белогловский А.А., Верещагин И.П. и др.; под. ред. И.П. Верещагина. – М.: Изд-во МЭИ, 2000. – 204 с. 2. Применение наносекундного коронного разряда для очистки дымовых газов от оксидов азота / Амиров Р.Х., Асиновский Э.И., Самойлов И.С., Шепелин А.В. // Энергетическое строительство. – 2003. – № 9. – С. 9-15. 3. Конверсия газовых выбросов при помощи импульсного коронного разряда с частотой следования импульсов более 10000 импульсов в секунду / Бойко Н.И., Борцов А.В., Евдошенко Л.С. и др. // Озон и другие экологически чистые окислители: Наука и технологии: 31-й Всероссийский семинар, 2 – 3 июня 2010 г.: сборник материалов / под ред. В.В. Лунина, В.Г. Самойловича, С.Н. Ткаченко. – М.: МАКС Пресс, 2010. – 292 с. – С. 121-126. 4. Бойко Н.И. Высоковольтные импульсные электротехнологии очистки и обеззараживания воды и газовых выбросов / Н.И. Бойко // Вода и экология: Проблемы и решения. – 2008. – № 1. – С. 60-72.

Поступила в редколлегию 08.04.2011

УДК 697.329

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

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЗРАЧНЫХ МАТЕРИАЛОВ ДЛЯ ГЕЛИОКОЛЛЕКТОРОВ

Описана і приведена схема конструкції розробленого експериментального стенду для дослідження характеристик прозорих матеріалів, використовуваних в геліоколекторах. Розраховані втрати тепла через ізоляцію геліоколектора. Приведені експериментальні дані з листами скла та полікарбонату. Дані практичні рекомендації.

Described and resulted chart of construction of the developed experimental stand for research of descriptions of very thin materials, in-use in geliokollektor. Defervescences are expected through the isolation of geliokollektor. Experimental information is resulted with the folias of glass and polikarbonat. Practical recommendations are given.

Введение. Высоковольтная испытательная техника и энергетика поставили на повестку дня проблему исследования оборудования мегавольтными импульсами напряжения, что привело к необходимости строительства соответствующих генераторов импульсов напряжения вдали от населенных пунктов [1]. Для создания комфортных условий работы обслуживающего персонала в полевых условиях: отопления производственных помещений, подогрева воды зачастую используется электрическая энергия. В настоящее время большое внимание уделяется применению возобновляемых источников энергии [2], в частности, гелиоколлекторов для отопления помещений и нагрева воды. Одним из основных элементов гелиоколлектора является прозрачный материал, который с одной стороны должен пропускать солнечное излучение, а с другой являться хорошим теплоизолятором [3].

Цель работы. Создание экспериментального стенда и исследование характеристик прозрачных материалов, используемых в гелиоколлекторах.

Экспериментальная установка. Для исследования характеристик прозрачных материалов была спроектирована и изготовлена экспериментальная установка, фотография которой представлена на рис. 1, а схема – на рис. 2.

Данная установка позволяет ориентировать с высокой точностью экспериментальный стенд на солнечное излучение под заданным углом и удерживать его в этом положении во время всего эксперимента.



Рисунок 1 – Фото экспериментальной установки

Экспериментальная установка состоит из подставки 1, которая устанавливается вертикально на земле. На подставке смонтирована поворотная ферма 3, ось которой 2 должна быть направлена точно на север под углом $\beta = 50$ градусов к горизонту (β – широта местности). На оси 2 находится шестерня 4 со стопором 5 для фиксации всей поворотной системы в нужном положении. Шаг зубов на шестерне 4 позволяет следить за положением солнца с точностью до ± 4 градусов в плоскости звездного экватора. Таким образом, вся подвижная часть может двигаться вокруг оси параллельной земной оси. На ферме 3 уста-

новлена площадка 8, на которой монтируется с помощью посадочных мест 9 экспериментальный стенд 10. Посадочная площадка 8 может вращаться вокруг оси 6 на угол C от 0 до 48 градусов в зависимости от времени года и, соответственно, высоты солнца над горизонтом. Угол C устанавливается с помощью тяги 7 таким образом, чтобы угол A (угол между направлением солнечных лучей и плоскостью экспериментального стенда) равнялся 90 градусов. Слежение за солнцем осуществляется с помощью вращения всей системы с экспериментальным стендом вокруг оси 2.

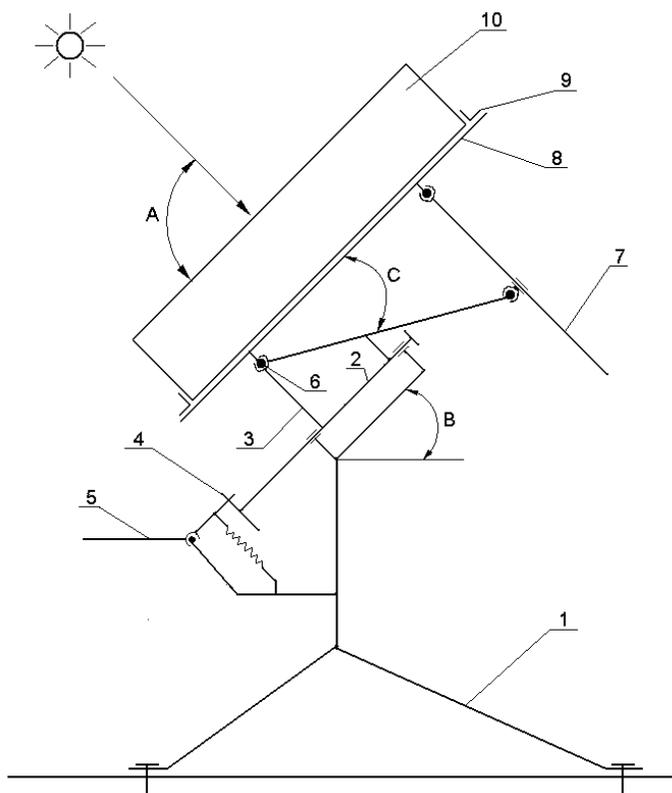


Рисунок 2 – Схема экспериментальной установки

Корпус экспериментального стенда (рис. 3), геометрические размеры которого 990 x 680 x 145 мм, изготовлен из корпуса солнечного нагревателя, из которого удален теплообменник. Материал корпуса 1 – оцинкованная сталь, толщиной 0,5 мм. Во внешнем корпусе 1 имеется открытая стальная прямоугольная емкость 3. Между внешним корпусом и емкостью 3 находится теплоизоляция 2 – базальтовая вата, толщиной 45 мм. Базальтовая вата прозрачна для инфракрасного излучения при температурах 50 – 100 °С. Применение пенопласта при указан-

ных температурах невозможно, так как он плавится. Для сведения к минимуму тепловых потерь, и уменьшения температуры, воздействующей на пенопласт, стандартный корпус солнечного нагревателя был доработан – рис. 4.

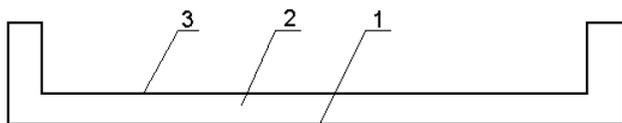


Рисунок 3 – Корпус стенда

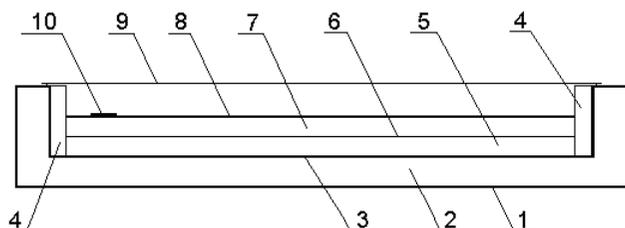


Рисунок 4 – Стенд в сборе

Внутри емкости 3 по всему периметру были установлены доски 4 толщиной 20 мм, изготовленные из дерева легкой породы. Легкая порода древесины имеет теплопроводность всего в два раза больше чем у пенопласта. Эти доски термостойки и непрозрачны для инфракрасного излучения, и являются дополнительной теплоизоляцией и силовым каркасом стенда. Пенопласт 5 имеет толщину 30 мм. Сверху пенопласта 5 установленный экран 6 из алюминиевой фольги. Экран отражает инфракрасное излучение, которое проходит через базальтовую вату 7. Базальтовая вата 7 изолирует пенопласт 5 от прямого контакта с абсорбером 8, который нагревается до высокой температуры, и представляет собой лист стали, толщиной 0,5 мм покрытый слоем ржавчины. На самом абсорбере устанавливается датчик температуры 10. Сверху на стенде устанавливается исследуемый прозрачный материал.

Тепловые расчеты. Примем, что теплообмен происходит через плоскую стенку. Тогда для расчета потерь тепла через изоляцию стенда воспользуемся формулами работы [4] и справочными данными [5].

$$q_1 = \frac{K \cdot f(T_o - T_0)}{d}, \text{ Вт}, \quad (1)$$

где K – коэффициент теплопроводности теплоизоляции, $K = 0,05 \text{ Вт/м}^2$; f – средняя поверхность теплоизоляции, $f = 0,657 \text{ м}^2$, d – толщина используемой теплоизоляции, $d = 0,105 \text{ м}$; T_o , T_0 – температура датчика и окружающего воздуха в градусах Цельсия. Для упрощения последующих выражений обозначим

$$C_1 = \frac{K \cdot f}{d} = \frac{0,05 \cdot 0,57}{0,105} = 0,2828 \text{ Вт/град}, \quad (2)$$

тогда

$$q_1 = C_1(T_\delta - T_0), \text{ Вт.}$$

По этому же принципу рассчитываем тепловой поток через боковые поверхности стенда

$$q_2 = \frac{K \cdot f(T_\delta - T_0)}{d}, \text{ Вт,} \quad (3)$$

где $f = 0,31 \text{ м}^2$, d – приведенная толщина теплоизоляции боковой стенки стенда (базальтовая вата + дерево), $d = 0,055 \text{ м}$.

Обозначим приведенный коэффициент теплопроводности для боковых стенок:

$$C_2 = \frac{K \cdot f}{d} = \frac{0,05 \cdot 0,31}{0,055} = 0,2818 \text{ Вт/град.} \quad (4)$$

Общий тепловой поток через изоляцию дна и стенок экспериментального стенда запишем в виде

$$q = q_1 + q_2 = C_1(T_\delta - T_0) + C_2(T_\delta - T_0) = 0,5532 \cdot (T_\delta - T_0). \quad (5)$$

Такой вид формулы с одной переменной позволяет упростить расчеты динамических процессов теплообмена.

Рассчитаем тепловые потери через прозрачные материалы. Во время экспериментов температура в стенде может подниматься до $100 \text{ }^\circ\text{C}$ и выше, поэтому необходимо учитывать две составляющие тепловых потерь через прозрачные материалы. Первая – тепловые потери излучения пропорциональны разнице четвертых степеней температур. Вторая составляющая потерь зависит от характеристик прозрачного материала, по-разному пропускающего спектр солнечного излучения. Тепловой поток, который определяется излучением

$$q_u = C_u[(T_\delta + 273)^4 - (T_0 + 273)^4], \text{ Вт,} \quad (6)$$

где C_u , Вт – приведенный коэффициент излучения. Для определения обоих коэффициентов C_T и C_u для одного материала необходимо иметь как минимум два эксперимента с разными температурами окружающей среды. Результаты этих экспериментов следующие: $C_T = 0,5$; $C_u = 0,55$ для поликарбоната, $C_T = 1,0$; $C_u = 0,35$ – для стекла. C_T , Вт/град – приведенный коэффициент теплопроводности (уточняется во время эксперимента).

Тепловой поток, определяемый теплопроводностью равен

$$qT = C_T(T_\delta - T_0), \text{ Вт.} \quad (7)$$

В связи с тем, что коэффициент теплопроводности для прозрачных материалов известен с большой погрешностью при комнатных температурах, а в промежутке $50\text{-}150 \text{ }^\circ\text{C}$ справочные данные отсутствуют, то появляется необходимость в его экспериментальном определении.

Для этого определяется максимально возможная температура в стенде, при падении солнечного излучения на него под прямым углом, во время всего эксперимента.

При расчете тепловых потерь учитывались следующие коэффициенты: прозрачности атмосферы, исследуемого материала, и степени черноты абсор-

бера. После проведения ряда экспериментов со стеклом были получены данные для проведения более точного теплового расчета стенда.

Исходные данные эксперимента: $T_0 = 9$ °С – температура окружающего воздуха; $T_0 = 111$ °С – температура датчика; $f = 0,464$ м² – эффективная поверхность облучения; $p = 1000$ Вт/м² – солнечная постоянная на уровне земли; $p_a = 0,8$ – прозрачность атмосферы; $r = 0,75$ – коэффициент прозрачности атмосферы; $c = 0,85$ – степень черноты абсорбера; $C_T = 1,0$ Вт/град – приведенный коэффициент теплопроводности для стекла; $C_u = 0,35$ Вт/град – приведенный коэффициент излучения для стекла.

В результате эксперимента получаем, что тепловой поток, попадающий в нагреватель и поглощенный абсорбером равен

$$q_s = f \cdot p \cdot p_a \cdot r \cdot c = 236 \text{ Вт.} \quad (8)$$

Эта величина получена при динамическом равновесии тепловых потоков. Тепловые потери через теплоизоляцию – 80 Вт, получены расчетным путем.

Оставшаяся часть тепловых потерь ($236 - 80 = 156$ Вт) приходится на остекление. Из них теплопроводностью через стекло – 102 Вт, и излучением – 54 Вт, соответственно. Суммарные потери составляют 236 Вт.

Экспериментально получено и подтверждено расчетом, что через теплоизоляцию стенда теряется 34 % всей энергии. Остальная часть попадающей энергии на нагреватель теряется через прозрачную часть конструкции стенда. Расчетная мощность тепловых потерь 236 Вт, а экспериментально определенная 236 Вт, что подтверждает правильность теплового расчета.

Результаты экспериментов. Эксперименты проводились на материалах наиболее часто применяемых в гелиоколлекторах, причем, толщины листов разные: поликарбонат – 6 мм, стекло – 3 мм. Это обусловлено тем, именно, что листы такой толщины используются на практике. Применение стекла с толщиной листа 6 мм не оправдано из-за его высокой стоимости и большого веса.

Методика проведения эксперимента следующая: датчик температуры, который представлял собой электронный термометр, монтировался в гелиоколлектор, затем устанавливался исследуемый материал – лист поликарбоната или стекла. С помощью экспериментальной установки гелиоколлектор устанавливался так, чтобы направление падения солнечных лучей было перпендикулярно плоскости гелиоколлектора. В начале эксперимента, когда температура внутри гелиоколлектора быстро возрастает, замер температуры проводился через 2 мин., затем, по мере достижения установившегося режима работы гелиоколлектора, временной шаг снятия показаний увеличился до 15 мин.

Экспериментальные зависимости максимальной температуры внутри гелиоколлектора от времени воздействия солнечного излучения при использовании различных прозрачных материалов и при разных температурах окружающего воздуха приведены на рис. 5. Цифрами на рис. 5 обозначены: 1 – стекло, толщиной 3 мм, температура окружающего воздуха +9 °С; 2 – стекло, толщи-

ной 3 мм, температура окружающего воздуха -9°C ; 3 – поликарбонат, толщиной 6 мм температура окружающего воздуха $+9^{\circ}\text{C}$.

Во всех экспериментах угол падения солнечных лучей к плоскости поверхности исследуемого материала составлял 90 градусов.

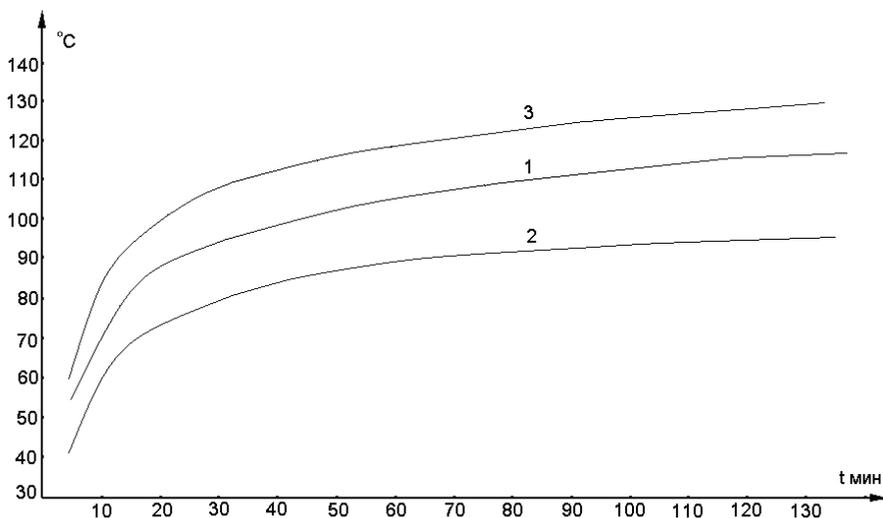


Рисунок 5 – Экспериментальные зависимости

Быстрый первоначальный рост температуры связан с тем, что масса абсорбера незначительна, тепловые потери минимальны, а направление солнечных лучей перпендикулярно плоскости гелиоколлектора.

Теплоизоляционные характеристики поликарбоната на 15% выше, чем у стекла.

Разработанный экспериментальный стенд может иметь практическое применение для создания комфортных условий работы обслуживающего персонала в полевых условиях.

Во-первых, для подогрева воды до температуры $45-50^{\circ}\text{C}$. Для этого используется теплообменник с развитой поверхностью для отбора тепла от воздуха, нагреваемого внутри стенда. Площадь поверхности теплообменника должна составлять $0,5$ от эффективной поверхности стенда. Теплообменник устанавливается в верхнюю часть нагревателя и через него прокачивается вода, которая в дальнейшем может использоваться непосредственно потребителем, либо накапливаться в теплоизолированной емкости и использоваться по мере необходимости. Недостаток такой системы в том, что она может работать только при положительной температуре окружающего воздуха. Производительность ее порядка $100\text{ л с } 1\text{ м}^2$ за солнечный день.

Во-вторых, конструкция подобная данному стенду может применяться для отопления жилых и производственных помещений теплым воздухом в те-

чение всего отопительного сезона, в солнечные дни. Для этого воздух из помещения направляется в нагреватель, где нагревается до температуры 40 °С и снова возвращается в помещение. Циркуляция принудительная и осуществляется вентилятором. Коэффициент использования энергии солнца составляет не менее 50 %. Возможен комбинированный вариант – отопление помещения теплым воздухом и нагрев воды.

Выводы

1. Спроектирован и создан экспериментальный стенд для исследования характеристик прозрачных материалов для гелиоколлекторов. Произведен расчет потерь тепла через изоляцию стенда.
2. Результаты экспериментальных исследований стекла и поликарбоната показали, что первоначальный подъем температуры в гелиоколлекторе происходит достаточно быстро. По истечении 40 минут подъем температуры замедляется и через 60-70 минут устанавливается динамическое равновесие.
3. Применение поликарбоната по сравнению со стеклом в гелиоколлекторе предпочтительнее.
4. Приведены варианты использования гелиоколлектора для создания комфортных условий работы обслуживающего персонала генераторов импульсных напряжений в полевых условиях.

Список литературы: 1. *Гладков В.С., Гученко А.А., Шестериков А.В., Ваврик Л.В.* Ретроспектива созданных НИПКИ «Молния»обострителей мегавольтных импульсов напряжения // Вісник НТУ «ХП». Тем. вип. Електроенергетика і перетворююча техніка. – Харків, НТУ «ХП», 2004. – № 35. – С. 21-29. 2. *Твайдел Дж., Уэйр А.* Возобновляемые источники энергии. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 392 с. 3. *Брикфорд Дж.* Солнечная энергия для человека. – М.: Мир, 1976. – 291 с. 4. *М.А. Михеев, И.М. Михеева* Основы теплопередачи. – М.: Энергия, 1973. – 320 с. 5. Справочник по физико-техническим основам криогеники / Под ред. *М. П. Малкова*. : изд. 2-е перераб. и доп. – М.: Энергия, 1973. – 392 с.

Поступила в редколлегию 07.04.2011.

М. М. БОРЗОВ, ст. викл., НТУ «ХП»

РЕЗУЛЬТАТИ ПРОВЕДЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ РОБІТ БЕЗКОНТАКТНОГО ВИЯВЛЕННЯ КАНАЛІВ ВИТОКУ ІНФОРМАЦІЇ ПО ВІБРОАКУСТИЧНОМУ КАНАЛУ.

У статті розглянути методи кореляційної спекл-інтерферометрії на підставі аналізу зображень спеклу структур, які знаходяться під впливом акустичних пружних коливань для виявлення можливих каналів витоку інформації.

The methods of correlation speckle interferometry-based image analysis speckle structures that are influenced by acoustic vibrations of elastic channels to identify possible leaks are discussed.

Вступ. Бурхливий розвиток наукових досліджень в галузі нанотехнологій істотно вплинув на розробку систем і засобів, що використовуються розвідниками, працівниками силових структур, конкурентами і криміналом для несанкціонованого доступу (НСД) до інформаційних ресурсів. Одним з таких систем є лазерні системи акустичної розвідки (ЛСАР), та використання методу кореляції спекл-інтерферометрії для виявлення каналів витоку інформації у будівельних конструкціях.

1. Застосування властивостей спекл-картин для контролю віброакустичних коливань. У проведеному експерименті використовувалась особливість лазерного випромінювання, яка була виявлена слідом за винаходом лазерів. Особливість полягає в тому, що при відбитті від шорсткої поверхні когерентний промінь формує на екрані складну структуру у вигляді темних і яскравих цяток. Така структура отримала назву «спекл-картина» (від англ. «Speckle» – зернятко, плямочка). Спекл-картина не має безпосереднього зв'язку з реальним зображенням освітленої поверхні. Основний внесок у формування спекл-зображення вносять малі ділянки поверхні з центрами в дзеркально відображаючих точках [1].

2. Статистичний аналіз процесу знімання акустичної інформації зі світловідбивних поверхонь лазерним променем. Метою експериментальних досліджень є вивчення флуктуацій випадкової величини X – інформаційного обсягу (розмір файлу в байтах) ідентичних фотографій серій спекл-структур, що утворюються на прикріпленому до стіни екрані, в залежності від інтенсивності зовнішнього акустичного поля. Площина стіни перпендикулярна осі лазерного променя, що розходиться.

Експериментальні дослідження проводжувалися згідно з функціональною схемою, що зображена на рис. 1.

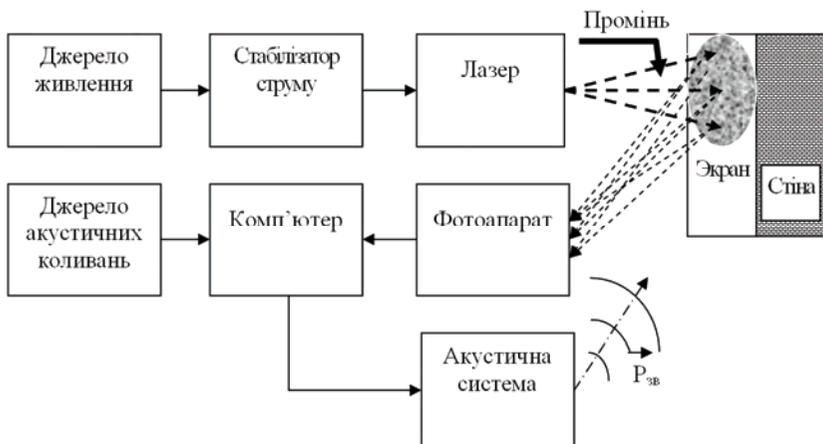


Рисунок 1 – Функціональна схема експерименту

3. Проведення вимірювань. Зроблено ряд незалежних вимірювань з результатами $X_1, X_2, \dots, X_1, \dots, X_n$. Обробка результатів вимірювань здійснювалась із застосуванням програми Microsoft Office Excel 2003.

Для проведення експериментальних досліджень було прийнято рішення застосувати у фотоапараті максимально інформативний режим - 5 МП.

За абсолютну похибку Δ_{MC} кожної серії з вимірів був узятий інтервал між максимальним і мінімальним значеннями об'ємів файлів кожної серії об'єкта багаторазового фотографування.

За відносну похибку δ_{MC} кожної серії з вимірів (у відсотках) було узятє відхилення Δ_{MC} від середнього арифметичного значення.

Параметри навколишнього середовища в момент фотографування – практично незмінні. 30-й знімок (файл DSC 02935.JPG) об'єкта екрану – спекл-структури – наведено на рис. 2. Горизонтальний розмір зображення – 30 сантиметрів.

Слід зазначити, що спекл-структура, відбита від поверхні скла, за якої розташований темний фон (чорна папір, затінений кабінет), дає більш чітке зернисте зображення. Розмір спеклів не перевищує 3-х міліметрів. Об'єм файлу – 529794 байт.

Спочатку досліджували першопричину виникнення шумів при зніманні інформації зі скла лазерним променем. При цьому оцінювалося відхилення значень обсягів файлів при фотографуванні одного й того самого об'єкта – спекл-структури перетину лазерного променя, від середньоарифметичного значення \tilde{x} та середньоквадратичне відхилення σ (1):

$$\tilde{x} = m_x^* = \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{n}; \quad \sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}. \quad (1)$$

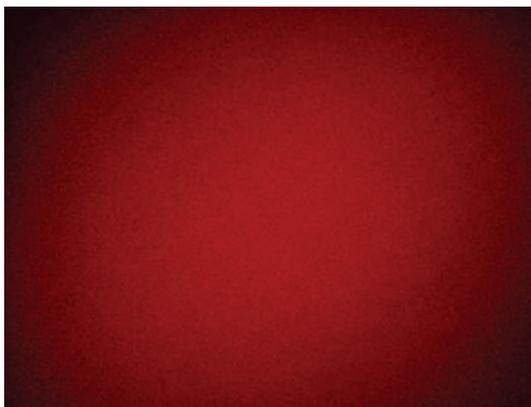


Рисунок 2 – Об’єкт фотографування спекл-структура – файл DSC 02935.JPG

У процесі досліджень було виявлено збільшення дисперсії результатів вимірювань при наявності в приміщенні порівняно слабких акустичних шумів (табл. 1).

Таблиця 1 – Серії по 5 вимірів об’ємів в байтах з результатами статистичного обчислення при наявності звуку

№	Звук 30 дБ. Розмір (об’єм) файлу, байт.	Звук 60 дБ. Розмір (об’єм) файлу, байт.
1	590196	558061
2	578156	555049
3	586301	557055
4	581911	560594
5	586478	563441
\bar{x} , байт	584608,4	558840

Результати вимірів (рис. 3), проведені в приміщенні з акустичними шумами близько 30 дБ і 60 дБ, дозволили припустити, що тиск акустичної хвилі впливає на обсяг інформації, яка міститься у фотографії спекл-структури.

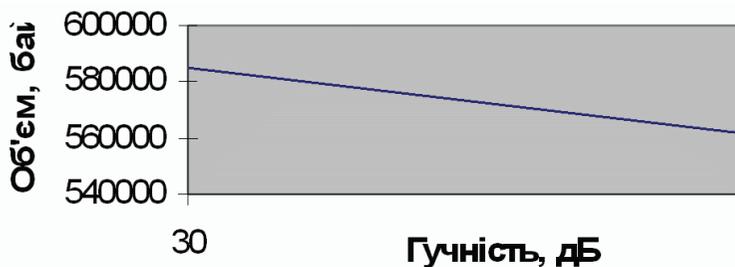


Рисунок 3 – Залежність розміру файлу від наявності звуку у приміщенні

Подальше додаткове вивчення флуктуації розміру файлу ідентичних фотографій серій спекл-структур, що утворюються на прикріпленому до стіни екрані, в залежності від інтенсивності зовнішнього акустичного поля показало, що в області слабких звуків існує деякий екстремум, що потребує додаткових досліджень[2].

У якості джерела сигналів був застосований набір синтезованих і натуральних сигналів для експертної та суб'єктивної оцінки аудіотехніки [3].

Приміщення озвучувалося сигналом білого шуму. При цьому на акустичну систему (права та ліва) подавався фазово-незалежний білий шум.

В табл. 2 викладені результати обчислення, які дозволяють стверджувати, що флуктуації випадкової величини X – інформаційного обсягу (розмір файлу в байтах) ідентичних фотографій серій спекл-структур, що утворюються на прикріпленому до стіни екрані, – на деяких дільницях істотно залежать від інтенсивності зовнішнього акустичного поля (див. рис.4) [4, 5].

Таблиця 2 – Серії по 5 вимірів об'ємів в байтах з результатами статистичного обчислення

Звук 0 %	Звук 10 %	Звук 20 %	Звук 30 %	Звук 40 %	Звук 50 %
2161275	2177587	2174026	2164492	2152700	2161877
2168547	2185238	2173112	2154906	2157085	2155925
2105700	2170515	2158045	2165366	2151471	2151740
2150646	2173521	2168855	2166637	2156284	2163569
2169102	2175979	2166089	2161692	2168936	2162001
2151054	2176568	2168025,4	2162618,6	2157295,2	2159022,4
Звук 60 %	Звук 60 %	Звук 70 %	Звук 80 %	Звук 90 %	Звук 100%
2160318	2160318	2158596	2153717	2157706	2158619
2157028	2157028	2152957	2153922	2147199	2148543
2162127	2162127	2153708	2157449	2143762	2166605
2164066	2164066	2152160	2152907	2156942	2159697
2160013	2160013	2149513	2152792	2148625	2164485
2160710	2160710	2153387	2154157,4	2150846,8	2159589,8

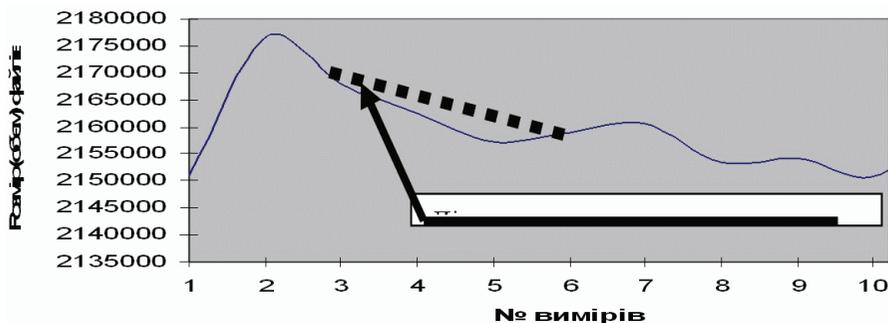


Рисунок 4 – Залежність розміру файлу від рівня акустичного шуму у приміщенні

Побудова регресивної моделі з допомогою табличного процесору програми Excel

На підставі даних, які приведені у табл. 2 створена скорочена табл. 3, побудований графік (рис. 5) та проведена поліноміальна апроксимація.

Таблиця 3 – Результати статистичного обчислення

Гучність звука, дБ	Середн. Зн., байт	Гучність звука, дБ	Середн. Зн., байт
0	2151054	60	2160710,4
10	2176568	70	2153386,8
20	2168025,4	80	2154157,4
30	2162618,6	90	2150846,8
40	2157295,2	100	2159589,8
50	2159022,4		

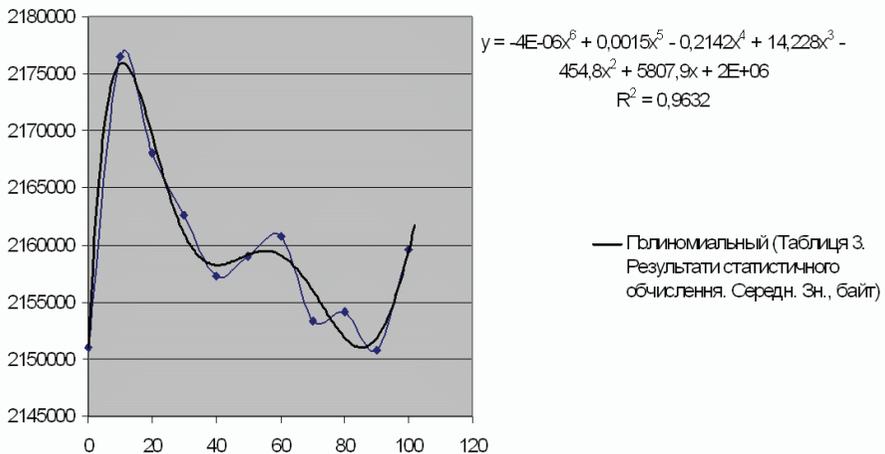


Рисунок 5 – Поліноміальна апроксимація залежності інформаційного змісту спекл-структур від рівня акустичних коливань пружного повітряного середовища

В результаті визначена математична модель (2) впливу акустичних коливань пружного середовища на інформаційний зміст спекл-структур:

$$y = -4 \left(\frac{x}{e} \right)^6 + 0,0015x^5 - 0,2142x^4 + 14,228x^3 - 454,8x^2 + 5807,9x + 2e^6. \quad (2)$$

Величина достовірності апроксимації має значення, яке близьке до одиниці $R = 0,9632$.

Висновки. У даній роботі представлені результати розробки цифрового лазерного безконтактного спекл-інтерферометричний вимірювача малих зміщень поверхні. Необхідність створення такого пристрою була пов'язана з рішенням конкретного завдання: визначення просочування звукових коливань на зовнішній поверхні стіни виділеного приміщення. Цифрова спекл-

інтерферометрія дозволяє з допомогою чисельної процедури обробки спекл-картин отримати кількісну інформацію про просторовий розподіл зсувів точок поверхні в наочній графічній формі, та зробити висновок про наявність, або відсутність можливого каналу витoku інформації.

Список літератури: 1. *М.Франсон* Оптика спекло / *М.Франсон*. – М.: Мир, 1980. – 171 с. 2. Изучение лазерного устройства, обеспечивающего регистрацию разговоров, ведущихся в помещениях. [Электронный ресурс]. – Режим доступа к документу: <http://www.studfiles.ru/dir/cat32/subj1348/file14451/view148775.html>. 3. *Н.Сухов* 77 Синтезированных и натуральных сигналов для экспертной и субъективной оценки аудиотехник / *Н. Сухов, В. Широков*. – М.: Аудиохобби, 2004. – 352 с. 4. *М.Борзов* Метод кореляційної спекл-інтерферометрії // Інформатизація вищих навчальних закладів МВС України. Матер. наук.-практ. конф. – Харківський національний університет внутрішніх справ, 2010. – № 59 (168) 28 травня. 5. *В.Я. Левнев, М.Н. Борзов* Способ определения внутренних дефектов в стенах помещений // Системы обробки інформації. – 2009. – № 7 (79) (154) 8 квітня.

Надійшла до редколегії 31.03.2011.

УДК 621.319.4

С. М. БУТКО, інженер, НТУ «ХПИ»;
В. П. КРАВЧЕНКО, зав.отд., НТУ «ХПИ»;
В. В. РУДАКОВ, д-р техн. наук, проф., зав.каф., НТУ «ХПИ»;
С. Н. СВИРИДОК, студент, НТУ «ХПИ»

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПРОЧНОСТЬ КОНДЕНСАТОРНОЙ ИЗОЛЯЦИИ С ПОВЫШЕННЫМ СОДЕРЖАНИЕМ ПОЛИПРОПИЛЕНОВОЙ ПЛЕНКИ

Наведені результати експериментальних досліджень електрофізичних характеристик секцій високовольтних конденсаторів з підвищенням вмістом поліпропіленової плівки

Results over of experimental researches of electrophysics descriptions of sections of high-voltage capacitors are brought with enhanceable maintenance of polypropylene film

Актуальность работы. Для обеспечения частотных режимов импульсных высоковольтных конденсаторов наиболее эффективно применение пропитанной бумажно-полипропиленовой изоляции [1,2]. Предварительные расчеты показывают, что можно увеличить удельную энергию до 20 % и существенно снизить тангенс угла диэлектрических потерь, увеличивая процентное содержание полипропиленовой пленки более 50 %. В конструкциях конденсаторов с комбинированным диэлектриком слои пленки и бумаги чередуют с расположением бумаги у обкладок [3]. При этом процентное содержание пленки не превышает 50 % при практически одинаковой толщине листа бумаги и листа

пленки. Представляет интерес оценить электрофизические характеристики (тангенс угла диэлектрических потерь и кратковременную электрическую прочность) комбинированной изоляции с более высоким значением процентного содержания пленки, что позволит упростить технологию.

Целью данной работы является определение возможности использования толстой полипропиленовой пленки (неэлектротехнического назначения, дешевой), для создания высоковольтных импульсных пропитанных бумажно-пленочных конденсаторов с высоким содержанием пленки. При этом решались следующие задачи: определение кратковременной электрической прочности на постоянном напряжении полипропиленовой пленки с разной толщиной листа и различного назначения; определение тангенса угла диэлектрических потерь и кратковременной электрической прочности на переменном напряжении комбинированной трех- и пятислойной, а также пленочной двухслойной изоляции, пропитанных касторовым маслом; определение влияния процесса сушки на электрофизические характеристики.

Определение **кратковременной электрической прочности** полипропиленовой пленки на постоянном напряжении. Определена кратковременная электрическая прочность двухслойных конструкций из полипропиленовой пленки (толщина слоя составила 12 мкм для электротехнической пленки, 20 мкм и 40 мкм для пленки неэлектротехнического назначения) на постоянном напряжении в слабонеоднородном электрическом поле между плоскими дисковыми электродами с диаметром 80 мм без заливки касторовым маслом. Электрическая прочность образцов составила от 350 до 375 кВ/мм для всех трех вариантов двухслойных конструкций. Методика проведения эксперимента заключалась в следующем. Напряжение на образцах плавно повышалось до момента, когда расчетная напряженность электрического поля в пленке составляла 150 кВ/мм. Затем подъем напряжения осуществлялся ступенями с интервалом в 1 кВ с выдержкой на каждой ступени в течение минуты. Пробой фиксировался по показанию киловольтметра С196. Проведенные испытания показали, что электрическая прочность пленки различного назначения практически одинакова и не зависит от толщины в слабонеоднородном электрическом поле. Учитывая это обстоятельство, проведены высоковольтные испытания реальных конденсаторных секций, пропитанных касторовым маслом.

Определение тангенса угла диэлектрических потерь и электрической прочности реальных плоско-мотанных секций с учетом термовакуумной сушки. Для проведения испытаний изготовлены пять типов секций: 1) пятислойный диэлектрик (БПБПБ), с чередующимися слоями конденсаторной бумаги (Б) с толщиной слоя 10 мкм и полипропиленовой пленки (П) с толщиной слоя 40 микрон; 2) трехслойный диэлектрик (БПБ); 3) двухслойный диэлектрик (ПП); 4) пятислойный диэлектрик (БПБПБ); 5) трехслойный диэлектрик (БПБ). Причем секции (1 и 2) прошли традиционный цикл сушки и пропитки касторовым маслом; (3)-(5) не подвергались термосушке, а просто залиты касторовым маслом того же качества, что и секции (1) и (2). Определены значе-

ния тангенса угла диэлектрических потерь с помощью измерительного устройства ИПИ-10-МИ (рис. 1). Принцип работы прибора основан по принципу работы векторметра (измерение параметров комплексного сопротивления). В состав измерителя входит высоковольтный блок, к которому подключается исследуемый конденсатор малой емкости C_x , выносной блок индикации. Диапазон измерения емкости при частоте 50 Гц от 25 пФ до 30 мкФ при испытательном напряжении до 10 кВ и от 50 пФ до 3 мкФ при напряжении до 5 кВ. Диапазон измерения тангенса угла диэлектрических потерь от 5×10^{-4} до 0,3. ИПИ-10 позволяет проводить измерения по нормальной и инверсной схемам измерения, что обеспечивает измерение параметров изоляции конденсаторов как с изолированными, находящимися под высоким потенциалом выводами конденсатора (прямая схема (рис.1), так и с заземленным одним выводом (инверсная схема). На рис. 1 представлен источник переменного напряжения, измеряемый конденсатор C_x , высоковольтный блок ИПИ-10. Связь между высоковольтным блоком и блоком индикации, расположенным на расстоянии 5-7 метров от высоковольтного блока, осуществляется по радиоканалу в диапазоне частот 845-945 МГц при выходной мощности передатчика 1 мВт, установленном в высоковольтном блоке. Определение тангенса угла диэлектрических потерь проводилась с интервалом 1 кВ в диапазоне значений переменного напряжения 1-10 кВ. На рис. 2 приведены кривые зависимости тангенса угла диэлектрических потерь в зависимости от величины напряжения для всех типов секций (номер ряда соответствует номеру типа секции).

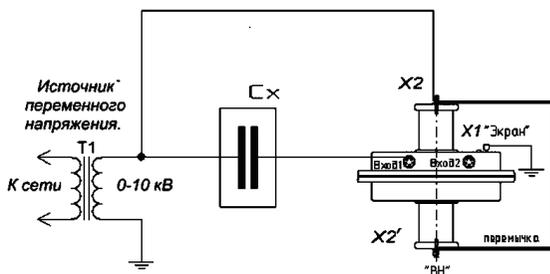


Рисунок 1 – Измерительное устройство ИПИ-10-МИ [4]

Анализ кривых показывает, что тангенс угла диэлектрических потерь практически не отличается для пятислойных сушеных и несушеных секций с содержанием пленки около 75 % (незначительно больше у несушеных секций). Тангенс угла диэлектрических потерь для трехслойных секций с содержанием пленки около 67 % выше у несушеных секций до 20 %. Наблюдается также более крутая зависимость увеличения тангенса угла диэлектрических потерь трехслойной и двухслойной изоляции с ростом напряжения, чем для пятислойных секций. Такой рост обусловлен более высокими значениями напря-

женности электрического поля в диэлектрике с меньшей общей толщиной). А электрическая прочность сушенных и несушенных секций на переменном напряжении практически одинакова и составила при действии напряжения до 1 минуты: (6-8,2) кВ или напряженности электрического поля (100-137) кВ/мм для трехслойных секций и соответственно (8,5-10) кВ или (77-99) кВ/мм для пятислойных. Наименьшее пробивное напряжение 3 кВ или электрическая прочность 38 кВ/мм – у двухслойной полипропиленовой изоляции. Такие же низкие значения ресурса наблюдаются у секций из электротехнической полипропиленовой пленки, пропитанной касторовым маслом при ресурсных испытаниях [5].

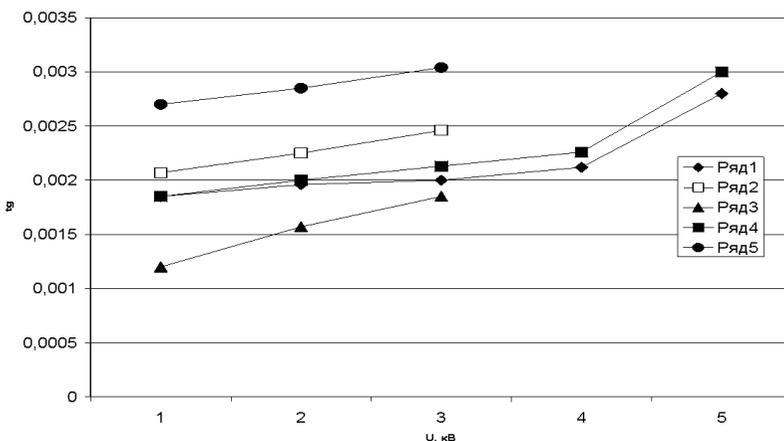


Рисунок 2 – Зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от напряжения

Выводы. Таким образом, предварительные результаты по результатам экспресс испытаний оценки электрической прочности и тангенса угла диэлектрических потерь показали, что возможно применение несущей комбинированной изоляции, содержащей толстые слои полипропиленовой упаковочной пленки. Применение диэлектрика в виде чистой пленки без бумаги при пропитке касторовым маслом является нецелесообразным. Необходимо провести дальнейшие исследования по определению ресурса для секций с комбинированной изоляцией с большим содержанием пленки (более 50%), пропитанных трансформаторным маслом в режимах импульсного воздействия напряжения.

Список литературы: 1. Кравченко Ю.В., Рудаков В.В. Характерный размер «напряженного объема» высоковольтных фольговых импульсных конденсаторов // Вісник НТУ «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХП», 2010. – № 34. – С. 89-95. 2. В.В.Рудаков, Ю.В.Кравченко Ресурс пленочной полипропиленовой изоляции, пропитанной нефтяным маслом, в импульсном режиме // Вісник НТУ «ХП» «Техніка і електрофізика високих напруг». – Харків: НТУ «ХП», 2007. – № 20. – С. 167-174. 3. Кучинский Г.С., Галахова Л.Н. Выбор допустимых рабочих напряженностей в силовых конденсаторах с пропиткой

екологічно безпечними діелектриками // *Електричність*. – 1999. – № 1. – С. 33-38. 4. Измеритель параметров изоляции высоковольтный ИПИ-10 // *Руководство по эксплуатации ИПИ-10 00.00.00РЭ*. 5. *В.В.Рудаков, Ю.В.Кравченко, Д.А.Доценко* Ресурс плёночной полипропиленовой изоляции, пропитанной касторовым маслом, в импульсном режиме // *Вісник НТУ «ХП» «Техніка і електрофізика високих напруг»*. – Харків: НТУ «ХП», 2006. – № 37. – С. 113-118.

Поступила в редколлегию 21.03.2011.

УДК 621.372

О. Ю. ВИНОГРАДОВА, студентка, НТУ «ХП»;
С. О. НИКІТІН, аспірант НТУ «ХП»

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ РАДІОЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ ДЛЯ МЕРЕЖ IEEE 802.22 WRAN

У даній роботі розглянуто питання пов'язані з розробкою методу підвищення ефективності використання радіочастотного діапазону шляхом вирішення проблеми внутрішньомережевого співіснування.

This paper discusses questions related to development of the method for increasing the efficiency of radio spectrum using by solving the problem of inter-netnetwork coexistence.

В даний час попит на послуги бездротових телекомунікаційних систем широкосмугового доступу не забезпечений повною мірою, особливо у приміських і сільських місцевостях, бо постачальники цих послуг найчастіше орієнтовані на щільно заселені райони і великі міста. Виходячи з цього, можна стверджувати, що розробка і реалізація бездротових мережевих рішень регіонального масштабу є актуальною і перспективною.

З появою та стрімким розвитком безпроводових систем, таких як системи стільникового та супутникового радіозв'язку, системи EV-DO та LTE, що побудовані на ґрунті бездротових технологій Wi-Fi і WiMAX, з'явилася серйозна проблема, яка пов'язана з використанням частотного діапазону. Практично весь частотний діапазон до теперішнього часу розподілений і ліцензований, але використовується недостатньо ефективно. Впровадження та використання нових сервісів, для роботи яких необхідна наявність вільних частотних діапазонів, стає важким, а в деяких випадках зовсім неможливим.

Впровадження технологій радіозв'язку з використанням механізмів інтелектуального управління (когнітивне радіо) являє собою перспективний підхід для забезпечення більш ефективного використання радіочастотного спектру за рахунок динамічного та гнучкого управління із використанням адаптивних механізмів формування параметрів радіоінтерфейсу.

Принципи когнітивного радіо доцільно використовувати для побудови

бездротових регіональних мереж. Перший стандарт, що використовує ці принципи, IEEE 802.22 WRAN, на даний момент знаходиться в розробці. Він передбачає роботу в телевізійному частотному діапазоні, що дозволяє досягати радіуса дії до 100км без обмеження потужності, тобто призначений для реалізації регіональних бездротових мереж. Передача даних здійснюється на каналах, не зайнятих первинними системами (телемовленням і бездротовими мікрофонами). У зв'язку з цим, головним завданням розробників є захист цих систем від можливих завад. При розробці стандарту багато уваги приділяється підвищенню ефективності співіснування даної технології з первинними користувачами з метою недопущення завадового впливу на них. Однак у попередніх рекомендаціях з даного стандарту не визначено єдиного принципу співіснування між чарунками одного або кількох операторів мереж WRAN, тобто внутрішньомережевого співіснування. При цьому дія завад від чарунок власної системи може також істотно вплинути на пропускну здатність системи в цілому. З огляду на це, доцільною є розробка методу співіснування всередині мережі, який би забезпечував більшу, в порівнянні з існуючими методами, пропускну здатність системи, тобто більшу продуктивність.

Оскільки технологія 802.22 ще не стандартизована і не випробувана на практиці, проводити оцінку продуктивності мережі при тому чи іншому методі внутрішньомережевого співіснування досить складно. Для цього на даному етапі доцільно застосовувати імітаційне моделювання, створюючи користувачку модель даної мережі з усіма необхідними для оцінки параметрами.

Для підвищення ефективності використання радіочастотного спектру спочатку необхідно оцінити ефективність використання радіоспектру в конкретному регіоні при реалізації мережі 802.22 з урахуванням існуючих систем.

Мета даної роботи полягає у розробці методу внутрішньомережевого співіснування мережі IEEE 802.22 WRAN для підвищення її продуктивності та в подальшому оцінка ефективності використання спектру даною мережею.

Для досягнення поставленої мети слід:

- обґрунтувати застосування принципів когнітивного радіо для побудови безпроводових регіональних мереж;
- здійснити аналіз підходів до вирішення проблеми внутрішньомережевого співіснування;
- розробити та обґрунтувати принципи внутрішньомережевого співіснування.

Для вирішення цієї задачі використовують механізми без стрибків за частотою, які є основними для стандарту 802.22 [1, 2], та методи 802.22 WRAN. Зокрема це метод динамічного стрибкоподібного перестроювання частоти (DFH) та його модифікації, метод динамічного стрибкоподібного перестроювання частоти з постійним частотним плануванням (FDFH), метод секторного динамічного стрибкоподібного перестроювання частоти (SDFH), та метод секторного динамічного стрибкоподібного перестроювання частоти з постійним частотним плануванням (FSDFH) [3, 4]. Кожен з названих методів має певні переваги, але не дає змоги повного вирішення задачі внутрішньомережевого

співіснування.

На основі проведеного аналізу було розроблено та запропоновано метод скоординованого динамічного стрибкоподібного перестроювання частоти (CDFH). Впровадження цього методу дає змогу подолати статичності попередніх методів і фокусується на інтеграції механізмів взаємодії між чарунками мережі на основі використання методу Бікон періодів та динамічного стрибкоподібного перестроювання частоти. Суть запропонованого методу полягає в тому, що кожна чарунка WRAN спільно вибирає свої робочі канали з урахуванням робочих каналів сусідніх чарунок.

Відповідно до запропонованої методики, час поділяється на 2-секундні інтервали, включаючи Бікон періоди – BP (див. рис. 1). Під час BP, базова станція (БС) X посилає Бікон-повідомлення (ВМ) високої потужності по всіх доступних каналах, які не зайняті основними користувачами. Кожна БС забезпечена рядом передавачів для забезпечення одночасної відправки/отримання ВМ по всіх доступних каналах. Додаткове обладнання потрібне лише в БС, кількість яких обмежена, і протягом довгого часу не змінюється. ВМ високої потужності отримують інші БС, покриття яких перекривається. Відстань передачі ВМ обирають у два рази більше ніж відстань передачі даних, яка дорівнює близько 33 км. Таким чином відстань передачі ВМ складає 66км. Кожне ВМ включає до свого складу наступні поля:

- доступні канали, що мають бути використані у наступному 2-секундному інтервалі;
- список користувачів, які знаходяться в зоні дії БС;
- розташування БС (за умови, що кожна БС забезпечена GPS);
- графік відправлення ВМ сусідніми БС (тобто послідовність передач Бікон повідомлень).

Слід врахувати, що як тільки БС чує ВМ, відправлені іншими БС, вона вирішує, чи потрібно передавати ВМ у наступному часовому слоті. Це рішення базується на часі відправки та часу отримання ВМ в часовому графіку).

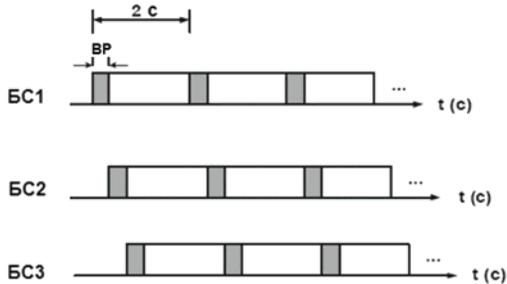


Рисунок 1 – Часова організація роботи схеми CDFH

Метод CDFH вимагає синхронізації між сусідніми БС. Ця вимога виконується за допомогою передачі ВМ, де кожна нова БС повинна сканувати всі до-

ступні канали (до початку її роботи), щоб виявити всі ВМ, відправлені з інших суміжних БС. Відповідно, нова БС додає себе в поточний графік відправлення ВМ, і розсилає оновлений графік за допомогою вихідних ВМ.

У прикладі (див. рис. 2) розглянуто три БС (А, В і С), які знаходяться в експлуатації. Відправлення ВМ для А і В виконується за таким графіком: А першою посилає своє ВМ, а В посилає своє ВМ після того, як почула ВМ станції А. У графіку С міститься інформація тільки про С, бо С не може почути Бікон повідомлення ні станції А, ні станції В. Припустимо, що нова БС D була встановлена між В і С. Згідно з графіком передачі ВМ, який оголошений В і С, D розсилає оновлений графік (наприклад, D може оголосити наступну послідовність часу відправки ВМ: спершу А слідом В, потім D, і, нарешті, С). У результаті, С синхронізує свої передачі Бікон-повідомлень за новим графіком.

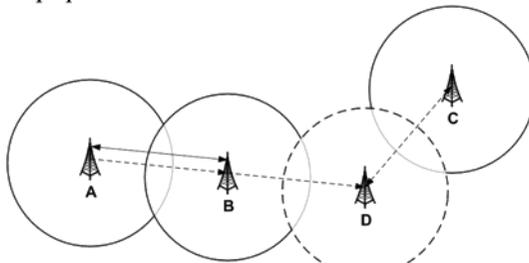


Рисунок 2 – Процес синхронізації між БС у схемі CDFH

Наступним етапом методу CDFH є реалізація процесу прослуховування. Мета цього процесу полягає у виявленні всіх ВМ, які були відправлені з суміжних БС. Після того, як ці ВМ виявлені, виконують наступні кроки методу CDFH – синхронізації і вибору каналу.

Слід зазначити, що процес прослуховування відрізняється від процесу моніторингу. Метою моніторингу є визначення доступних каналів, не зайнятих основними користувачами. За результатами процесу моніторингу БС слід уникати використання каналів, які займають первинні користувачі. На підставі результатів процесу прослуховування, БС може використовувати канали, які не зайняті сусідніми БС та мають користувачів у області, що перекривається з даною БС.

Згідно запропонованого методу CDFH, БС має можливість повторного використання каналів, які займають прилеглі БС (див. рис. 3). У наведеному прикладі БС А може використовувати канал, який займає БС В для обслуговування користувачів, які знаходяться на відстані R_2 . Цей діапазон може бути легко розрахований, бо БС А знає місце розташування і зону дії БС В (ці відомості оголошуються В в Бікон-повідомленні).

В подальшому доцільно розробити імітаційну модель для оцінки пропускну здатності мережі стандарту IEEE 802.22 із використанням розробленого

методу та запропонувати методику оцінки ефективності використання спектру мережами стандарту IEEE 802.22 на заданій місцевості.

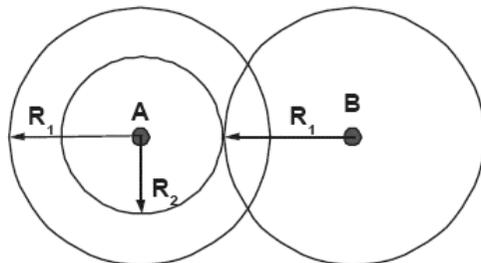


Рисунок 3 – Повторне використання каналів у CDFH

Висновки

У даній роботі обґрунтовано доцільність побудови бездротових регіональних мереж на принципах когнітивного радіо відповідно до стандарту IEEE 802.22, наведено опис запропонованого методу скоординованої динамічної стрибкоподібної перебудови частоти для підвищення ефективності використання радіочастотного діапазону.

Список літератури: 1. Carlos Cordeiro, Kiran Challapali, Monisha Ghosh Cognitive PHY and MAC Layers for Dynamic Spectrum Access and Sharing of TV Bands. – Philips Research North America. 2. Cordeiro C. et al., «A PHY/MAC Proposal for IEEE 802.22 WRAN Systems». – IEEE 802.22 doc. no. 22-06-0005-05-0000, March 2006. 3. Wendong Hu, Daniel Willkomm. Dynamic Frequency Hopping Communities for Efficient IEEE 802.22 Operation. – STMicroelectronics Inc., Technical University Berlin, University of California, Los Angeles. 4. Raed Al-Zubi, Mohammad Z. Siam Coexistence Problem in IEEE 802.22 Wireless Regional Area Networks. – Department of Electrical and Computer Engineering University of Arizona.

Надійшла до редколегії 06.04.2011.

З. А. ВОРОНИНА, зав. отд., НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»;
О. Ю. ГЛЕБОВ, ст. науч. сотр., НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»;
Г. М. КОЛИУШКО, зам. директора по научной работе,
НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УРОВНЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ В КАБЕЛЯХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА ПРИ КОРОТКОМ ЗАМЫКАНИИ НА ШИНАХ ПОДСТАНЦИИ С ЦЕЛЬЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

В статті наведено розрахункові схеми та математичні вирази щодо визначення рівнів електромагнітних завод в кабелях вимірювальних трансформаторів струму при короткому замиканні на шинах підстанцій з метою забезпечення електромагнітної сумісності енергетичних об'єктів.

For the purpose to provide the electromagnetic compatibility of substation, there are an analytical models and mathematical equations for determination of electromagnetic disturbance into current measuring transformer cables during short circuit on high-voltage buses are given in the paper.

Введение. Наиболее мощными источниками электромагнитных воздействий на открытых распределительных устройствах (ОРУ) электрических станций и подстанций являются короткие замыкания (КЗ) на шинах, прямой удар молнии или срабатывание ограничителей напряжения (ОПН) и разрядников. Общей особенностью указанных воздействий является стекание больших токов в заземляющее устройство (ЗУ), хотя формы импульсных токов, разумеется, существенно различаются. Однако, общая особенность этих воздействий позволяет разработать общую процедуру определения параметров электромагнитных помех в цепях релейных защит и автоматики (РЗА).

Целью данной работы является разработка процедуры определения параметров электромагнитных помех во вторичных цепях подстанций (ПС) на примере наиболее распространенных цепей РЗА – токовых цепей.

Известно, что для выполнения токовых цепей используют небронированные контрольные кабели. Токовые цепи заземляются в одной точке, которая может быть расположена как вблизи устройств РЗА (например, для дифференциальных защит шин), так и вблизи измерительного трансформатора тока (ТТ) (например, для токовых отсечек). Рабочий режим ТТ близок к режиму КЗ, то есть внутренне сопротивление ТТ значительно больше сопротивления нагрузки ТТ [1, 2]. Эти обстоятельства следует учитывать при выборе места измерения параметров помех.

Для любого из указанных воздействий и любого варианта заземления токовых цепей интерес представляет напряжение, прикладываемое к изоляции кабеля, а также ток, протекающий через токовое реле.

1. Помехи в токовых цепях

1.1 На рис. 1 приведена схема, поясняющая возникновение помех в токо-

вых цепях при протекании больших токов по ЗУ для случая заземления токовых цепей в клеммном ящике ТТ на ОРУ.

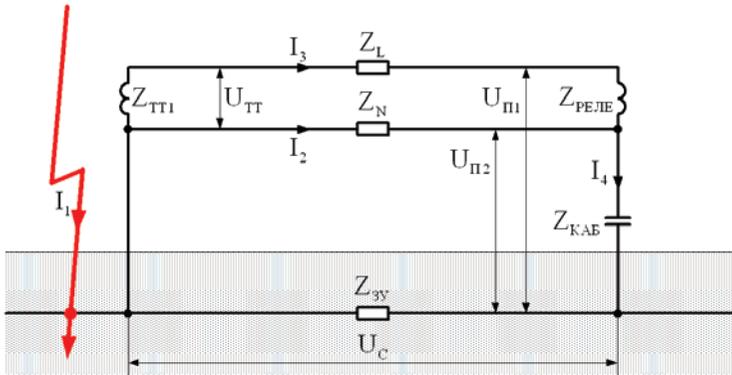


Рисунок 1 – Схема, поясняющая возникновение помех в токовых цепях

Эквивалентное сопротивление схемы Z_C определяется по формуле:

$$Z_C = \frac{Z_{ЗУ} \cdot Z_1}{Z_{ЗУ} + Z_1}, \quad (1)$$

где $Z_{ЗУ}$ – сопротивление связи по элементам ЗУ между клеммным ящиком ТТ и корпусом релейной панели; Z_1 – сопротивление токовых цепей, определяемое по формуле:

$$Z_1 = \frac{Z_N \cdot Z_2}{Z_N + Z_2} + Z_{КАБ}, \quad (2)$$

где Z_N – сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; $Z_{КАБ}$ – емкостное сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; Z_2 – сопротивление фазного участка токовых цепей, определяемое по формуле:

$$Z_2 = Z_{ТТ1} + Z_L + Z_{РЕЛЕ}, \quad (3)$$

где $Z_{ТТ1}$ – индуктивная составляющая сопротивления ТТ; Z_L – сопротивление фазного провода кабеля ТТ; $Z_{РЕЛЕ}$ – сопротивление реле (пускового органа защиты).

На высоких частотах индуктивные сопротивления $Z_{ТТ1}$ и $Z_{РЕЛЕ}$ значительно больше сопротивлений Z_L , кроме того, сопротивление $Z_{ТТ1}$ значительно больше сопротивлений $Z_{РЕЛЕ}$ (поскольку ТТ работает в режиме, близком к режиму КЗ), поэтому сопротивлениями Z_L и $Z_{РЕЛЕ}$ можно пренебречь, тогда сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$. Большое сопротивление Z_2 шунтировано меньшим сопротивлением Z_N , поэтому сопротивление Z_1 близко к сумме сопротивлений Z_N и $Z_{КАБ}$, но шунтировано меньшим сопротивлением $Z_{ЗУ}$, следовательно, сопротивление Z_C близко к сопротивлению $Z_{ЗУ}$.

На низких частотах емкостное сопротивление $Z_{КАБ}$ значительно больше сопротивлений Z_N и Z_2 , поэтому сопротивлениями Z_N и Z_2 можно пренебречь,

тогда сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{КАБ}$, но шунтировано меньшим сопротивлением Z_{3y} , следовательно, сопротивление Z_C по-прежнему близко к сопротивлению Z_{3y} .

Ток помехи I_4 , ответвляющийся с ЗУ в токовые цепи:

$$I_4 = U_C / Z_1, \quad (4)$$

где U_C – напряжение на эквивалентном сопротивлении схемы Z_C , обусловленное растеканием воздействующего тока I_1 .

Токи помехи I_2 в нулевом проводе и I_3 в реле:

$$I_2 = \frac{U_C - I_4 \cdot Z_{КАБ}}{Z_N} = U_C \left(1 - \frac{Z_{КАБ}}{Z_1} \right) \frac{1}{Z_N}; \quad (5)$$

$$I_3 = \frac{U_C - I_4 \cdot Z_{КАБ}}{Z_2} = U_C \left(1 - \frac{Z_{КАБ}}{Z_1} \right) \frac{1}{Z_2}. \quad (6)$$

На высоких частотах сопротивление Z_1 близко к сумме сопротивлений Z_N и $Z_{КАБ}$, а сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$, поэтому токи I_2 и I_3 зависят от соотношения сопротивлений Z_N и $Z_{КАБ}$:

$$I_2^{вч} \approx \frac{U_C}{Z_N} \cdot \frac{Z_N}{(Z_N + Z_{КАБ})}; \quad I_3^{вч} \approx \frac{U_C}{Z_{ТТ1}} \cdot \frac{Z_N}{(Z_N + Z_{КАБ})}. \quad (7)$$

Если сопротивление $Z_{КАБ}$ значительно больше сопротивления Z_N , то сопротивлением Z_N можно пренебречь, поэтому $I_2 \approx 0$, $I_3 \approx 0$. Если сопротивление $Z_{КАБ}$ значительно меньше сопротивления Z_N , то сопротивлением $Z_{КАБ}$ можно пренебречь, поэтому $I_2 \approx U_C / Z_N$, $I_3 \approx U_C / Z_{ТТ1}$.

На низких частотах сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{КАБ}$, поэтому $I_2 \approx 0$, $I_3 \approx 0$.

Напряжения помехи $U_{П1}$ между фазным проводом и землей, $U_{П2}$ между нулевым проводом и землей, $U_{ТТ}$ на ТТ, $U_{РЕЛЕ}$ на реле:

$$U_{П1} = I_3 \cdot Z_{РЕЛЕ} + I_4 \cdot Z_{КАБ} = U_C \left[\frac{Z_{РЕЛЕ}}{Z_2} \left(1 - \frac{Z_{КАБ}}{Z_1} \right) + \frac{Z_{КАБ}}{Z_1} \right]; \quad (8)$$

$$U_{П2} = I_4 \cdot Z_{КАБ} = U_C \frac{Z_{КАБ}}{Z_1}; \quad (9)$$

$$U_{ТТ} = I_3 \cdot Z_{ТТ1} = U_C \frac{Z_{ТТ1}}{Z_2} \left(1 - \frac{Z_{КАБ}}{Z_1} \right); \quad (10)$$

$$U_{РЕЛЕ} = U_{П1} - U_{П2} = U_C \left(1 - \frac{Z_{КАБ}}{Z_1} \right) \frac{Z_{РЕЛЕ}}{Z_2}. \quad (11)$$

На высоких частотах сопротивление Z_1 близко к сумме сопротивлений Z_N и $Z_{КАБ}$, а сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$, поэтому $U_{РЕЛЕ} \approx 0$ (поскольку сопротивление $Z_{ТТ1}$ значительно больше сопротивления $Z_{РЕЛЕ}$), а напряжения $U_{П1}$, $U_{П2}$ и $U_{ТТ}$ зависят от соотношения сопротивлений Z_N и $Z_{КАБ}$.

$$U_{\text{П1}}^{\text{ВЧ}} \approx U_{\text{C}} \frac{Z_{\text{КАБ}}}{Z_{\text{N}} + Z_{\text{КАБ}}}; \quad U_{\text{П2}}^{\text{ВЧ}} \approx U_{\text{C}} \frac{Z_{\text{КАБ}}}{Z_{\text{N}} + Z_{\text{КАБ}}}; \quad U_{\text{ТТ}}^{\text{ВЧ}} \approx U_{\text{C}} \frac{Z_{\text{N}}}{Z_{\text{N}} + Z_{\text{КАБ}}}. \quad (12)$$

Если сопротивление $Z_{\text{КАБ}}$ значительно больше сопротивления Z_{N} , то сопротивлением Z_{N} можно пренебречь, поэтому $U_{\text{П1}} \approx U_{\text{C}}$, $U_{\text{П2}} \approx U_{\text{C}}$, $U_{\text{ТТ}} \approx 0$. Если сопротивление $Z_{\text{КАБ}}$ значительно меньше сопротивления Z_{N} , то сопротивлением $Z_{\text{КАБ}}$ можно пренебречь, поэтому $U_{\text{П1}} \approx 0$, $U_{\text{П2}} \approx 0$, $U_{\text{ТТ}} \approx U_{\text{C}}$.

На низких частотах сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{\text{КАБ}}$, поэтому $U_{\text{П1}} \approx U_{\text{C}}$, $U_{\text{П2}} \approx U_{\text{C}}$, $U_{\text{ТТ}} \approx 0$, $U_{\text{РЕЛЕ}} \approx 0$.

1.2 На рис. 2 приведена схема, поясняющая возникновение помех в токовых цепях при протекании больших токов по ЗУ для случая заземления токовых цепей в релейной панели.

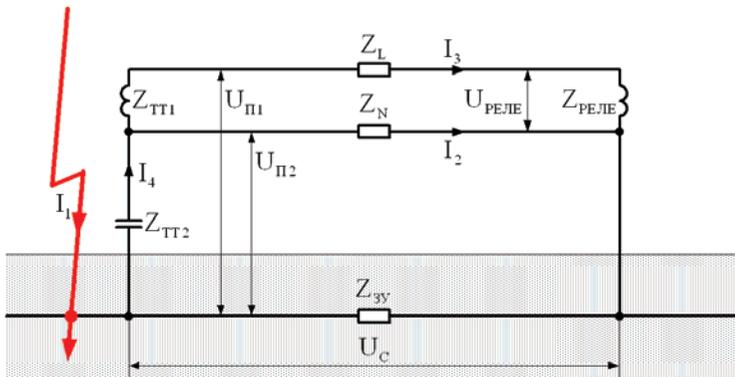


Рисунок 2 – Схема, поясняющая возникновение помех в токовых цепях

Эквивалентное сопротивление схемы Z_{C} определяется по формуле (1), но с учетом того, что сопротивление токовых цепей Z_1 определяется по формуле:

$$Z_1 = \frac{Z_{\text{N}} \cdot Z_2}{Z_{\text{N}} + Z_2} + Z_{\text{ТТ2}}, \quad (13)$$

где Z_{N} – сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; $Z_{\text{ТТ2}}$ – емкостная составляющая сопротивления ТТ; Z_2 – сопротивление фазного участка токовых цепей, определяемое по формуле (3).

На высоких частотах сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{\text{ТТ1}}$. Большое сопротивление Z_2 шунтировано меньшим сопротивлением Z_{N} , поэтому сопротивление Z_1 близко к сумме сопротивлений Z_{N} и $Z_{\text{ТТ2}}$, но шунтировано меньшим сопротивлением $Z_{\text{ЗУ}}$, следовательно, сопротивление Z_{C} близко к сопротивлению $Z_{\text{ЗУ}}$.

На низких частотах емкостное сопротивление $Z_{\text{ТТ2}}$ больше сопротивлений Z_{N} и Z_2 , поэтому сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{\text{ТТ2}}$, но шунтировано меньшим сопротивлением $Z_{\text{ЗУ}}$, следовательно, сопротивление Z_{C} по-прежнему близко к сопротивлению $Z_{\text{ЗУ}}$.

Ток помехи I_4 , ответвляющийся с ЗУ в токовые цепи, определяется по формуле (4), но с учетом формулы (13).

Токи помехи I_2 в нулевом проводе и I_3 в реле:

$$I_2 = \frac{U_C - I_4 \cdot Z_{\text{ТТ2}}}{Z_N} = U_C \left(1 - \frac{Z_{\text{ТТ2}}}{Z_1} \right) \frac{1}{Z_N}; \quad (14)$$

$$I_3 = \frac{U_C - I_4 \cdot Z_{\text{ТТ2}}}{Z_2} = U_C \left(1 - \frac{Z_{\text{ТТ2}}}{Z_1} \right) \frac{1}{Z_2}. \quad (15)$$

На высоких частотах сопротивление Z_1 близко к сумме сопротивлений Z_N и $Z_{\text{ТТ2}}$, а сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{\text{ТТ1}}$, поэтому токи I_2 и I_3 зависят от соотношения сопротивлений Z_N и $Z_{\text{ТТ2}}$:

$$I_2^{\text{ВЧ}} \approx \frac{U_C}{Z_N} \cdot \frac{Z_N}{(Z_N + Z_{\text{ТТ2}})}; \quad I_3^{\text{ВЧ}} \approx \frac{U_C}{Z_{\text{ТТ1}}} \cdot \frac{Z_N}{(Z_N + Z_{\text{ТТ2}})}. \quad (16)$$

Если сопротивление $Z_{\text{ТТ2}}$ значительно больше сопротивления Z_N , то сопротивлением Z_N можно пренебречь, поэтому $I_2 \approx 0$, $I_3 \approx 0$. Если сопротивление $Z_{\text{ТТ2}}$ значительно меньше сопротивления Z_N , то сопротивлением $Z_{\text{ТТ2}}$ можно пренебречь, поэтому $I_2 \approx U_C/Z_N$, $I_3 \approx U_C/Z_{\text{ТТ1}}$.

На низких частотах сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{\text{ТТ2}}$, поэтому $I_2 \approx 0$, $I_3 \approx 0$.

Напряжения помехи $U_{\text{П1}}$ между фазным проводом и землей, $U_{\text{П2}}$ между нулевым проводом и землей, $U_{\text{ТТ}}$ на ТТ, $U_{\text{РЕЛЕ}}$ на реле:

$$U_{\text{П1}} = I_3 \cdot Z_{\text{ТТ1}} + I_4 \cdot Z_{\text{ТТ2}} = U_C \left[\frac{Z_{\text{ТТ1}}}{Z_2} + \frac{Z_{\text{ТТ2}}}{Z_1} \left(1 - \frac{Z_{\text{ТТ1}}}{Z_2} \right) \right]; \quad (17)$$

$$U_{\text{П2}} = I_4 \cdot Z_{\text{ТТ2}} = U_C \frac{Z_{\text{ТТ2}}}{Z_1}; \quad (18)$$

$$U_{\text{ТТ}} = U_{\text{П1}} - U_{\text{П2}} = U_C \left(1 - \frac{Z_{\text{ТТ2}}}{Z_1} \right) \frac{Z_{\text{ТТ1}}}{Z_2}; \quad (19)$$

$$U_{\text{РЕЛЕ}} = I_3 \cdot Z_{\text{РЕЛЕ}} = U_C \frac{Z_{\text{РЕЛЕ}}}{Z_2} \left(1 - \frac{Z_{\text{ТТ2}}}{Z_1} \right). \quad (20)$$

На высоких частотах сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{\text{ТТ1}}$, поэтому $U_{\text{РЕЛЕ}} \approx 0$ (поскольку $Z_{\text{ТТ1}} \gg Z_{\text{РЕЛЕ}}$), кроме того выражение в квадратных скобках формулы (17) близко к единице, следовательно, $U_{\text{П1}} \approx U_C$. Сопротивление Z_1 близко к сумме сопротивлений Z_N и $Z_{\text{ТТ2}}$, поэтому напряжения $U_{\text{П2}}$ и $U_{\text{ТТ}}$ зависят от соотношения сопротивлений Z_N и $Z_{\text{ТТ2}}$:

$$U_{\text{П2}}^{\text{ВЧ}} \approx U_C \frac{Z_{\text{ТТ2}}}{Z_N + Z_{\text{ТТ2}}}; \quad U_{\text{ТТ}}^{\text{ВЧ}} \approx U_C \frac{Z_N}{Z_N + Z_{\text{ТТ2}}}. \quad (21)$$

Если сопротивление $Z_{\text{ТТ2}}$ значительно больше сопротивления Z_N , то сопротивлением Z_N можно пренебречь, поэтому $U_{\text{П2}} \approx U_C$, $U_{\text{ТТ}} \approx 0$. Если сопротивление $Z_{\text{ТТ2}}$ значительно меньше сопротивления Z_N , то сопротивлением $Z_{\text{ТТ2}}$

можно пренебречь, поэтому $U_{П2} \approx 0$, $U_{ТТ} \approx U_C$.

На низких частотах сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{ТТ2}$, поэтому $U_{П1} \approx U_C$, $U_{П2} \approx U_C$, $U_{ТТ} \approx 0$, $U_{РЕЛЕ} \approx 0$.

Таблица 1 – Помехи в токовых цепях, заземленных в клеммном ящике ТТ

Наименование параметра	Общая формула	ВЧ приближение		НЧ приближение
		$Z_{КАБ} \gg Z_N$	$Z_{КАБ} \ll Z_N$	
Ток помехи I_2	(5)	$I_2 \approx 0$	$I_2 \approx U_C / Z_N$	$I_2 \approx 0$
Ток помехи I_3	(6)	$I_3 \approx 0$	$I_3 \approx U_C / Z_{ТТ1}$	$I_3 \approx 0$
Напряжение помехи $U_{П1}$	(9)	$U_{П1} \approx U_C$	$U_{П1} \approx 0$	$U_{П1} \approx U_C$
Напряжение помехи $U_{П2}$	(10)	$U_{П2} \approx U_C$	$U_{П2} \approx 0$	$U_{П2} \approx U_C$
Напряжение помехи $U_{ТТ}$	(11)	$U_{ТТ} \approx 0$	$U_{ТТ} \approx U_C$	$U_{ТТ} \approx 0$
Напряжение помехи $U_{РЕЛЕ}$	(12)	$U_{РЕЛЕ} \approx 0$		$U_{РЕЛЕ} \approx 0$

Таблица 2 – Помехи в токовых цепях, заземленных в релейной панели

Наименование параметра	Общая формула	ВЧ приближение		НЧ приближение
		$Z_{ТТ2} \gg Z_N$	$Z_{ТТ2} \ll Z_N$	
Ток помехи I_2	(17)	$I_2 \approx 0$	$I_2 \approx U_C / Z_N$	$I_2 \approx 0$
Ток помехи I_3	(18)	$I_3 \approx 0$	$I_3 \approx U_C / Z_{ТТ1}$	$I_3 \approx 0$
Напряжение помехи $U_{П1}$	(21)	$U_{П1} \approx U_C$		$U_{П1} \approx U_C$
Напряжение помехи $U_{П2}$	(22)	$U_{П2} \approx U_C$	$U_{П2} \approx 0$	$U_{П2} \approx U_C$
Напряжение помехи $U_{ТТ}$	(23)	$U_{ТТ} \approx 0$	$U_{ТТ} \approx U_C$	$U_{ТТ} \approx 0$
Напряжение помехи $U_{РЕЛЕ}$	(24)	$U_{РЕЛЕ} \approx 0$		$U_{РЕЛЕ} \approx 0$

Выводы по п.1. В табл. 1 и 2 приведены высокочастотные и низкочастотные приближения токов помех I_2 и I_3 , а также напряжений помех $U_{ТТ}$, $U_{П1}$, $U_{П2}$ и $U_{РЕЛЕ}$ в случае заземления токовых цепей в клеммном ящике ТТ – табл. 1, в случае заземления токовых цепей в релейной панели – табл. 2. Сравнительный анализ данных, приведенных в табл. 1 и 2, позволяет сделать следующие выводы.

Параметры помех на высоких и низких частотах определяются параметрами токовых цепей и напряжением U_C . Напряжение U_C определяется воздействием током (точнее той его частью, которая отвечает в эквивалентное сопротивление схемы Z_C). Поэтому, выполнив измерения напряжения U_C (при имитации воздействующих токов в некотором масштабе по амплитуде, но с сохранением формы тока) и зная параметры токовых цепей, можно определить искомые параметры электромагнитных помех.

Высокочастотные и низкочастотные приближения позволяют выполнить оценку параметров помех «сверху», то есть дают несколько завышенные значения, что обеспечивает некоторый запас при разработке рекомендаций по уменьшению помех. Погрешность оценки зависит от того, на сколько эквивалентное сопротивление схемы Z_C отличается от сопротивления связи Z_{3y} , то есть на сколько сопротивление связи Z_{3y} отличается от сопротивления токо-

вых цепей Z_1 . Причем, чем меньше сопротивление Z_{3y} по отношению к сопротивлению Z_1 , тем ближе сопротивление Z_C к сопротивлению Z_{3y} и, следовательно, меньше погрешность оценки параметров помех.

Сопротивление связи Z_{3y} значительно меньше сопротивления токовых цепей Z_1 на высоких и низких частотах. Следовательно, в токовые цепи ответвляется не значительная часть воздействующего тока (ток КЗ или ток молнии), поэтому токи помех I_2 и I_3 не достаточны для ложного срабатывания реле и не оказывают существенного термического воздействия на проводники и изоляцию кабеля.

На низких частотах сопротивление связи Z_{3y} мало, поэтому напряжения помех $U_{П1}$ и $U_{П2}$, которые хоть и могут достигать сотен вольт при КЗ на шинах ПС, но все же не представляют опасности для изоляции кабеля.

На высоких частотах существенно возрастает индуктивная составляющая сопротивления связи Z_{3y} , поэтому напряжение U_C , а значит и напряжения помех $U_{П1}$, $U_{П2}$ и $U_{ТТ}$ (в зависимости от соотношения сопротивлений $Z_{КАБ}$ и Z_N , $Z_{ТТ2}$ и Z_N) могут достигать при ударе молнии нескольких десятков киловольт, следовательно, напряжения помех представляют опасность для изоляции кабеля. Напряжения помех $U_{П1}$ и $U_{П2}$ представляют опасность для изоляции с той стороны кабеля, где не выполняется заземление токовых цепей.

Выполнение условий $Z_{КАБ} \ll Z_N$ и $Z_{ТТ2} \ll Z_N$ на высоких частотах эквивалентно заземлению токовых цепей с двух сторон. Этого можно достичь, установив конденсаторы параллельно емкостным сопротивлениям кабеля и ТТ $Z_{КАБ}$ и $Z_{ТТ2}$. При этом происходит перераспределение напряжений помех, то есть какие-то напряжения помех становятся меньше, но какие-то – больше. Поэтому, для уменьшения напряжений помех таким способом следует, очевидно, добиваться равенства сопротивлений $Z_{КАБ} = Z_N$ или $Z_{ТТ2} = Z_N$, что приведет к выравниванию напряжений помех (напряжения помех станут равны). Таким образом, благодаря установке дополнительного конденсатора, можно уменьшить напряжения помех не более чем в два раза по отношению к напряжению U_C . При этом следует помнить, что установленные конденсаторы будут влиять на переходные процессы в нормальном режиме работы токовых цепей.

Поскольку индуктивная составляющая $Z_{ТТ1}$ сопротивления ТТ значительно больше сопротивления реле $Z_{РЕЛЕ}$ (ТТ работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания), то напряжение помехи на реле $U_{РЕЛЕ}$ на высоких и низких частотах близко к нулю для любого варианта заземления токовых цепей и не зависит от соотношения сопротивлений $Z_{КАБ}$ и Z_N , $Z_{ТТ2}$ и Z_N .

Если напряжение помех превысит электрическую прочность изоляции, то произойдет КЗ в кабеле. Однако, авторам статьи не удалось найти каких-либо справочных данных о пределах электрической прочности изоляции контрольных кабелей к высокочастотным (импульсным) напряжениям. Нормы испытаний не предусматривают испытание изоляции контрольных кабелей высокочастотными или импульсными напряжениями. В связи с этим приходится ориентироваться на требования нормативных документов по электромагнитной совместимости, которые рекомендуют [3] ограничить напряжения помех в

сигнальных портах технических средств на уровне: 1 кВ – в случае дальнего удара молнии и ВЧ колебательных переходных процессов в диапазоне частот 0,5–5 МГц; 2 кВ – в случае ближнего удара молнии и ВЧ колебательных переходных процессов в диапазоне частот 5–500 кГц.

Напряжения помех будут наибольшими в том случае, когда воздействующий ток (ток КЗ или ток молнии) втекает в ЗУ в непосредственной близости от места заземления токовых цепей, то есть от клеммного ящика ТТ (поскольку воздействующие токи, как правило, не могут втекать в ЗУ вблизи релейных панелей). Радиус зоны растекания импульсных токов по ЗУ, как правило, не превышает 30 – 40 метров, то есть эти токи не достигают релейных панелей (на ПС с протяженными ОРУ, то есть с длинными кабелями). В таком случае напряжения помех будут близки к импульсному напряжению на ЗУ (напряжение на ЗУ, обусловленное стеканием импульсного тока), что позволяет заменить измерение напряжения U_C на измерение импульсного напряжения на ЗУ или на измерение так называемого импульсного сопротивления. Таким образом, для уменьшения импульсных (высокочастотных) напряжений помех необходимо уменьшать так называемое импульсное сопротивление ЗУ, для чего необходимо, например, устанавливать вертикальные заземлители вблизи клеммных ящиков ТТ.

2. Помехи в токовых цепях с замкнутым на землю нулевым проводом. На рис. 3 приведены схемы, поясняющие возникновение помех в токовых цепях с замкнутым на землю нулевым проводом при протекании больших токов по ЗУ. Это возможно, когда высокочастотное напряжение помех $U_{П2}$ (см. п.1) между нулевым проводом и землей превысит предел электрической прочности изоляции кабеля. Такой случай замыкания в кабеле подобен установке устройства защиты от импульсных помех (УЗИП) только между нулевым проводом и землей на той стороне кабеля, где не заземляются токовые цепи. В данном случае представляют интерес значения низкочастотных токов, протекающих по проводам кабеля и по реле.

Эквивалентное сопротивление схемы Z_C (для любого варианта заземления токовых цепей) определяется по формуле (1), но с учетом того, что сопротивление токовых цепей Z_1 определяется по формуле:

$$Z_1 = \frac{Z_N \cdot Z_2}{Z_N + Z_2}, \quad (22)$$

где Z_N – сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; Z_2 – сопротивление фазного участка токовых цепей, определяемое по формуле (3).

На низких частотах сопротивление Z_2 мало и шунтировано меньшим сопротивлением Z_N , поэтому сопротивление Z_1 мало, но шунтировано еще меньшим сопротивлением $Z_{ЗУ}$, следовательно, сопротивление Z_C мало и близко к сопротивлению параллельно соединенных сопротивлений Z_N и $Z_{ЗУ}$.

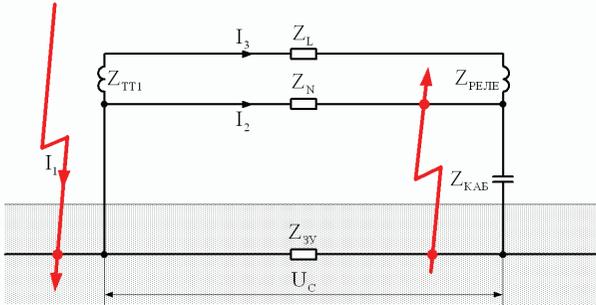
Токи помехи I_2 в нулевом проводе и I_3 в реле:

$$I_2 = \frac{U_C}{Z_N}; \quad (23)$$

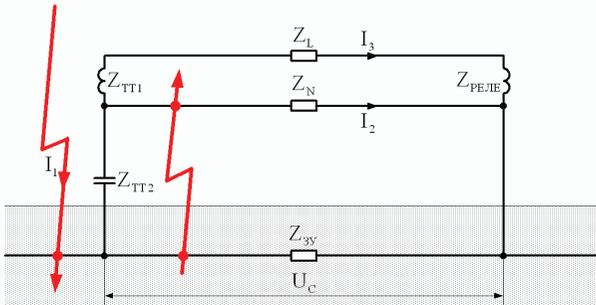
$$I_3 = \frac{U_C}{Z_2} = \frac{U_C}{Z_{ТТ1} + Z_L + Z_{РЕЛЕ}}. \quad (24)$$

На низких частотах сопротивление Z_N мало, поэтому ток I_2 может оказывать опасное термическое воздействие на проводник и изоляцию кабеля. Сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$, поэтому ток I_3 не может вызвать срабатывание реле, поскольку сопротивление $Z_{ТТ1}$ значительно больше сопротивления $Z_{РЕЛЕ}$:

$$I_2^{НЧ} = U_C / Z_N; \quad I_3^{НЧ} \approx U_C / Z_{ТТ1}. \quad (25)$$



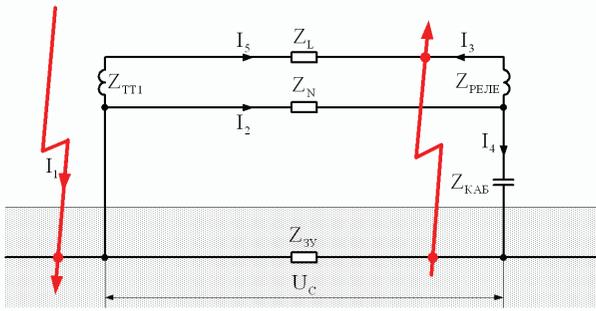
а – токовые цепи заземлены в клеммном ящике ТТ



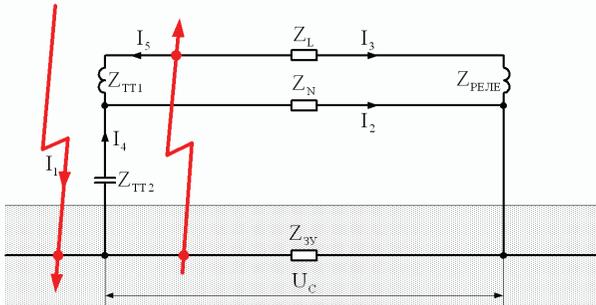
б – токовые цепи заземлены в релейной панели

Рисунок 3

3. Помехи в токовых цепях с замкнутым на землю фазным проводом кабеля. На рис. 4 приведены схемы, поясняющие возникновение помех в токовых цепях с замкнутым на землю фазным проводом при протекании больших токов по ЗУ. Это возможно, когда высокочастотное напряжение помех $U_{П1}$ (см. п.1) между фазным проводом и землей превысит предел электрической прочности изоляции кабеля. Такой случай замыкания в кабеле подобен установке УЗИП только между фазным проводом и землей на той стороне кабеля, где не заземляются токовые цепи. В данном случае также представляют интерес значения низкочастотных токов, протекающих по проводам кабеля и по реле.



a – токовые цепи заземлены в клеммном ящике ТТ



б – токовые цепи заземлены в релейной панели

Рисунок 4

3.1 Эквивалентное сопротивление схемы Z_C , в которой токовые цепи заземлены в клеммном ящике (см. рис. 4, *a*), определяется по формуле (1), но с учетом того, что сопротивление токовых цепей Z_1 определяется по формуле:

$$Z_1 = \frac{Z_2 \cdot Z_3}{Z_2 + Z_3}, \quad (26)$$

где Z_2 и Z_3 – сопротивления фазного и нулевого участков токовых цепей соответственно, определяемые по формулам:

$$Z_2 = Z_{ТТ1} + Z_L; \quad (27)$$

$$Z_3 = Z_N + \frac{Z_{РЕЛЕ} \cdot Z_{КАБ}}{Z_{РЕЛЕ} + Z_{КАБ}}, \quad (28)$$

где $Z_{ТТ1}$ – индуктивная составляющая сопротивления ТТ; Z_L – сопротивление фазного провода кабеля ТТ; Z_N – сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; $Z_{КАБ}$ – емкостное сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; $Z_{РЕЛЕ}$ – сопротивление реле (пускового органа защиты).

На низких частотах сопротивление $Z_{КАБ}$ больше сопротивлений Z_N и $Z_{РЕЛЕ}$, из которых большим является сопротивление $Z_{РЕЛЕ}$, поэтому сопротивление Z_3 близко к сопротивлению $Z_{РЕЛЕ}$. Сопротивление $Z_{ТТ1}$ больше сопро-

тивления Z_L , поэтому сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$. Сопротивление Z_1 определяется сопротивлением параллельно включенных сопротивлений $Z_{ТТ1}$ и $Z_{РЕЛЕ}$, из которых большим является сопротивление $Z_{ТТ1}$, поэтому сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$, но шунтировано меньшим сопротивлением $Z_{ЗУ}$, следовательно сопротивление Z_C близко к сопротивлению $Z_{ЗУ}$.

Токи помехи I_2 в нулевом проводе и I_3 в реле:

$$I_2 = U_C / Z_3 ; \quad (29)$$

$$I_3 = \frac{U_C - I_2 \cdot Z_N}{Z_{РЕЛЕ}} = \frac{U_C}{Z_{РЕЛЕ}} \left(1 - \frac{Z_N}{Z_3} \right). \quad (30)$$

На низких частотах сопротивление Z_3 близко к сопротивлению $Z_{РЕЛЕ}$, поэтому токи I_2 и I_3 близки друг к другу и не могут оказывать опасное термическое воздействие на изоляцию кабеля, но могут вызвать срабатывание реле:

$$I_2^{НЧ} \approx \frac{U_C}{Z_{РЕЛЕ}} ; \quad I_3^{НЧ} \approx \frac{U_C}{Z_{РЕЛЕ}}. \quad (31)$$

3.2 Эквивалентное сопротивление схемы Z_C , в которой токовые цепи заземлены в релейной панели (см. рис. 4-б), определяется по формуле (1), но с учетом того, что сопротивление токовых цепей Z_1 определяется по формуле (25), в которой сопротивления фазного и нулевого участков токовых цепей определяются по формулам:

$$Z_2 = Z_{РЕЛЕ} + Z_L ; \quad (32)$$

$$Z_3 = Z_N + \frac{Z_{ТТ1} \cdot Z_{ТТ2}}{Z_{ТТ1} + Z_{ТТ2}}, \quad (33)$$

где $Z_{ТТ1}$ – индуктивная составляющая сопротивлений ТТ; Z_L – сопротивление фазного провода кабеля ТТ; Z_N – сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; $Z_{ТТ2}$ – емкостная составляющая сопротивлений ТТ; $Z_{РЕЛЕ}$ – сопротивление реле (пускового органа защиты).

На низких частотах сопротивление $Z_{ТТ2}$ больше сопротивлений Z_N и $Z_{ТТ1}$, из которых большим является сопротивление $Z_{ТТ1}$, поэтому сопротивление Z_3 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$. Сопротивление $Z_{РЕЛЕ}$ больше сопротивления Z_L , поэтому сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{РЕЛЕ}$. Сопротивление Z_1 определяется сопротивлением параллельно включенных сопротивлений $Z_{ТТ1}$ и $Z_{РЕЛЕ}$, из которых большим является сопротивление $Z_{ТТ1}$, поэтому сопротивление Z_1 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$, но шунтировано меньшим сопротивлением $Z_{ЗУ}$, следовательно сопротивление Z_C близко к сопротивлению $Z_{ЗУ}$.

Ток помехи I_2 в нулевом проводе определяется по формуле (29), но с учетом формулы (33). Ток помехи I_3 в реле:

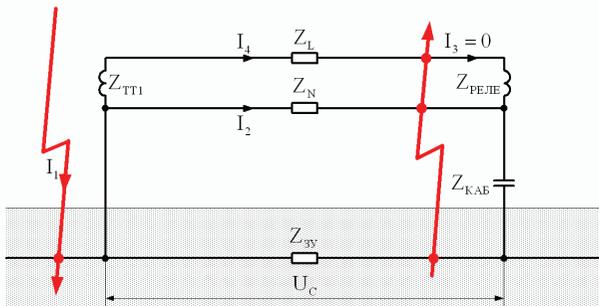
$$I_3 = U_C / Z_2 . \quad (34)$$

На низких частотах сопротивление Z_3 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$, а сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{РЕЛЕ}$, поэтому ток I_2 не может оказы-

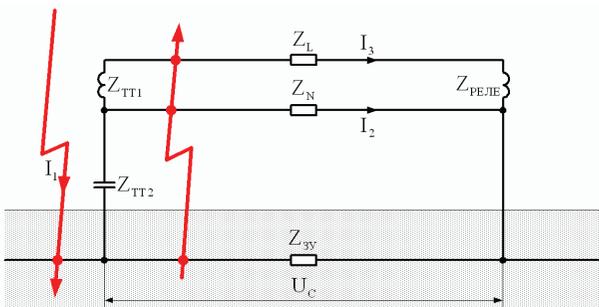
вать опасное термическое воздействие на изоляцию кабеля, но ток I_3 может вызвать срабатывание реле:

$$I_2^{\text{НЧ}} \approx \frac{U_c}{Z_{\text{ТТ1}}}; \quad I_3^{\text{НЧ}} \approx \frac{U_c}{Z_{\text{РЕЛЕ}}}. \quad (35)$$

4. Помехи в токовых цепях с замкнутыми на землю фазным и нулевым проводами кабеля. На рис. 5 приведены схемы, поясняющие возникновение помех в токовых цепях с замкнутыми на землю фазным и нулевым проводами кабеля при протекании больших токов по ЗУ. Это возможно, когда высокочастотные напряжения помех $U_{\text{П1}}$ и $U_{\text{П2}}$ (см. п.1) превысят предел электрической прочности изоляции кабеля. Такой случай замыкания в кабеле подобен установке УЗИП как между нулевым проводом и землей, так и между фазным проводом и землей на той стороне кабеля, где не заземляются токовые цепи. По-прежнему представляют интерес значения низкочастотных токов, протекающих по проводам кабеля и по реле.



a – токовые цепи заземлены в клеммном ящике ТТ



б – токовые цепи заземлены в релейной панели

Рисунок 5

4.1 Эквивалентное сопротивление схемы Z_c , в которой токовые цепи заземлены в клеммном ящике (см. рис. 5, *a*), определяется по формуле (1), но с

учетом того, что сопротивление токовых цепей Z_1 определяется по формуле:

$$Z_1 = \frac{Z_N \cdot Z_2}{Z_N + Z_2}, \quad (36)$$

где Z_N – сопротивление нулевого провода кабеля ТТ; Z_2 – сопротивление фазного участка токовых цепей, определяемое по формуле:

$$Z_2 = Z_{ТТ1} + Z_L; \quad (37)$$

где $Z_{ТТ1}$ – индуктивная составляющая сопротивления ТТ; Z_L – сопротивление фазного провода кабеля ТТ.

На низких частотах индуктивное сопротивление $Z_{ТТ1}$ больше сопротивлений Z_L и Z_N , поэтому сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{ТТ1}$, но шунтировано сопротивлением Z_N , следовательно сопротивление Z_1 близко к сопротивлению Z_N , тогда сопротивление Z_C близко к сопротивлению параллельно соединенных сопротивлений Z_N и $Z_{3у}$.

Ток помехи I_2 в нулевом проводе:

$$I_2 = U_C / Z_N. \quad (38)$$

На низких частотах сопротивление Z_N мало, поэтому ток I_2 может оказывать опасное термическое воздействие на проводник и изоляцию этого кабеля.

В реле в данном случае не протекает никакой ток ($I_3 = 0$).

4.2 Эквивалентное сопротивление схемы Z_C , в которой токовые цепи заземлены в релейной панели (см. рис. 5, б), определяется по формуле (1), но с учетом того, что сопротивление токовых цепей Z_1 определяется по формуле (36), в которой сопротивление фазного участка токовых цепей Z_2 определяется по формуле:

$$Z_2 = Z_{РЕЛЕ} + Z_L, \quad (39)$$

где $Z_{РЕЛЕ}$ – сопротивление реле (пускового органа защиты); Z_L – сопротивление фазного провода кабеля ТТ.

На низких частотах индуктивное сопротивление $Z_{РЕЛЕ}$ больше сопротивлений Z_L и Z_N , поэтому сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{РЕЛЕ}$, но шунтировано сопротивлением Z_N , следовательно сопротивление Z_1 близко к сопротивлению Z_N , тогда сопротивление Z_C близко к сопротивлению параллельно соединенных сопротивлений Z_N и $Z_{3у}$.

Ток помехи I_2 в нулевом проводе определяется по формуле (38). Ток помехи I_3 в реле:

$$I_3 = \frac{U_C}{Z_2} = \frac{U_C}{Z_L + Z_{РЕЛЕ}}. \quad (40)$$

На низких частотах сопротивление Z_N мало, поэтому ток I_2 может оказывать опасное термическое воздействие на проводник и изоляцию этого кабеля. Сопротивление Z_2 близко к сопротивлению $Z_{РЕЛЕ}$, поэтому ток I_3 может вызвать срабатывание реле:

$$I_2^{\text{НЧ}} = \frac{U_C}{Z_N}; \quad I_3^{\text{НЧ}} \approx \frac{U_C}{Z_{\text{РЕЛЕ}}}. \quad (41)$$

Таблица 3 – Токи помех в токовых цепях с замкнутыми проводами кабеля

Схема		НЧ приближение	
		ток помехи I_2	ток помехи I_3
Замкнут на землю нулевой провод	цепи заземлены в клеммном ящике ТТ (рис. 3, а)	$I_2 \approx U_C/Z_N$	$I_3 \approx U_C/Z_{\text{ТТ1}}$
	цепи заземлены в релейной панели (рис. 3, б)	$I_2 \approx U_C/Z_N$	$I_3 \approx U_C/Z_{\text{ТТ1}}$
Замкнут на землю фазный провод	цепи заземлены в клеммном ящике ТТ (рис. 4, а)	$I_2 \approx U_C/Z_{\text{РЕЛЕ}}$	$I_3 \approx U_C/Z_{\text{РЕЛЕ}}$
	цепи заземлены в релейной панели (рис. 4, б)	$I_2 \approx U_C/Z_{\text{ТТ1}}$	$I_3 \approx U_C/Z_{\text{РЕЛЕ}}$
Замкнуты на землю два провода	цепи заземлены в клеммном ящике ТТ (рис. 5, а)	$I_2 \approx U_C/Z_N$	$I_3 \approx 0$
	цепи заземлены в релейной панели (рис. 5, б)	$I_2 \approx U_C/Z_N$	$I_3 \approx U_C/Z_{\text{РЕЛЕ}}$

Выводы по пп. 2 – 4. В таблице 3 приведены низкочастотные приближения токов помех I_2 и I_3 в токовых цепях в различных вариантах короткого замыкания в кабеле. Сравнительный анализ данных, приведенных в таблице 3, позволяет сделать следующие выводы.

При замыкании одного или двух проводов кабеля не зависимо от места заземления токовых цепей, ток помехи в фазном проводе (в табл. 3 не показан), не вызывает обрыв фазного провода и термическое повреждение изоляции кабеля.

При замыкании на землю только нулевого провода кабеля (см. рис. 3) независимо от места заземления токовых цепей, ток помехи I_2 может вызвать обрыв нулевого провода и/или термическое повреждение его изоляции, но ток помехи I_3 не может вызвать срабатывание реле.

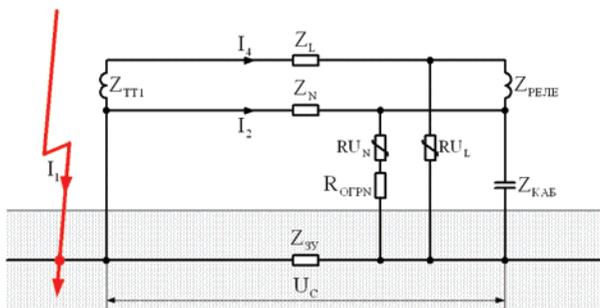
При замыкании на землю только фазного провода кабеля (см. рис. 4) независимо от места заземления токовых цепей, ток помехи I_2 наоборот не может вызвать обрыв нулевого провода и/или термическое повреждение его изоляции, но ток помехи I_3 может вызвать срабатывание реле.

При замыкании на землю нулевого и фазного проводов кабеля (см. рис. 5) ток помехи I_2 может вызвать обрыв нулевого провода и/или термическое повреждение его изоляции независимо от места заземления токовых цепей, а ток помехи I_3 может вызвать срабатывание реле в случае заземления токовых цепей в релейной панели.

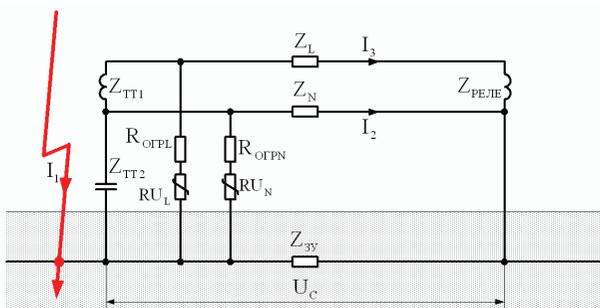
Замыкание на землю нулевого и фазного проводов кабеля (см. рис. 5) подобно установке УЗИП (например, варисторов) на той стороне кабеля, где не

заземляются токовые цепи. Однако, при срабатывании таких устройств следует ограничить токи помех, протекающие по нулевому проводу и реле, поскольку ток, протекающий по нулевому проводу, может вызвать обрыв этого провода, вследствие чего вторичная обмотка ТТ разомкнется.

Известно, что размыкание вторичной обмотки приводит к исчезновению размагничивающего действия вторичного тока, и тогда весь первичный ток становится током намагничивания. В этом режиме резко возрастает магнитная индукция в стали магнитопровода, во много раз увеличиваются активные потери в стали, что приводит к ее перегреву, обгоранию изоляции обмотки и, в конечном счете, – к повреждению ТТ. Кроме того, большой магнитный поток наводит во вторичной обмотке значительную ЭДС, которая может достигнуть десятков киловольт, что представляет опасность как для обслуживающего персонала, так и для изоляции вторичных цепей [1].



а – токовые цепи заземлены в клеммном ящике ТТ



б – токовые цепи заземлены в релейной панели

Рисунок 6

Для ограничения токов помех можно последовательно с УЗИП установить ограничивающие резисторы. На рис. 6 приведены схемы токовых цепей с УЗИП (варисторы $R_{УН}$ и $R_{УЛ}$), предназначенными для защиты токовых цепей от высокочастотных перенапряжений. Для ограничения тока в нулевом прово-

де при срабатывании варистора R_{U_N} (независимо от места заземления токовых цепей) последовательно варистору установлен резистор $R_{OГPN}$. Для ограничения тока в реле при срабатывании варистора R_{U_L} в случае заземления токовых цепей в релейной панели последовательно варистору установлен резистор $R_{OГPL}$. Сопротивление ограничивающих резисторов можно определить по формулам:

$$R_{OГPN} = 1,1 \cdot \frac{U_c}{I_{Tерм}}; \quad (42)$$

$$R_{OГPL} = 1,1 \cdot \left(\frac{U_c}{I_{уст}} - Z_{реле} \right), \quad (43)$$

где $I_{Tерм}$ – допустимый по термической стойкости ток нулевого провода; $I_{уст}$ – ток уставки реле; 1,1 – коэффициент запаса (запас 10 %).

Сопротивления ограничивающих резисторов составят единицы или десятки Ом. Сопротивление варисторов в закрытом состоянии значительно больше сопротивлений ограничивающих резисторов, поэтому высокочастотные напряжения помех $U_{П1}$ и $U_{П2}$ (см. п.1) будут приложены к варисторам и вызовут их срабатывание. Сопротивление варисторов в открытом состоянии значительно меньше сопротивлений ограничивающих резисторов, поэтому напряжения помех $U_{П1}$ и $U_{П2}$ приложатся к ограничивающим резисторам и варисторы закроются, вследствие чего напряжения помех $U_{П1}$ и $U_{П2}$ снова приложатся к варисторам. Так будет продолжаться до тех пор, пока не исчезнут напряжения помех $U_{П1}$ и $U_{П2}$, а точнее причины их появления.

Список литературы: 1. Трансформаторы тока / В. В. Афанасьев, Н. М. Адоньев, Л. В. Жалалис и др. – Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1980. 2. С.И. Лезнов, А.Л. Фаерман Устройство и обслуживание вторичных цепей электроустановок / под ред. М.Д. Кучкина. – М.: Энергия, 1979. 3. IEC/TS 61000-6-5:2001 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 6-5: Generic standards – Immunity for power station and substation environments (МЭК 61000-6-5:2001 Электромагнитная совместимость (ЭМС) – Часть 6-5: Общие стандарты – Помехоустойчивость технических средств, применяемых на электростанциях и подстанциях).

Поступила в редколлегию 15.03.2011

И. А. ГРОМИКО, проф., Харьковский нац. ун-т внутренних дел;
С. Ю. КИЛЬМАЕВ, ст. преп., Харьковский нац. ун-т внутренних дел

АНАЛИЗ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ИЗЛУЧАЮЩИХ СИСТЕМ С ИСКРОВЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

У статті розглянуто питання іскрового збудження вимушених коливань високочастотних струмів в антенній системі георадара і запропоновані рекомендації з підвищення ефективності роботи георадарів.

The questions of spark excitation of forced oscillations of high frequency currents in the antenna system of GPR are given and recommendations to improve the efficiency of the GPR are offered.

Введение. При разработке приборов, предназначенных для обнаружения предметов под слоем грунта (почвы), особое внимание уделяется выбору типа прибора, использующего в основе своей конструкции тот или иной физический эффект, позволяющий на достаточно большой глубине обнаруживать и даже визуально идентифицировать предметы.

Известно, что индукционные и магнитометрические приборы становятся неэффективными, если под слоем почвы расположены слабоконтрастные объекты – диэлектрики (например, взрывчатые вещества) или объекты, электропроводность которых соизмерима с электропроводимостью почвы. Если в области поиска почва засорена ферромагнитным или токопроводящим мусором (осколки от снарядов, гвозди, фольга, алюминиевые пробки и др.), то достоверность выявления такими приборами заглубленных объектов снижается до нуля [1].

Становится целесообразным применять индукционные и магнитометрические приборы.

Несмотря на то, что эти приборы иногда даже не рассматриваются как поисковые [2], углубленные объекты в такой обстановке можно обнаружить только контрольным бурением почвы или применением наземных радиолокационных установок непрерывного или импульсного излучения – георадаров, геолокаторов, георадиолокаторов, геовизоров и т.п. [3].

Проблема в общем виде и ее связь с важными научными и практическими задачами. Как правило, приповерхностный слой почвы неоднороден. Он включает чернозем, песок, суглинок, скальные породы, известняк. Неоднородности отличаются по размеру, процентному содержанию газов, химическому составу жидкостей (вода, нефтепродукты), и по другим параметрам.

В почве можно выделить протяжные участки – слои, которые формировались тысячи лет. Изменения в климате и вулканическая деятельность повлияли на размеры и насыщение слоев естественными компонентами, определили механические, химические, электрические и магнитные характеристики и свойства грунта.

Известно, что увеличение толщины слоя почвы, расположенного между поисковым прибором и объектом, уменьшает достоверность выявления объекта. Магнитный и электрический «грунтовые» экраны, сглаживают электрические и магнитные аномалии, вызванные размещением объекта под слоем почвы.

Рассматривая некоторые физические основы работы таких приборов, следует указать, что радиоволновой метод выявления предметов в почве является одним из вариантов методов локации. Он позволяет обнаруживать не только металлические предметы на глубинах от единиц до десятков метров, но и подземные шурфы и ходы, известные как «пустоты» и «схроны».

Однако, радиоволновой метод, в котором применяются зондирующие высокочастотные радиоимпульсы или непрерывное высокочастотное излучение обладает рядом существенных недостатков.

Первый недостаток состоит в следующем.

Резкое отличие относительных диэлектрических проницаемостей разнородных слоев почвы и газов, заполняющих пустоты, приводит к отражению радиоволн примерно так же, как происходит отражение радиоволн от металлических предметов. Часть энергии при падении радиоволн на поверхность раздела двух диэлектриков отражается в обратном направлении, а другая часть проникает внутрь второго диэлектрика. При этом коэффициент отражения будет:

$$K_{omp} = \frac{\sqrt{\varepsilon_1} - \sqrt{\varepsilon_2}}{\sqrt{\varepsilon_1} + \sqrt{\varepsilon_2}},$$

где ε_1 – относительная диэлектрическая проницаемость первой среды; ε_2 – относительная диэлектрическая проницаемость второй среды.

Например, коэффициент отражения для раздела сред: «влажная почва – пластмасса» имеет значение $K_{omp} \approx 0,44$.

Следует отметить, что ε_1 лежит в пределах от 4 (сухой песок) до 20 (влажный суглинок), а у различных элементов инженерных мин, например, (пластмассовый корпус, заряд взрывчатых веществ, связывающие парафиновые добавки и т.д.), как правило, $\varepsilon_2 = 2...4$ и более [3].

С одной стороны, высокие значения ε_1 упрощают процесс выявления мелких металлических и диэлектрических частей взрывных устройств. Минимальный размер проводника – L_{np} , который можно обнаружить в почве с помощью георадара, уменьшается обратно пропорционально корню квадратному из ε_1 :

$$L_{np} \sim \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon_1}}.$$

С другой стороны, высокие значения ε_1 ухудшают эксплуатационные возможности приборов, поскольку делают контрастным множество неоднородностей природного фона: различных слоев почвы, увлажненных участков глины с остатками солей, камней и пр.

Второй недостаток состоит в том, что уменьшение длины волны зонди-

рующего излучения одновременно повышает избирательные свойства прибора, но уменьшает глубину проникновения излучения в грунт.

И, наоборот, чем больше длина волны зондирующего электромагнитного поля, тем на большую глубину это поле проникает, но с одновременным ухудшением избирательных свойств прибора.

Наиболее существенным является второй недостаток, заставляющий искать альтернативные пути решения проблемы.

Анализ последних исследований и публикаций. Наиболее близко подошли к решению проблемы коллективы, использующие в качестве зондирующего радиоизлучения сверхширокополосные «сигналы» шумоподобного типа, формируемые искровыми разрядниками. Они возбуждают плазменной низкотемпературной «электрической дугой» полуволновые резистивно-нагруженные диполи Ву-Кинга.

Современным реаниматором этой древней идеи стал Хармут Х.Ф., оснащавший локаторами в 80-х годах прошлого столетия военные вертолеты. В передатчиках использовались генераторы коротких «видеоимпульсов», что позволяло локационным приемникам обнаруживать во льду и грунте протяженные металлические конструкции и предметы [4,5].

Естественно, такая успешная аппаратурная реализация привлекла внимание военных специалистов и основная часть исследований была закрыта для общего изучения.

Появившиеся в последнее время рассуждения о повышении эффективности грунтовой интроскопии не всегда оказываются верными с точки зрения реализации возможностей современной элементной базы радиоэлектроники. Так, организация-разработчик – ОАО «ВНИИСМИ» и авторский коллектив разработчиков сделали доступными рядовому читателю ряд материалов о функциональных особенностях их разработки – георадара «Лоза-1В». В этих материалах встречаются неточности, затрудняющие создание более совершенных конструкций [6]. Особенно это касается рассуждений об искровом возбуждении вынужденных колебаний высокочастотных токов в антенной системе георадара, так как в них часто заложен рекламный, а не научно-технический смысл.

Цель статьи. Целью статьи является коррекция некоторых рассуждений о повышении эффективности георадаров, использующих искровой разряд в качестве генераторов возбуждения передающих антенн.

Основная часть

1. Разработчики некоторых конструкций георадаров считают, что «оптимальной конструкцией направленной антенны является "безэховая камера" без металлических деталей». Она представляет собой резистивно-нагруженный диполь, накрытый диэлектрическим ящиком, заполненным углеродным радиопоглотителем, который поглощает воздушную волну. При этом ошибочно утверждается, что применение экрана отражающего «воздушную» часть излученной энергии обратно, недопустимо из-за возникновения в отражающем эк-

ране затухающих сигналов (звон), делающих невозможным обнаружение слабых сигналов отраженных от предметов в грунте.

Однако в реальной ситуации, колебания возникают не в отражающем экране, а в системе «отражающий экран – проводник излучающей антенны». В данном случае необходимо проведение серии экспериментов, которые позволят устранить высокочастотный (ВЧ) «звон» системы. Можно предложить создать некий аналог четвертьволновых ВЧ зеркал, устраняющих подобные явления так, как это сделано в конструкциях лазеров.

2. Согласно схемного решения, некоторыми разработчиками георадаров утверждается, что накопление энергии сигнала происходит не в приемнике, а в передатчике. Такой метод накопления энергии «проще по технической реализации, а конструкция легче по весу и более приспособлена к нестабильной бортовой сети». Через маломощный высоковольтный источник питания заряжается конденсатор до нескольких тысяч вольт и замыкается через разрядник на антенну.

В действительности же это утверждение не совсем корректно. Чем большее количество энергии накопить в конденсаторе, тем дольше будет происходить разряд конденсатора через зазор искрового разрядника, увеличив длительность излучаемого импульса. Крутизна импульса разряда, как не увеличивай напряжение на накопительном конденсаторе, определяется конструкцией и газовым наполнением, иначе говоря, -паспортными данными искрового разрядника.

Ширина спектра излучаемых колебаний, при этом, уменьшится, ухудшив избирательность прибора.

Данная ситуация достаточно просто разрешается. Однако, главным элементом, определяющим параметры георадара, является искровой разрядник.

Вывод. Реализация эффективной конструкции георадара возможна только при комплексном применении шести определяющих преимуществ искрового возбуждения вынужденных колебаний высокочастотных токов в антенной системе георадара:

- 1) Сверхширокополосностью излучаемых сигналов, формируемых малоинерционными искровыми разрядниками.
- 2) Накоплению энергии, которую, затем, можно функциональным образом излучить в сторону грунта в виде пачки коротких (сверхширокополосных) импульсов, одновременно служащих синхроимпульсами для приемной аппаратуры обработки отраженных сигналов.
- 3) Синхронного детектирования принятых сигналов с помощью фазовых детекторов, управляемых излучаемыми синхроимпульсами.
- 4) Использования одного из «базовых моментов» радиолокации – накопления энергии отраженных импульсов на фоне шумов.
- 5) Применения специальных адаптивных антенных систем авторской конструкции.

Список литературы: 1. Громико И.О. Рекомендації щодо застосування георадара як пошукового атнтерористичного приладу / *И.О.Громико, В.Г.Сугак* // Право і безпека. – 2006. – № 5'2. – С. 144-148. 2. Дикарев В.И. Обнаружение взрывоопасных объектов, оружия, наркотиков, опасных газов и радиоактивных загрязнений / *В.И.Дикарев, В.А.Заренков, Д.В.Заренков* : под ред. Заренкова В.А. – СПб.: Наука и Техника, 2004. – 320 с. 3. Дикарев В.И. Методы и средства обнаружения объектов в укрывающих средах / *В.И.Дикарев, В.А.Заренков, Д.В.Заренков* : под ред. Заренкова В.А. – СПб.: Наука и Техника, 2004. – 280 с. 4. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с. 5. Хармут Х. Ф. Теория секвентного анализа. Основы и применения. – М.: «Мир», 1980. – 576 с. 6. ООО «ВНИИ СМИ» Фонд подводных геофизических исследований [Электронный ресурс]. – <http://www.geo-radar.ru/publish.php>

Поступила в редколлегию 06.04.2011

УДК 316.776:351.741:34:650.0128

И. А. ГРОМЫКО, проф., Харьковский нац. ун-т внутренних дел;
В. Я. ПЕВНЕВ, зав. каф., Харьковский нац. ун-т внутренних дел;
М. Н. БОРЗОВ, ст.преп., НТУ «ХПИ»

КОРРЕКЦИЯ ЭЛЕМЕНТА МОДЕЛИ ЛАЗЕРНОГО ЛУЧА

У статті розглянутих і скоректований підхід до розгляду фотона, як базового елементу моделі лазерного променя, який формується збудженими атомами активного середовища, обґрунтовується цюгова модель фотона.

The approach to the photon, as a basic element model of the laser beam formed by excited atoms of the active medium is justified trains model photon have been given and adjusted.

Введение. При разработке базовых элементов современных адаптивных оптических систем, возникает необходимость математического моделирования физических процессов перераспределения энергии в лазерном луче. Существующие модели оказались не всегда пригодными для использования, по причине изначально некорректных суждений о процессах в возбужденной активной среде лазеров.

Проблема в общем виде и ее связь с важными научными и практическими задачами. В течении определенного промежутка времени некорректный поход к моделям существенно не влиял на процесс разработок лазерных систем. Однако в эпоху современных нанотехнологий и разработок адаптивных оптических систем оставлять этот вопрос открытым стало невозможным, так как, в частности, это повлекло за собой неверные предположения о возможностях лазерных систем акустической разведки, их реальном принципе действия и др. [1].

Анализ последних исследований и публикаций.

В 1900 году германский ученый Макс Планк, разрешая одно из противоречий физики и работая над созданием реалистичной модели электромагнитного поля, предложил формулу, связывающую понятие энергии кратковременно излученного кванта (элемента) электромагнитного поля с его частотой [2]:

$$E = h \cdot \nu, \quad (1)$$

где E – энергия; h – постоянная (Планка) равная $6,62618 \pm 0,0004 \cdot 10^{-34}$ Дж · с; ν – частота излучения.

При этом Макс Планк предполагал, что кванты являются теми элементарными кусочками (отрезками, квантами, корпускулами, единичными элементами и пр.), которые обеспечивают обмен энергией между атомными единичными элементарными излучателями – осцилляторами.

В продолжение этих исследований Альберт Эйнштейн в 1905 году показал, что электрон, находящийся внутри вещества может покинуть вещество, если энергия воздействующего на него кванта излучения превысит энергию, необходимую для выхода электрона из вещества.

Корпускулярный подход, хорошо согласующийся с планетарной моделью атома Эрнста Резерфорда, позволил в 1913 году датчанину Нильсу Бору заявить о возможности переходов с орбиты на орбиту электронов в атоме. При этом в зависимости от ситуации поглощается или выделяется энергия в виде кванта.

Одно из направлений исследований, проведенных Луи де Бройлем, Вернером Гейзенбергом, Максом Борном, Паскуалем Йорданом, Шредингером, Дираком, Ферми и другими учеными, венчает работа Нобелевских лауреатов Басова Н.Г., Прохорова А.М. и Таунсома Ч. Х. по созданию мазера – первого прибора, открывшего эру оптических квантовых генераторов – лазеров.

Таким образом, научная версия – модель Макса Планка о корпускулярно-волновом дуализме света успешно подтверждена практической реализацией.

Неудобным моментом в рассуждениях о наличии волновых свойств у микрочастиц оказалась неуместность трактовки их перемещения как механических частиц. Ньютоновские уравнения движения, описывающие движение макрочастиц, оказались не всегда пригодны для описания движения микрочастиц. Выход был найден Шредингером, который предложил свою математическую модель для микрочастиц. Она позволила ученым-теоретикам вернуться от конкретного ответа практиков на вопрос о местонахождении конкретной частицы в тот или иной момент времени, так как по Шредингеру нужно рассматривать не движение микрочастиц, а их волновую функцию Ψ , заменив функцию координат и времени на вероятность - dV нахождения частицы в единичном – dV объеме пространства [2].

Квадрат амплитуды волновой функции явился мерой вероятности нахождения частицы в данном месте. Так как волновая функция ψ дана в комплексном виде, то квадрат амплитудного значения волновой функции определится как произведение $\Psi \cdot \Psi^*$, где Ψ^* – сопряженное значение функции ψ . Поэтому вероятность нахождения частицы в объеме dV может быть записана как:

$$d\eta = \Psi \cdot \Psi^* \cdot dV. \quad (2)$$

Вполне вероятно, что замена реальности при корпускулярно-волновом подходе на математические выкладки-модели послужила первопричиной «не совсем корректных» рассуждений о физической модели фотона и его форме перемещения в пространстве. Отсюда и неоднозначность в оценках ряда результатов исследований, связанных с лазерами и, в частности, касающихся пространственно-временной структуры распределения энергии фотонов в сечении лазерного луча.

Некоторые авторы предпочитают вообще не касаться модели фотона, заменяя словосочетания «энергия фотонов» и, даже, «энергия излучения» такими абстрактными рассуждениями, как, например, «...изображение, которое приводит к эмиссии» [3].

В ГОСТах, касающихся тематики оптических измерений, характеристики фотона, как частицы, не всегда присутствуют [4-6].

Целью статьи является коррекция упрощенной модели фотона, как базового элемента определяющего продольную и поперечную структуру лазерного луча, формируемого возбужденными атомами активной среды.

Основная часть. В современных работах довольно часто перемешивается корпускулярный и волновой подходы к описанию фотона. Это неверно с философской и физической точки зрения. В частности, при описании функционирования лазера.

Эти подходы используются авторами в зависимости от удобства изложения сущности физических процессов. Как только «корпускулярность» заводит физическую сущность изложения материала в тупик, так авторы меняют свою логику на волновую и в нужный момент осуществляют обратное действие.

Часто можно прочесть о работе лазера, что благодаря корпускулярной форме фотонов и электронов в активной среде порождаются кванты когерентного света – групп фотонов, отражающихся от зеркал и участвующих в лавинообразном процессе создания когерентного излучения. Лазерный луч, при этом, характеризуется в первую очередь коллимированностью, потом - монохроматизмом, и лишь затем – когерентностью. Хотя именно когерентность (от латинского *cohaerens* – находящийся в связи), является первопричиной возможности формирования узкого «коллимированного» луча.

Наиболее распространенный подход, опирающийся на многочисленные экспериментальные и теоретические исследования, предлагает рассматривать фотон, как отрезок электромагнитной волны конечной протяженности в пространстве. При этом показывают отрезок волны синусоидальной формы и рассуждают о цуге волн (см. рис. 1).

И здесь владение «понаслышке» смысловым значением подзабытого слова «цуг» приводит к тому, что современные авторы подразумевают под каждым полным периодом электрической составляющей поперечного электромагнитного поля ту символическую «лошадь – носитель», которая переносит в пространстве энергию в направлении Π - вектора Умова - Пойтинга. Та-

кое заблуждение, как минимум, некорректно. Оно позволяет предполагать наличие обособленных свойств у каждого отдельного периода электромагнитной волны.

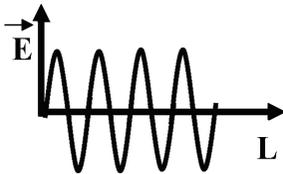


Рисунок 1 – Ошибочное изображение цуга, из четырех «носителей»

Кроме того, если принять за истину общепринятое утверждение, что длина L одного кванта электрической составляющей электромагнитного поля составляет три метра, то отсюда следует, что отдельный атом, излучающий квант зеленого цвета ($\lambda_0 = 550 \text{ нм} = 5,5 \cdot 10^{-7} \text{ м}$), содержит пять с половиной миллионов «носителей» – полных периодов колебаний вектора напряженности электрического поля [7].

Понятно, что сравнение «цуга» с упряжкой 5,5 миллионов лошадей здесь неуместно.

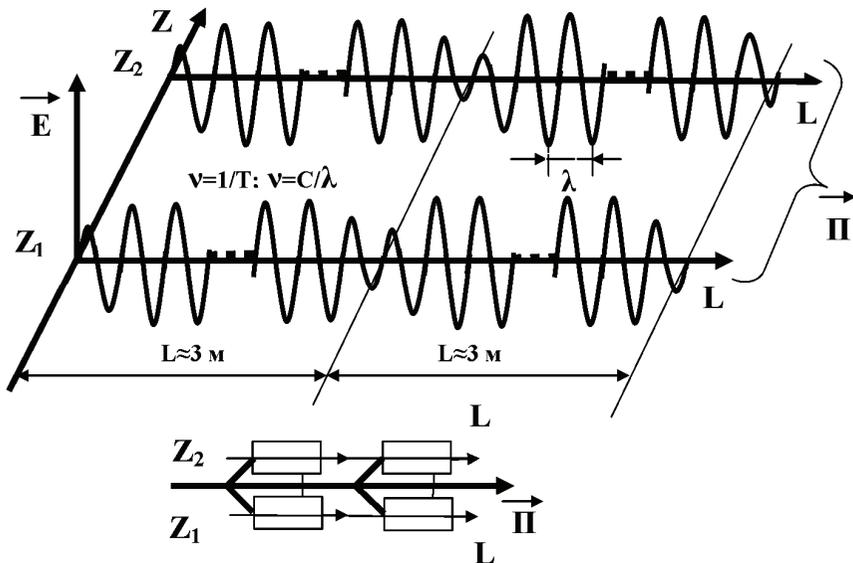


Рисунок 2 – Четыре квантовых носителя, соединенные попарно цугом

Дело в том, что авторы квантовой теории впервые применили термин «цуг» в годы широкой эксплуатации конной тяги. Цуг – конная упряжка, может состоять из носителей, расположенных один за другим – «гуськом» или

параллельно соединенными группами. Например, попарно. Цуг – попарно из четырех носителей показан на рис. 2.

Если учесть, что длина одного фотона определена в, примерно [1, 6], три метра, то луч лазера мы можем представить как набор многочисленных, налагающихся друг на друга и следующих «цугом» друг за другом в открытое пространство отрезков когерентных волн.

Закономерно возникает вопрос о когерентности в сечении луча и когерентности по всей длине луча? Практики утверждают, что для лазера и та, и другая когерентности соблюдаются.

Когерентность по длине луча означает, что разность фаз колебаний напряженности (например, электрической составляющей электромагнитного поля) в любых двух точках на всей длине луча остается постоянной во времени или меняется по строго определенному закону. Аналогично, когерентность в плоскости поперечного сечения лазерного луча означает, что разность фаз электромагнитной структуры фотонов, пересекающих плоскость сечения, остается постоянной во времени или меняется по строго определенному закону [8].

Когерентность в плоскости поперечного сечения многими авторами понимается как модальность структуры луча, что тоже не совсем корректно и подлежит тщательному обсуждению, выходящему за границы данной статьи.

Выводы

1. При разработке аппаратуры современных адаптивных оптических систем необходимо применять реальную цуговую модель фотона, внешний вид которой приведен на рис. 2 данной статьи. Это позволяет перейти к расчетам плотности размещения в лазерном луче фотонов,двигающихся параллельно в одном направлении или противоположных направлениях.
2. Использование цуговой модели фотона создает теоретическую базу исследований, позволяющих рассчитать, например, развитие таких нанотехнологических процессов, как формирование опорной спекл-структуры зондирующего лазерного луча и пр.

Список литературы: 1. Громико І.О. Вплив акустичних коливань пружного середовища на інформаційний зміст відбитого лазерного променя / І.О.Громико, В.Я. Певнев, М.М. Борзов // Системи обробки інформації. – 2010. – Інформаційна та економічна безпека № 3 (84). – С. 14-16. 2. Вдовин Н.А. Физика: Учебное пособие. Часть III. Оптика. Атомная физика. / Н.А. Вдовин, Н.А. Харламова // Под общ. ред. А.И. Цаплина; Перм. гос. техн. ун-т. – Пермь, 2006. – 100 с. 3. Ишанин Г.Г. Источники и приемники излучения: Учебное пособие для студентов оптических специальностей ВУЗов / Г.Г. Ишанин, Э.Д. Панков, А.Л. Андреев, Г.В. Польщиков. – СПб.: Политехника, 1991. – 240 с.: ил. 4. ГОСТ 26148-84 Фотометрия. Термины и определения. 5. ГОСТ 7601-78 Физическая оптика. Термины, буквенные обозначения и определения основных величин. 6. ГОСТ 24286-88 Фотометрия импульсная. Термины и определения. 7. Валишев М.Г. Физика. Часть 5. Волновая оптика: учеб. пособие / М.Г. Валишев, А.А. Повзнер. – Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ-УПИ, 2006. – 61 с. 8. Новый энциклопедический словарь. – М.: Большая Российская энциклопедия, РИПОЛ КЛАССИК, 2004. – 1456 с.: ил. ISBN 5-85270-194-7 (Большая Российская энциклопедия).

Поступила в редколлегию 06.04.2011

А. А. ГУЧЕНКО, наук. сотр., НТУ «ХПИ»;
В. В. КНЯЗЕВ, канд. техн. наук, зав. отд., НТУ «ХПИ»;
П. Н. МЕЛЬНИКОВ, наук. сотр., НТУ «ХПИ»;
А. Ю. ЧЕРНУХИН, инженер, НТУ «ХПИ»

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ КОММУТАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ ДО 1,2 МВ

Розглянуто конструкцію розробленої й створеної в НДПКІ «Молнія» ємності на напругу до 1,2 МВ, яка використовується як формувальна ємність для забезпечення форм комутаційних імпульсів високої напруги та як ємнісний подільник напруги.

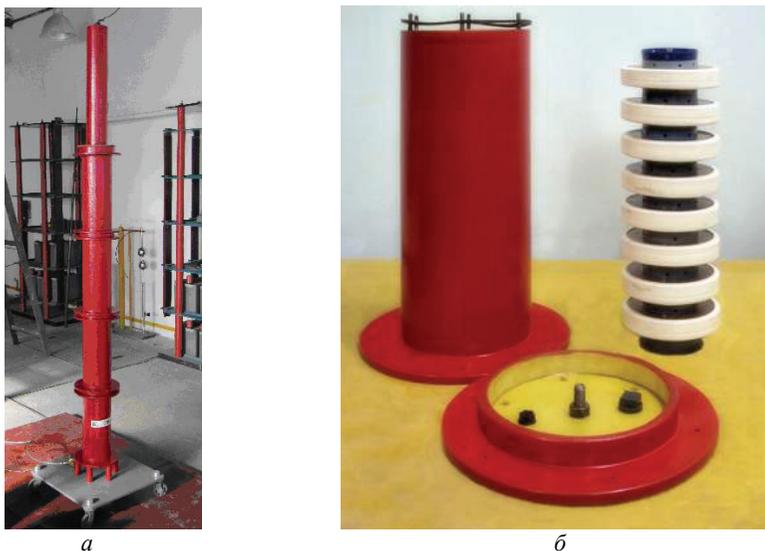
The construction developed and created in RDI «Molniya» capacity on voltage before 1,2 MV, used as forming capacity for providing forms of the high-voltage switching pulses and as capacitive divisor of the voltage is considered.

Введение. Необходимой составляющей испытаний технических средств, в частности электрооборудования и электроустановок, на электромагнитную стойкость являются испытания напряжениями коммутационных импульсов. Коммутационные перенапряжения возникают при коммутациях в электрических системах, при изменениях режимов работы либо при появлении повреждений (например, однофазных замыканий на землю). Импульсы коммутационных перенапряжений отличаются, например, от импульсов грозовых перенапряжений гораздо большей длительностью [1].

Для испытаний введен стандартный импульс аperiodической формы со временем подъема 250 мкс и спада до половины от амплитудного значения 2500 мкс, обозначаемый 250/2500. Помимо этого импульса допускается испытание технических средств импульсами с другими параметрами, например, 100/2500, 500/2500 и 1000/2500 [2]. В нормативной документации на электрооборудование отдельных видов указывается необходимость применения для испытания импульсов с параметрами, отличными от указанных.

Постановка проблемы. В НИПКИ «Молния» разработан и создан генератор импульсных напряжений (ГИН) амплитудой до 1,2 МВ, собственные параметры которого позволяют генерировать аperiodический импульс с временными параметрами 0,1/10000 мкс. Этот ГИН использовался при серии испытаний активных молниеприемников, в нормативной документации на которые (стандарт Франции NF C 17-102) указана необходимость проведения испытаний воздействием импульсов напряжения с параметрами 100–1000/10000 мкс. Так как операция перестройки ГИН, имеющего распределенные по ступеням демпфирующие и зарядно-разрядные резисторы (а существующий генератор является именно таким), довольно сложна [3], было принято решение о формировании импульса с помощью внешних дополнительных устройств – емкости формирующей (ЕФ) и фронтового резистора.

Основная часть. Разработанная и изготовленная ЕФ подключается к фронтальному резистору ГИН и, являясь дополнительной емкостной нагрузкой, формирует требуемое время подъема импульса. Общий вид ЕФ приведен на рис. 1, а.



а – общий вид емкости формирующей; б – модуль в разобранном виде
Рисунок 1 – Емкость формирующая

ЕФ состоит из следующих основных частей: четырех одинаковых модулей и передвижной электрической платформы, имеющей колеса с поворотными вертикальными осями. Все модули установлены в центре платформы друг на друга соосно и соединены с помощью фланцев.

Габариты ЕФ составляют $2020 \times 620 \times 620 \text{ мм}^3$, а вес – 100 кг.

Конструкция отдельного модуля показана на рис. 1б. Корпус выполнен из отрезка стеклопластиковой трубы и заглушается с торцов с использованием уплотнительных кольцевых резиновых прокладок дисковыми фланцами из СТЭФ. Внутри по оси корпуса устанавливается блок из восьми соединенных последовательно керамических конденсаторов типа К 15-10-0,01, каждый из которых имеет емкость $C_k = 10000 \text{ пФ}$. Внутренний объем модуля заполняется трансформаторным маслом через имеющиеся на фланцах пробки с уплотнениями. Каждый модуль является универсальной сборочной единицей, способной работать как самостоятельно, так и в любой комбинации с другими модулями, будучи соединенной последовательно или параллельно. Полный вес собранного и заполненного маслом модуля составляет 21 кг.

Используемые керамические конденсаторы согласно паспорту предназначены для работы в среде трансформаторного масла, имеют номинальное

напряжение $U_n = 50$ кВ и довольно значительный разброс по величине емкости (± 20 %). С целью обеспечения максимальной надежности и качества функционирования ЕФ был принят ряд мер. Во-первых, чтобы избежать неравномерности распределения напряжения по высоте каждого модуля и ЕФ в целом, было отобрано по величине емкости требуемое количество конденсаторов $n_{\text{общ}} = 32$ (допускался разброс не более 0,5 %). Во-вторых, каждый конденсатор подвергался испытанию постоянным напряжением величиной 50 кВ в масляной ванне в течение 1 минуты, не выдержавшие испытания конденсаторы (перекрывшиеся или пробившиеся) отбраковывались. В третьих, для получения минимальной индуктивности сборка конденсаторов производилась с помощью шпилек малой длины, обеспечивающих непосредственное касание вывода предыдущего конденсатора с выводом последующего без промежуточных токопроводов. В-четвертых, исходя из многолетнего опыта проектирования и эксплуатации подобных ЕФ высоковольтных устройств на базе керамических конденсаторов, за рабочее напряжение ЕФ была принята не величина $U_n \cdot n_{\text{общ}} = 50 \cdot 32 = 1600$ кВ, а значение на 25 % меньше, то есть – 1200 кВ.

Рассматриваемая ЕФ одновременно выполняет еще одну функцию – служит емкостным делителем для измерения формируемых импульсов напряжения. Согласно [4], ЕФ после подключения к ее нижнему концу емкости достаточно большой величины можно классифицировать как емкостный делитель напряжения с распределенными емкостями на стороне высокого напряжения.

Конструкция емкости плеча низкого напряжения показана на рис. 2.

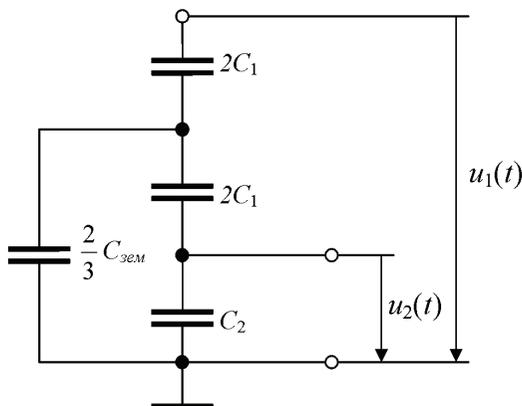


а – общий вид емкости; *б* – емкость в разобранном виде
Рисунок 2 – Емкость плеча низкого напряжения делителя

Снаружи, как видно на рис. 2, *а*, емкость представляет собой металлический экранирующий стакан, закрытый с торца крышкой, имеющий клеммы для подключения к плечу высокого напряжения с одной стороны и к заземлению с другой стороны и разъем для подключения измерительного кабеля. Пространственное расположение элементов, находящихся внутри стакана показано на рис. 2, *б*. Емкость набрана из семи параллельно включенных и расположенных коаксиально керамических конденсаторов К 10-17 на номиналь-

ное напряжение 50 В и емкостью 2 мкФ каждый. Последовательно с конденсаторами также коаксиально набран согласующий резистор общим сопротивлением 75 Ом, состоящий из семи параллельно включенных резисторов МЛТ.

Для определения расчетного коэффициента деления $K_{\partial}^{расч}$ рассматриваемого делителя применяется упрощенная схема замещения, приведенная на рис. 3.



- C_1 – емкость плеча высокого напряжения;
- C_2 – емкость плеча низкого напряжения ($C_1 \ll C_2$);
- $C_{зем}$ – емкость делителя относительно земли ($C_{зем} < C_1$);
- $u_1(t)$ – подводимое к делителю высокое напряжение;
- $u_2(t)$ – снимаемое с делителя низкое напряжение

Рисунок 3 – Упрощенная схема замещения емкостного делителя с распределенными емкостями относительно земли

Расчетный коэффициент деления с хорошим приближением записывается по [4] как

$$K_{\partial}^{расч} \approx \frac{C_1 + C_2}{C_1} \left(1 + \frac{C_{зем}}{6C_1} \right). \quad (1)$$

Последовательно соединенные конденсаторы модулей образуют емкость $C_1 = \frac{C_k}{n_{общ}} = \frac{10000}{32} = 310$ пФ.

Емкость делителя относительно земли $C_{зем}$, пФ как для вертикального цилиндра высотой H , см и диаметром D , см определяется по формуле [5]

$$C_{зем} = \frac{1,11H}{2 \ln \frac{2H}{D} - 1,1}. \quad (2)$$

После подстановки в формулу (2) размеров $H = 200$ см и $D = 9,3$ см, получается $C_{зем} = 34,6$ пФ.

Используемая емкость плеча низкого напряжения C_2 , измеренная с помощью цифрового измерителя L, C, R типа Е 7-8, составляет 15,56 мкФ.

При таких численных значениях емкостей схемы замещения делителя коэффициент деления, рассчитанный по формуле (1), равен: $K_o^{расч} = 51127$.

С целью определения коэффициента деления экспериментальным путем, а также проверки функционирования делителя при воздействии на него импульсов напряжения были проведены высоковольтные испытания. К плечу высокого напряжения емкостного делителя был подсоединен высоковольтный вывод испытательного генератора типа ИГГИ-6 [6]. К разъему плеча низкого напряжения с помощью измерительного кабеля подсоединялся вход цифрового осциллографа типа TEKTRONIX TDS-1012. На рис. 4 и 5 приведены типовые осциллограммы импульсов напряжения, подаваемых на плечо высокого напряжения испытываемого емкостного делителя и снимаемых с плеча низкого напряжения. Используемый осциллограф позволяет регистрировать одновременно импульсы напряжения, подаваемые на плечо высокого напряжения делителя $u_1(t)$ и снимаемые с плеча низкого напряжения $u_2(t)$. Первая кривая регистрируется каналом осциллографа CH1, а вторая – каналом CH2, что и показано на рис. 4а и 5а. На рис. 4, б и 5, б кривые импульсов напряжения, снимаемого с плеча низкого напряжения, путем изменения вертикального масштаба изображения сигнала были совмещены по амплитуде с кривыми импульсов напряжения, подаваемого на плечо высокого напряжения делителя.

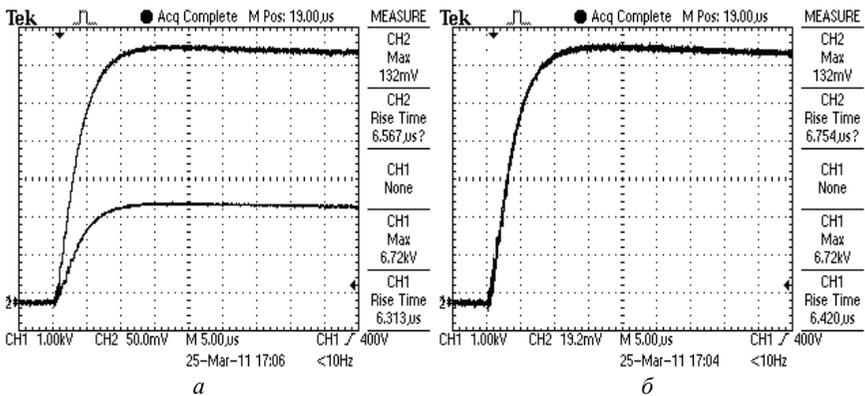


Рисунок 4 – Осциллограммы фронта импульсов напряжения

Полное совпадение импульсов по форме свидетельствует о достаточно малых временах нарастания и реакции на прямоугольный импульс испытываемого делителя, а отсутствие наложенных колебаний и выбросов доказывает малое влияние индуктивностей делителя.

После подачи и осциллографирования 20 апериодических импульсов напряжения амплитудой 6 кВ было проведено усреднение полученных данных. Коэффициент деления, определенный экспериментальным путем, вычислялся

как: $K_{\partial}^{эксн} = \frac{u_1(t)}{u_2(t)}$. Усреднение расчетного и экспериментальных значений да-

ет коэффициент деления рассматриваемого емкостного делителя напряжения $K_{\partial}^{ср} = 51230$. Для окончательного подтверждения полученных результатов высоковольтных испытаний предусматривается ряд экспериментов с подачей на делитель с включенными параллельно ему стандартными измерительными шарами импульсов напряжения от ГИН.

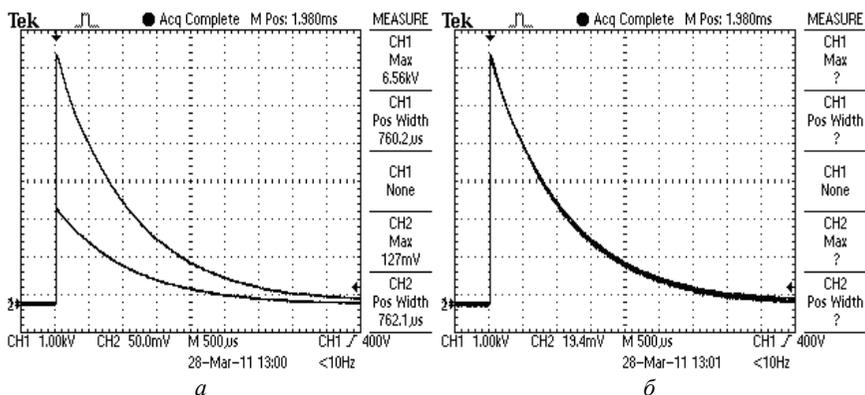


Рисунок 5 – Осциллограммы полных импульсов напряжения

Выводы

1. Разработанная и созданная в НИПКИ «Молния» емкость формирующая позволяет вместе с фронтовым резистором ГИН формировать коммутационные импульсы напряжения с амплитудой до 1,2 МВ и временными параметрами 100–1000/10000 мкс.
2. Емкостный делитель, созданный на базе формирующей емкости, пригоден к использованию в качестве измерительного средства при проведении испытаний различных технических средств на электромагнитную стойкость, совместимость, электрическую прочность изоляции и т.п. импульсами напряжения амплитудой до 1,2 МВ микро- и миллисекундного временного диапазона.

Список литературы: 1. Техника высоких напряжений: теоретические и практические основы применения : пер. с нем. / М. Бейер, В. Бек, К. Меллер, В. Цаенгль; под ред. В.П. Ларионова. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 560 с. 2. Межгосударственный стандарт ГОСТ 1516.2 – 97. Электрооборудование и электроустановки переменного тока на напряжение 3 кВ и выше. Общие методы испытаний электрической прочности изоляции. – Киев: Госстандарт Украины, 1999. – 31 с. 3. Кужескин И.П. Испытательные установки и измерения на высоком напряжении. – М.: Энергия, 1980. – 136 с. 4. Шваб А. Измерения на высоком напряжении: Измерительные приборы и способы измерения : пер. с нем. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 264 с. 5. Ашнер А.М. Получение и измерение импульсных высоких напряжений : пер. с нем. – М.: Энергия, 1979. – 120 с. 6. Испытательный генератор грозных импульсов ИГИ-6. Руководство по эксплуатации. – 39 с.

Поступила в редколлегию 06.04.2011

О. О. ДЕМ'ЯНЕНКО, студент, НТУ «ХПІ»

МЕТОДИКА ОЦІНКИ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СТІЙКОСТІ РАДІОЕЛЕКТРОННОГО ОБЛАДНАННЯ

Проведена класифікація взаємного розташування каналу розряду блискавки та типового формалізованого радіоелектронного обладнання. Розроблена методика оцінки електромагнітної стійкості радіоелектронного обладнання, розташованого у замкнутому просторі, що дозволила на ранніх стадіях проектування об'єктів здійснювати розрахунки кондуктивних завад.

Classification of mutual arrangement of lightning discharge channel and typical formalized radio electronic equipment is accomplished. A stability estimation technique of electronic equipment located in closed space is developed and on its basis the decision support system is developed, it allowed on the early stages planning of objects to carry out the calculations of impact hindrances.

Постановка проблеми. Віддалений розряд блискавки є небезпечним джерелом імпульсних завад, що становлять загрозу для електрообладнання. Основним каналом проникнення енергії електромагнітних імпульсів блискавки в екрановані приміщення є кабелі та інші електропроводові елементи.

Багато електричних систем пов'язано безпосередньо або побічно з кабельними комунікаціями або іншими контурами, розташованими поза межами екрану. Прямий розряд блискавки малоймовірний, оскільки металокопункції є природним громовідводом. Проте при розрядах блискавки в безпосередній близькості від металокопункцій виникають потужні електромагнітні поля. Вони є каналом проникнення завад всередину екранованого приміщення, що викликає збої в роботі радіоелектронного обладнання, розташованого всередині замкнутого простору.

Таким чином, імпульсні завади, що виникають під впливом зовнішніх електромагнітних імпульсів, є істотною загрозою для електронного радіотехнічного і електромеханічного обладнання. У зв'язку з цим виникає необхідність в отриманні інформації про рівні завад, що створюються непрямым розрядом блискавки. Тому актуальною стає розробка методики оцінки рівня стійкості електронного обладнання, розташованого в замкнутому просторі.

Метою статті є створення методики оцінки стійкості електронного обладнання, розташованого у замкнутому просторі, для її використання на ранніх стадіях проектування об'єктів.

Серед джерел виникнення зовнішніх електронних імпульсів найбільш небезпечним є електромагнітний імпульс віддаленого розряду блискавки (рис. 1). У цьому випадку основним каналом проникнення енергії зовнішніх електромагнітних імпульсів в екрановані приміщення є кабелі та інші електропровідні елементи.

Магнітні поля близьких розрядів блискавки індукують у внутрішньосистемних замкнутих і напівзамкнутих контурах будівель і споруд, утворених з

різних протяжних металевих предметів (трубопроводів, електричних проводок та ін.) кондуктивні завади (рис. 2). У незамкнених контурах, в контурах, контакти яких недостатньо надійні в місцях з'єднання або в місцях зближення окремих елементів контуру один з одним, кондуктивні завади викликають вихід з ладу обладнання, що розташоване всередині приміщень та під'єднане до провових ліній зв'язку та електромереж [1].

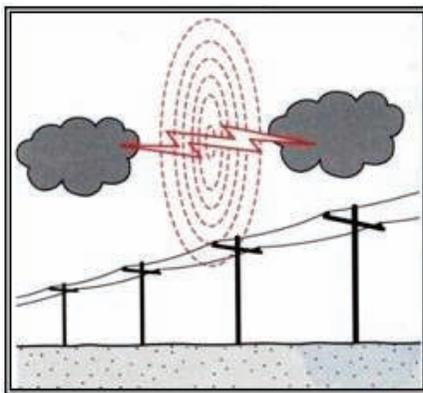


Рисунок 1 – Віддалений розряд блискавки

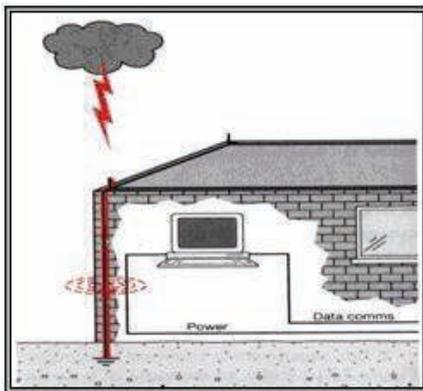


Рисунок 2 – Електромагнітний вплив висотного розряду блискавки на внутрішньосистемні контури будівель і споруд

У зв'язку з цим був проведений експеримент по стійкості елементної бази до впливу кондуктивних завад, в ході якого виявлено, що транзистор виходить з ладу при величині завад 10-65 В.

Для мікросхем результати експерименту наведені в табл. 1. Основною причиною їх відмов при впливі кондуктивних завад є прожог металізації (рис. 3).

Екранування мікросхем не захищає їх від впливу електромагнітного поля, оскільки додаткові напруги прикладаються від зовнішніх елементів і ланцюгів

до виводів мікросхеми, а саме до контактних площадок кристала і інших мікроструктурних елементів. При наявності захисту від електростатичного розряду розміри кристала впливають на стійкість мікросхем. Таким чином, для підвищення стійкості радіоапаратури слід використовувати мікросхеми з невеликими геометричними розмірами кристалів і додатковим захистом в місцях кріплення мікросхем.

Таблиця 1 – Значення критичної і порогової енергії пошкодження мікросхем

Тип мікросхем	Енергія пошкодження, Дж	
	критична при $\tau_{и} \leq 0,1$ мкс	порогова, при $\tau_{и} = 50$ мкс
Інтегральні мікросхеми	$(8...10) 10^{-7}$	$(3...6) 10^{-6}$
Логічні мікросхеми	$(1...5) 10^{-7}$	$(1...4) 10^{-6}$

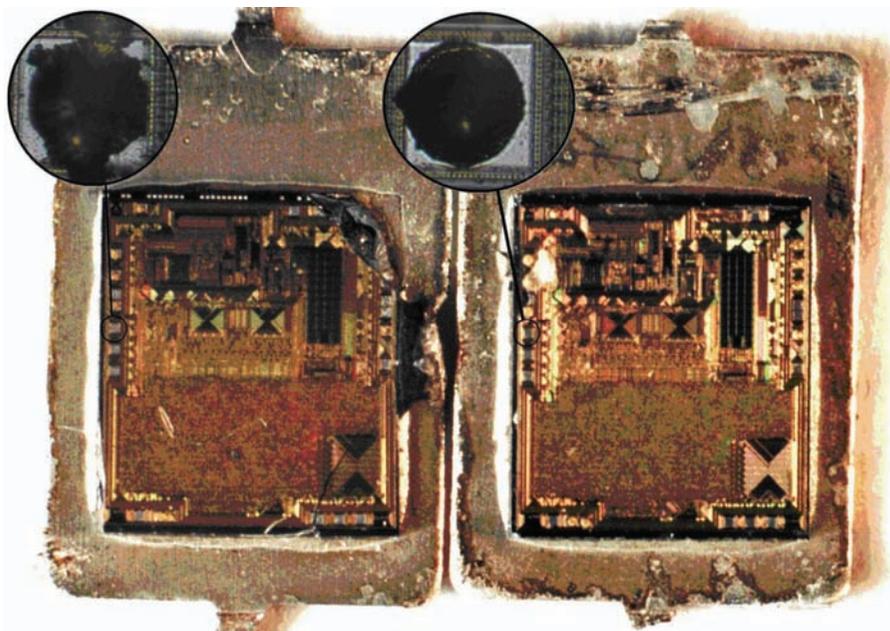


Рисунок 3 – Прожог металізації мікросхеми

Резистори щодо більш стійкі до дії імпульсних завад, ніж інші елементи. Для коротких імпульсів основний механізм пошкодження - це виникнення пробую поза або всередині приладу, що спричиняють зменшення пробивної напруги, зменшення опору і виходу резистора з ладу через перегорання його струмопровідного покриття. Для резисторів результати експерименту наведені в табл. 2.

Під час проведення досліджень було виявлено, що величина 10 В є найменшим з можливих значень напруги пробую для елемента, який може знахо-

дитися на вході пристрою. Оскільки априорі не відомо, який елемент знаходиться на вході, доцільно проводити розрахунки, відштовхуючись від даної величини [2].

Таблиця 2 – Гранично допустимі параметри електромагнітної стійкості резисторів

Тип резистора	Номінальна потужність, Вт	Межі опору, Ом	Гранично допустимі параметри при $\tau_{\text{н}} = 50 \text{ мкс}$	
			Імпульсна електрична стійкість, кВ	Порогова енергія пошкодження, Дж
Дротові	2	$50 \dots 3 \cdot 10^3$	8...20	30...3
	3	$200 \dots 3 \cdot 10^3$	12...16	20...2
	5	$50 \dots 1,2 \cdot 10^3$	10...30	50...1
	10	$50 \dots 7 \cdot 10^3$	10...50	100...1
Плівкові металізовані	0,125	$100 \dots 1,1 \cdot 10^3$	0,2...1,25	$(7,5 \dots 5) \cdot 10^{-2}$
	0,25	$100 \dots 5 \cdot 10^4$	0,15...1,75	$(4 \dots 1) \cdot 10^{-2}$
	0,5	$100 \dots 9,09 \cdot 10^4$	0,4...2,0	$(1 \dots 0,1) \cdot 10^{-4}$
	1,0	$200 \dots 3 \cdot 10^6$	0,2...3,2	$(3 \dots 0,1) \cdot 10^{-4}$
	2,0	$100 \dots 5 \cdot 10^6$	0,3...5,0	$(10 \dots 0,2) \cdot 10^{-4}$
Вуглецеві композиційні	0,25	$51 \dots 1,2 \cdot 10^6$	0,2...2,0	$(4 \dots 0,5) \cdot 10^{-2}$
	0,5	$51 \dots 1 \cdot 10^6$	0,2...2,4	$(1 \dots 0,2) \cdot 10^{-2}$
	1,0	$51 \dots 1,1 \cdot 10^6$	0,1...1,8	$(10 \dots 1) \cdot 10^{-1}$

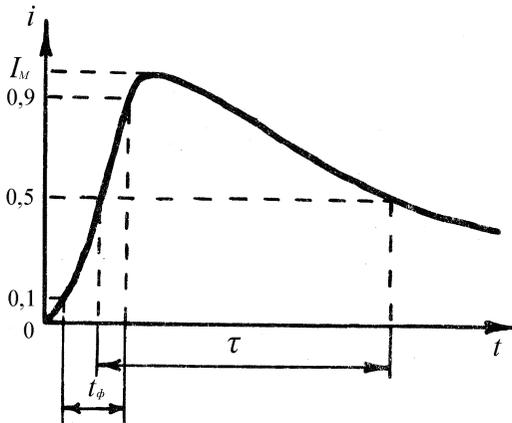
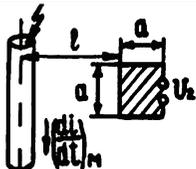
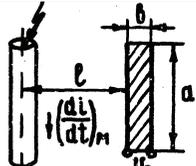
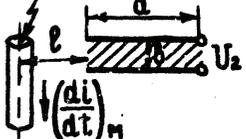
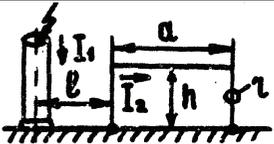
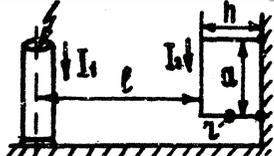
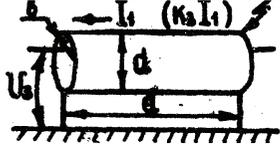


Рисунок 4 – Параметри струму розряду блискавки

Розряд блискавки над поверхнею суші характеризується наступними параметрами (рис. 4):

- максимальний струм в каналі розряду блискавки $I_M = 80 \dots 200 \text{ кА}$;
- час наростання $t_{\phi} = 1 \text{ мкс}$ (по рівню $0,1 \dots 0,9 I_M$);

Таблиця 3 – Імпульсні напруги, що наводяться розрядом блискавки

Взаємне розташування провідників	Формули для визначення значення напруги
	$U_1 = k_1 \left(\frac{di}{dt} \right)_M$
	$U_2 = k_2 \left(\frac{di}{dt} \right)_M$
	$U_2 = k_2 a \left(\frac{di}{dt} \right)_M$
	$U_2 = k_2 b \left(\frac{di}{dt} \right)_M$
	$U_2 = \frac{k_3}{a} I_{1M} R_{ex}$
	$U_2 = k_3 I_{1M} R_{ex}$
	$U_3 = k_4 a I_{1M}$ $U_3 = k_3 k_4 a I_{1M}$

- тривалість імпульсу $\tau = 50$ мкс (по рівню $0,5 I_M$);
- максимальна швидкість наростання струму $(di/dt)_{\max} = 80 \dots 100$ кА/мкс.

При розрядах блискавки над морською поверхнею швидкість наростання струму в 3-10 разів більше, а час наростання t зменшується до 90 нс.

Про протіканні по провіднику струму блискавки максимальну величину імпульсної напругу в обладнанні, розташованому поблизу даного провідника, можна визначити, знаючи величину взаємної індуктивності обладнання і проволу зі струмом блискавки [3]:

$$U = IM(di/dt)_M.$$

Проведена класифікація взаємного розташування каналу розряду блискавки та типового формалізованого радіоелектронного обладнання, на основі якої розроблена методика оцінки стійкості радіоелектронного обладнання, розташованого у замкнутому просторі (табл. 3).

На основі представлених в табл. 1 розрахункових залежностей була розроблена база даних для системи підтримки прийняття рішень для оцінки стійкості електронного обладнання, розташованого у замкнутому просторі. Структурна схема розробленої системи наведена на рис. 5.



Рисунок 5 – Структурна схема системи підтримки прийняття рішень

Висновки. Розроблена методика оцінки електромагнітної стійкості радіоелектронного обладнання, розташованого у замкнутому просторі, дозволила на ранніх стадіях проектування об'єктів здійснювати розрахунки кондуктивних завад.

Список літератури: 1. Юман М.А. Молния. – М.: Мир, 1972. – 327 с. 2. Базелян Э.М. Физика молнии и молниезащиты. – М.: Физматлит, 2001. – 319 с. 3. Кравченко В.И. Молния. Электромагнитные факторы и их поражающее воздействие на технические средства. – Харьков: НТМТ, 2010. – 292 с.

Надійшла до редколегії 31.03.2011.

Н. Н. ИГНАТЕНКО, канд. тех. наук, зав. сектором, НТУ «ХПИ»

ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Для підвищення ефективності роботи генераторів великих імпульсних струмів запропоновано в його розрядному контурі використовувати раціонально вибрану коректуючу ємність. Показано, що за допомогою генератора імпульсної напруги та коректуючої ємності можливе формування зрізано-го імпульсу високої напруги з заданим часом зростання.

For increasing efficiency of work of generators of high pulsed currents, it is proposed to use rationally chosen corrective capacitance in their discharging circuit. It is shown that with help of generator of pulsed voltage and corrective capacitance it is possible to form chopped pulse of high voltage with the given rise time.

Введение. В высоковольтной импульсной технике находят широкое применение генераторы импульсных токов и напряжений. В частности, указанные генераторы импульсных токов (ГИТ) используются при магнитно-импульсной обработке металлов, а генераторы импульсных напряжений (ГИН) могут быть применены для высоковольтных испытаний по ГОСТ 30585-98 изоляционных конструкций. Для генераторов ГИТ важными характеристиками являются не только максимальное рабочее напряжение и емкость накопителя, но и η_p – коэффициент полезного действия (КПД) разрядного контура. Численное значение коэффициента η_p может быть определено из выражения [1]:

$$\eta_p = \frac{W_n}{W_0}, \quad (1)$$

где W_n – энергия, передаваемая в нагрузку генератора при разряде его емкостного накопителя энергии (ЕНЭ); W_0 – количество энергии, которая запасается в высоковольтных емкостях накопителя.

При проведении оценок величины коэффициента η_p для классического генератора ГИТ, работающего в колебательном режиме, можно видеть, что его численное значение сильно зависит от собственной индуктивности накопителя L_0 и величины RL -нагрузки. Значительная величина индуктивности емкостного накопителя L_0 приводит к тому, что рассматриваемые классические генераторы ГИТ редко имеют значение коэффициента η_p более 0,5.

Достаточно часто генераторы ГИН используют при испытаниях высоковольтных конструкций на действие срезанного импульса напряжения. В разрядном контуре данного генератора используется «срезающий» разрядник, который настраивается так, чтобы он срабатывал в момент достижения напряжением на нагрузке $u_p(t)$ своего максимального значения. Из анализа работы такого генератора следует, что в этом случае амплитудное значение напряжения $u_p(t)$ может быть равно рабочему напряжению емкостного накопителя U_0 .

Значительно повысить коэффициент η_p в генераторе ГИТ и амплитуду напряжения в нагрузке высоковольтного ГИН позволяют установки, схемы замещения разрядных контуров которых показаны на рис. 1 и рис. 2. В разрядный контур указанных высоковольтных установок введены корректирующие емкости C_k [2-5]. Проведем анализ работы генераторов (рис. 1 и рис. 2) и покажем, что введение рационально выбранных корректирующих емкостей позволяет повысить энергетическую эффективность ГИТ и ГИН.

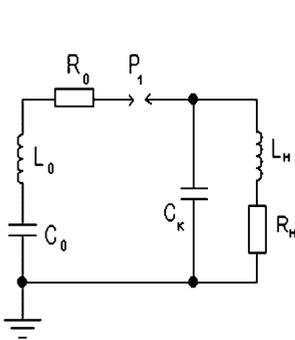


Рисунок 1 – Схема замещения генератора ГИТ с применением емкости C_k

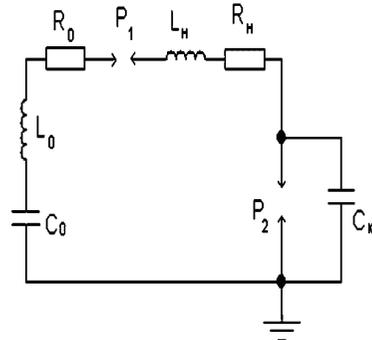


Рисунок 2 – Схема замещения ГИН с использованием C_k

Анализ работы генератора ГИТ с применением емкости C_k . При проведении расчетов в схеме замещения генератора (схема ГИТ рис. 1) полагаем, что величина активных сопротивлений R_0 и R_n мала и их влиянием на ток в нагрузке $i_n(t)$ можно пренебречь. Проводя расчет схемы замещения генератора операторным методом, представим оригинал тока $i_n(t)$ в следующем виде:

$$i_n(t) = \frac{U_0}{2L_n L_0 C_k b^2} \left(\frac{\sin ct}{c} - \frac{\sin mt}{m} \right); \quad (2)$$

$$b^2 = \left[0,25(C_0 L_0 + C_0 L_n + C_k L_n)^2 (C_0 L_0 C_k L_n)^{-2} - (C_0 L_0 C_k L_n)^{-1} \right]^{0,5};$$

$$c = \left[0,5(C_0 L_0 + C_0 L_n + C_k L_n) (C_0 L_0 C_k L_n)^{-1} - b^2 \right]^{0,5};$$

$$m = \left[0,5(C_0 L_0 + C_0 L_n + C_k L_n) (C_0 L_0 C_k L_n)^{-1} + b^2 \right]^{0,5}.$$

Из выражения (2) следует, что при применении емкости C_k в разрядном контуре генератора ГИТ возникают две круговые частоты m и c . Если для круговых частот выполняется условие:

$$m = 3c; \quad (3)$$

то амплитуда тока $i_n(t)$ в нагрузке генератора будет максимально возможной. Используя (3), можем определить рациональное значение корректирующей емкости C_k в исследуемом генераторе импульсных токов:

$$C_k = k - \sqrt{k^2 - C_0^2 (L_0 + L_n)^2 L_n^2}, \quad (4)$$

где $k = 5,56 C_0 L_0 / L_n - C_0 (L_0 + L_n) / L_n$.

Если емкость C_k в генераторе импульсных токов выбрана из соотношений (3) и (4), то выражение для тока $i_n(t)$ можно представить в виде:

$$i_n(t) = \frac{2U_0}{3L_n L_0 C_k b^2 c} \sin^3(ct). \quad (5)$$

Проведенные численные расчеты на ПЭВМ показывают, что при учете влияния активного сопротивления разрядного контура генератора ГИТ значения импульсного тока $i_n(t)$ могут быть найдены из приближенного выражения:

$$i_n(t) \approx \frac{2U_0}{3L_n L_0 C_k b^2 c} e^{-\delta t} \sin^3(ct), \quad (6)$$

где $\delta = 0,5 (R_0 + R_n) (L_0 + L_n)^{-1}$.

Применив приведенные соотношения, проведем численный расчет импульсного тока $i_n(t)$ в нагрузке генератора ГИТ (рис. 1). Пусть емкостной накопитель рассматриваемого ГИТ имеет следующие электрические параметры: $C_0 = 2$ мкФ; $L_0 = 1,5$ мкГн; $R_0 = 0,5$ Ом, а активно-индуктивная нагрузка составляет: $-R_n = 0,1$ Ом; $L_n = 0,5$ мкГн. При рабочем напряжении $U_0 = 2$ кВ в ГИТ, в котором не применяется емкость C_k , максимальное расчетное значение тока $i_n(t)$ будет равно $I_{nm} = 1,28$ кА, а круговая частота такого генератора будет иметь значение $\omega_k = 0,4769 \cdot 10^6$ с⁻¹. В таком классическом ГИТ коэффициент η_p равен $\eta_p = 0,103$. Определим КПД разрядного контура генератора с применением корректирующей емкости C_k . Используя соотношение (4), находим, что расчетное значение корректирующей емкости будет равно $C_k = 1,29$ мкФ. Исходя из наличия высоковольтных емкостей, выбираем рациональное значение $C_k = 1,25$ мкФ. Согласно (2), круговая частота c разрядного контура генератора ГИТ будет равна $c = 0,489 \cdot 10^6$ с⁻¹. Исходя из выражения (6), находим, что максимальное значение тока $i_n(t)$ в нагрузке рассматриваемого генератора будет равно $I_{nm} = 1,84$ кА. Коэффициент η_p в таком генераторе ГИН будет равен $\eta_p = 0,212$.

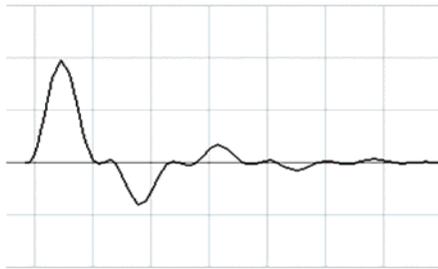


Рисунок 3 – Расчетная кривая тока $i_n(t)$ в нагрузке генератора ГИТ с использованием емкости $C_k = 1,25$ мкФ (5 мкс/дел, 1 кА/дел)

На рис. 3 приведена расчетная кривая тока $i_n(t)$ в нагрузке рассматриваемого генератора ГИТ. Расчет проводился на ПЭВМ с использованием прикладной программы EWB-5.12 [6]. Согласно полученным результатам, при

указанных электрических параметрах импульсный ток $i_n(t)$ в генераторе достигает своего максимального значения $I_{nm} = 1,95$ кА при $t_m = 3,06$ мкс. Соответствие результатов расчета подтверждают и проведенные на высоковольтном макете ГИТ экспериментальные исследования. Так, максимальное измеренное значение $i_n(t)$ в нагрузке генератора было примерно равно $I_{nm} \approx 1,9$ кА, а своего максимума ток достигал при $t_m \approx 3,1$ мкс.

Работа генератора ГИН с использованием корректирующей емкости.

Проведенные вычисления показывают, что без учета влияния активных сопротивлений импульсное напряжение $u_p(t)$, действующее на разрядный промежуток P_2 в ГИН (рис. 2), может быть представлено в виде:

$$u_n(t) = \frac{U_0 C_0}{C_0 + C_k} [1 - \cos(rt)], \quad (7)$$

где $r = (C_0 + C_k)^{0,5} C_0^{-0,5} C_k^{-0,5} (L_0 + L_n)^{-0,5}$.

Ясно, что своего максимального значения импульсное напряжение $u_p(t)$ в рассматриваемом генераторе ГИН достигнет при выполнении условия:

$$rt_m = \pi. \quad (8)$$

Из выражения (8) следует, что задавав время нарастания t_m напряжения $u_p(t)$, можно определить электрические параметры емкости C_k как:

$$C_k = \frac{t_m^2 C_0}{\pi^2 C_0 (L_0 + L_n) - t_m^2}. \quad (9)$$

Задав время нарастания $t_m = 1$ мкс, определим емкость C_k для ГИН, имеющего следующее электрические параметры: $C_0 = 2$ мкФ; $L_0 = 1,5$ мкГн; $R_0 = 0,5$ Ом; $R_n = 0,1$ Ом; $L_n = 0,5$ мкГн. Применив выражение (9), находим, что для данного генератора расчетное значение емкости C_k , будет равно $C_k = 0,052$ мкФ. Выбираем значение $C_k = 0,05$ мкФ. Согласно (7), при рабочем напряжении $U_0 = 2$ кВ максимальное значение $u_p(t)$, будет равно $U_{nm} = 3,89$ кВ. Если в генераторе не применяется корректирующая емкость, то максимальное значение импульсного напряжения $u_p(t)$, будет равно $U_{nm} = 2$ кВ.

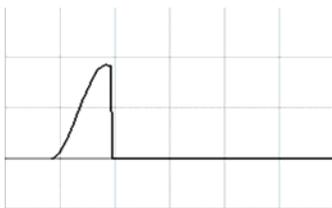


Рисунок 4 – Расчетное напряжение $u_p(t)$ в ГИН с корректирующей емкостью $C_k = 0,05$ мкФ при срабатывании разрядника P_2 в максимуме напряжения (1,95 кВ/дел; 1 мкс/дел)

Если разрядник P_2 в генераторе ГИН (рис. 2) настроен так, чтобы его срабатывание происходило в момент времени t_m , то на нагрузке можно полу-

чать срезанные импульсы напряжения, амплитуда которых будет значительно выше напряжения U_0 .

На рис. 4 приведена расчетная кривая импульсного напряжения $u_p(t)$ в ГИН с указанными параметрами. Расчет проводился на ПЭВМ с учетом влияния активного сопротивления разрядного контура генератора. Результаты расчета показывают, что своего максимального значения $U_{nm} = 3,68$ кВ импульсное напряжение $u_p(t)$ достигает в момент времени $t_m = 1$ мкс. Проведенные дальнейшие исследования работы генератора показали хорошее совпадение экспериментальных и расчетных данных.

Выводы

1. Установлено, что генераторы ГИН с применением рационально выбранной корректирующей емкости C_k , включенной параллельно RL -нагрузке, имеют высокий КПД разрядного контура. Проведен анализ работы такого генератора и получены соотношения для расчета амплитудно-временных характеристик (АВХ) импульсного тока в нагрузке и обоснованного выбора емкости C_k . Полученные результаты могут быть использованы при проведении малозатратной модернизации мощных генераторов импульсных токов.
2. Теоретически и экспериментально исследована работа генератора ГИН (рис. 2). Данный генератор может быть применен для формирования высоковольтных срезанных импульсов напряжения с заданным временем нарастания. Показано, что при указанных электрических параметрах рассматриваемый генератор позволяет получать высоковольтные импульсы в 1,6 раза большей амплитуды, чем установки, собранные по традиционной схеме.

Список литературы: 1. Кноффель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с. 2. Патент України № 6279, МКІ НОЗК3/53. Генератор імпульсних струмів // Баранов М. І., Ігнатенко М. М., Колобовський А. К. – Оpubл. Бюл. № 5. – 16.05.2005. – 4 с. 3. Баранов М.І., Ігнатенко. Н.Н. Повышение энергетической эффективности разрядных цепей генераторов больших импульсных токов с мощными емкостными накопителями энергии // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ», 2009. – № 49. – С. 3-14. 4. Патент України № 12376, МПК НОЗК3/53. Установка для отримання імпульсного струму блискавки // Баранов М.І., Ігнатенко М.М., Колобовський А.К. – Оpubл. Бюл. № 2. – 15.02.2006. – 4 с. 5. Ігнатенко Н.Н. Расчет переходных процессов в генераторах тока молнии с замыкателями нагрузки // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ», 2009. – № 11. – С. 38-45. 6. Карлацук В.І. Электронная лаборатория на IBV PC. Программа Electronics Workbench и ее применение. – М.: Солон – Р, 2000. – 506 с.

Поступила в редколлегию 25.03.2011.

О. В. КАСІЛОВ, канд. техн. наук, доцент, НТУ «ХП»;
М. Ф. СТРУЧАЄВ, студент, НТУ «ХП»

РОЗРОБКА УНІВЕРСАЛЬНОЇ БІЛІНГОВОЇ СИСТЕМИ

У статті розглядаються особливості побудови універсальної білінгової системи для сфери телекомунікацій і зв'язку.

The article deals with peculiarities of constructing a universal billing system for telecommunications and communications.

Області використання білінгових систем можуть бути самими різноманітними. Найсприятливішою для розвитку і поширення білінгових систем виявилася сфера телекомунікацій і зв'язку.

Розробка білінгових систем до недавнього часу була дуже спеціалізованим напрямком розробки ПЗ. Не дивлячись на те, що ця область була в деякій мірі вивчена, останніми роками сталися серйозні зміни, які кардинально вплинули на вигляд систем розрахунків. В першу чергу це пов'язано з дуже стрімким розвитком інтернет-сервісів, різних видів телефонії і послуг передачі даних. З появою цих технологій почав зростати і розвиватися ринок телекомунікаційних послуг, виникла необхідність в білінгових системах, які займаються обліком надання, споживання і оплати цих послуг [1].

Про зростаючий інтерес до проблем розробки білінгових систем в нашій країні і за кордоном свідчать поява публікацій на тему білінга в ІТ-пресі [2, 3].

Як в будь-якій досить молодій галузі знань, у сфері розробки білінгових систем є ряд невирішених проблем. Зокрема, недостатньо розроблена теоретична база побудови білінгових систем, не вирішено питання конвергентності білінга, тобто його можливості охоплювати і обробляти універсальним чином будь-які послуги [4, 5].

Розробка білінгової системи повинна вестися з урахуванням принципу універсальності. Передбачається, що послуги, які можуть додаватися в білінгову систему, комбінуватися і змінювати свої характеристики в процесі розвитку технологій, повинні оброблятися нею абсолютно однотипно. Це дозволить розширювати сервісні функції білінгової системи без додавання нових модулів, а також дасть можливість об'єднувати тарифікацію і оплату різних послуг у рамках однієї системи.

Структура системи. Проектовану систему необхідно розділити на дві підсистеми (див. рисунок). Одна з цих підсистем проводитиме облік клієнтів і відповідатиме за розрахунки з ними (розрахункова підсистема) друга взаємодіятиме з технологічними серверами і включатиме елементи технології послуг (технологічна підсистема), що надаються.



Розрахункова підсистема відповідає за облік грошей, контроль за наданням послуг залежно від грошей і обробку даних статистики, результати якої відображаються на можливості подальшого надання послуг.

Технологічна підсистема відповідає за управління даними, необхідними для надання послуг і збір статистики по наданих послугах.

Пропонується розділити розрахункову і технологічну частини з наступних причин:

1. Для розрахункової підсистеми не важливий спосіб надання послуги, її характер і сенс. У її завдання входить лише облік "абстрактного" ресурсу. Це дозволяє модифікувати і налаштувати технологічну підсистему без змін в розрахунковій підсистемі. Тобто технологічні нововведення, що відбуваються з розвитком інформаційних сервісів, не призводять до написання нового коду або ускладнення структури бази даних.

2. Для технологічної підсистеми не важливий спосіб обліку грошей, несуттєво, у рамках якого тарифу надається послуга, скільки вона коштує. Тому зміна прейскуранта, введення нових платіжних планів, поява альтернативних форм оплати і тому подібне приведе тільки до зміни розрахункової підсистеми, не торкнувшись роботи технологічної підсистеми.

3. Різні вимоги до підсистем диктують різну їх архітектуру. Наприклад, швидкодія підсистем має бути досягнута по різних критеріях: розрахункова

підсистема повинна забезпечувати швидкодію при великих запитах (один запит обробляє багато записів), а технологічна - при великій кількості одночасних запитів (один запит обробляє 1-2 записи). Для розрахункової підсистеми дуже важлива надійність, але відмовостійкість для неї – не головна вимога. Для технологічної підсистеми локальні втрати даних, навпаки, неприпустимі, але для неї критична відмовостійкість, тому що відмова в наданні сервісу спричиняє за собою втрати в грошах. Отже, технології побудови баз даних і алгоритмів в підсистемах можуть (і повинні) відрізнятися.

4. Вихід з ладу однієї з підсистем не призводить до "підвисання" другої, оскільки підсистеми слабо пов'язані між собою і в той же час самодостатні для виконання своїх завдань. Це служить додатковою страховкою при збоях.

5. У цій моделі розділені дві найбільш ресурсоємні операції: авторизація і облік грошей. Підрахунком грошей і управлінням правами доступу займаються різні процеси, які можуть бути рознесені навіть на різні сервери.

Оскільки білінгова система може бути великим комплексом, що виконує ряд сильно або слабо взаємозв'язаних завдань, виділимо ядро системи як мінімальну функціонально необхідну її частину.

Ядро відповідає за рух потоку даних (data flow) і потоку грошей (cash flow) і реалізує ланцюжок «гроші => послуга => гроші». Ядро складається з частини бази (чи декількох баз) даних і алгоритмів, які здійснюють логіку роботи ядра.

Переваги такого підходу наступні:

1. Визначення мінімальної працюючої конструкції, що забезпечує життєво важливі функції білінгової системи.

2. Можливість нарощування і модернізації модулів без зміни структури ядра.

3. Можливість отримання процесами відомостей безпосередньо з ядра як єдиного достовірного джерела.

Ядро охоплює частину розрахункової підсистеми (розрахункова частина ядра), і частину технологічної підсистеми (технологічна частина ядра). Обидві частини ядра знаходяться в постійній взаємодії. Коректно відобразити дані, уникнути циклів і мінімізувати процес обробки інформації - це головне завдання ядра.

Для синхронізації роботи двох частин ядра використовується механізм синхронізації, що переводить по певних алгоритмах зміни, які сталися в одній частині ядра, до змін в іншій. Цей механізм має бути добре оптимізований з точки зору процесорного часу і потужності, оскільки є найбільш важливим в роботі усєї системи в цілому, відповідаючи за її злагоджену роботу. Швидкодія цього механізму впливає на можливість роботи системи в режимі реального часу.

Окрім основних завдань, описаних вище, білінгова система може вирішувати ряд допоміжних проблем, пов'язаних з характером надання і обліку послуг.

Розрахункова частина ядра відповідає за облік грошей, контроль за наданням послуг, обробку статистики в мінімально необхідному об'ємі. Такі операції як клієнтський облік, бухгалтерський облік, ділерські системи, призначені для користувача і адміністративні інтерфейси і тому подібне не є частиною ядра, вони добудовуються поверх ядра як модулі.

Функції розрахункової частини ядра: реєстрація клієнтів; організація безлічі платіжних планів і їх відображення в ресурси; підписка клієнтів на вибрані ними платіжні плани; прийом, фіксація і обробка платежів різних форм; контроль за наданням послуг; облік наданих послуг, коригування залишків.

Усі ці функції повинні враховуватися при моделюванні ядра, оскільки інакше буде порушений технологічний процес.

В той же час такий набір є достатнім для того, щоб оператор міг робити послуги на комерційній і некомерційній основі.

Технологічна частина ядра – це скелет технологічної підсистеми, мінімальна функціонально осмислена конструкція.

Сама білінгова система не робить клієнтові послуг. Уся інтелектуальна робота по наданню послуги лежить на серверах доступу, які є незалежними програмно-апаратними комплексами, що взаємодіють з білінговою системою для з'ясування достовірності клієнта, що запрошує сервіс, прав цього клієнта, обмежень на отримання сервісу і тому подібне. Сервера доступу можуть передавати в систему білінга інформацію про авторизацію клієнта, отриманні ним тієї або іншої послуги, її об'ємах і характеристиках.

Незалежно від того, як реалізовані сервера доступу, механізми взаємодії їх з білінговою системою є однотипними, і початкові дані для ухвалення відповідних рішень можуть зберігатися в білінговій системі в уніфікованому форматі. Навіть якщо сервер неможливо настроїти на вибраний в системі білінга формат, взаємодія може відбуватися через програми, що перетворюють формати даних. Це дуже істотна властивість для досягнення гнучкості системи.

Формат даних, якими обмінюються технологічна частина ядра і сервера доступу, має бути єдиним. Такий підхід дозволяє додавати нові послуги без узгодження форматів даних на стику «технологічний сервер – технологічна частина ядра», вимагається лише додати в білінг опис характеристик нових ресурсів.

Список літератури: 1. *Sheopard S.* Telecom Convergence: How to Profit from the Convergence of Technologies, Services, and Companies. – McGraw-Hill Professional, 2002. 2. *Волков Д. А.* Интеграция автоматизированных систем в единое информационное пространство / *Д. А. Волков* // Биллинг. Компьютерная телефония. – 2002. – № 6 (19). 3. *Шваб А. О.* Новые технологии организации баз данных – основа построения современной биллинговой системы / *А. О. Шваб* // Биллинг. Компьютерная телефония. – 2002. – № 6 (19). 4. *Канайлов А. Р.* Универсальная тарификация / *А. Р. Канайлов* // Биллинг. Компьютерная телефония. – 2002. – № 6 (19). 5. *Голубев В.* Проблемы конвергенции / *В. Голубев* // Биллинг. Компьютерная телефония. – 2002. – № 5 (18).

Надійшла до редколегії 24.03.2011.

С. В. КИПРИЧ, НТУ «ХПИ»;

Д. Г. КОЛИУШКО, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., НТУ «ХПИ»;

А. А. ПЕТКОВ, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., НТУ «ХПИ»

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЗОНЫ ЗАЩИТЫ НАКЛОННОГО ТРОСОВОГО МОЛНИЕОТВОДА МЕТОДОМ КОНЦЕВЫХ ТОЧЕК

У роботі наведено розрахунок зони захисту нахиленого тросового блискавководу за допомогою методу кінцевих точок.

Inclined lightning conductor protection zone calculation by the instrumentality of the ending points method is represented in this paper.

Постановка проблеми. Повсеместное применение микропроцессорной техники, как в быту, так и на производстве, приводит к увеличению негативных последствий от ударов молнии, так как устройства на ее базе, как правило, достаточно дорогие и более чувствительны как к прямым ударам, так и вторичным проявлениям. Поэтому требования по защите объектов от ударов молнии ужесточаются (что отражено во введенном в 2009 году новом нормативном документе в области молниезащиты), а, следовательно, и ее устройством удорожается, так как для защиты одного и того же объекта по более жестким нормам, потребуется больше затрат (например, применение молниеотводов большей высоты, горизонтальных поясов и т.п.). В то же время на крупных объектах электроэнергетики (например, атомных электрических станциях) и промышленности при наличии большого числа молниеотводов (стержневых и тросовых), предназначенных для молниезащиты составляющих частей объектов, применяются такие типы молниеотводов и их сочетания, описание зон которых отсутствует в нормативных документах, регламентирующих устройство молниезащиты (тросовый молниеотвод с различной высотой подвеса троса на опорах, разнорысочный стержневой молниеотвод и т.п.). Кроме того, неровный рельеф местности, на которой расположены объекты, также приводит к появлению различных «нерегламентированных» сочетаний молниеотводов. Для эффективного применения защитных свойств существующих молниеотводов возникает необходимость дополнить нормативную базу в части расчета параметров зон защиты молниеотводов, теми типами (видами) молниеотводов, которые могут встречаться на различных объектах.

Анализ публикаций. В настоящее время основным нормативным документом Украины в области молниезащиты является ДСТУ Б В.2.5-38:2008 (далее – ДСТУ) [1], который вступил в действие с 01-01-2009. В нем отсутствует описание зоны защиты одиночного тросового молниеотвода с различной высотой подвеса троса на опорах (далее – наклонного тросового молниеотвода). Вместе с тем, данный тип молниеотводов широко распространен на элек-

троэнергобъектах различного класса напряжения. Для анализа молниезащитности подобных объектов в [1] рекомендуется использовать программное обеспечение, позволяющее вычислять зоны защиты при произвольном расположении практически любого числа молниеотводов разных типов. Однако отсутствие математического описания не дает в полной мере учесть некоторые виды существующих молниеотводов и их комбинации. В [2] был представлен расчет зоны защиты двойного разновысокого стержневого молниеотвода (описание зоны защиты которого также не дано в ДСТУ) с применением метода конечных точек [3], сущность которого состоит в определении координат конечных точек фигур и радиусов дуг окружностей, составляющих замкнутую линию границы зоны защиты на заданных высотах анализа.

Целью настоящей работы является расчет параметров зоны защиты наклонного тросового молниеотвода (НТМО) методом конечных точек.

Материалы и результаты исследований. Поверхность зоны защиты наклонного тросового молниеотвода (НТМО) имеет сложный рельеф. Поэтому для создания математической модели зоны защиты целесообразно применить метод конечных точек.

При построении торцевых областей зоны защиты НТМО будем использовать соотношения, приведенные в ДСТУ для одиночного тросового молниеотвода. Внутренняя область зоны защиты (между опорами НТМО) представляет собой двускатную поверхность, которая соединяет между собой торцевые области. Пример построения зоны защиты НТМО приведен на рис. 1.

Размеры торцевых областей зоны защиты у 1 и 2 опоры (h_{01} , R_{01} и h_{02} , R_{02}) определяются по табл. 1 [1].

Таблица 1 – Размеры торцевых областей зоны

Надежность защиты, P_z	Высота молниеотвода h , м	Высота конуса h_0 , м	Радиус конуса R_0 , м
0,9	от 0 до 150	$0,87h$	$1,5h$
0,99	от 0 до 30	$0,8h$	$0,95h$
	от 30 до 100	$0,8h$	$[0,95 - 7,14 \cdot 10^{-4}(h - 30)]h$
	от 100 до 150	$0,8h$	$[0,9 - 1 \cdot 10^{-3}(h - 100)]h$
0,999	от 0 до 30	$0,75h$	$0,7h$
	от 30 до 100	$[0,75 - 4,28 \cdot 10^{-4}(h - 30)]h$	$[0,7 - 1,43 \cdot 10^{-3}(h - 30)]h$
	от 100 до 150	$[0,72 - 1 \cdot 10^{-3}(h - 100)]h$	$[0,6 - 1 \cdot 10^{-3}(h - 100)]h$

Для построения границ зоны защиты на различных высотах анализа необходимо определить координаты конечных точек фигур, составляющих зону защиты и радиусы конусов торцевых областей. При анализе зоны защиты НТМО были выведены формулы для определения координат конечных точек (см. рис. 1) на характерных высотах анализа, которые приведены в табл. 2.

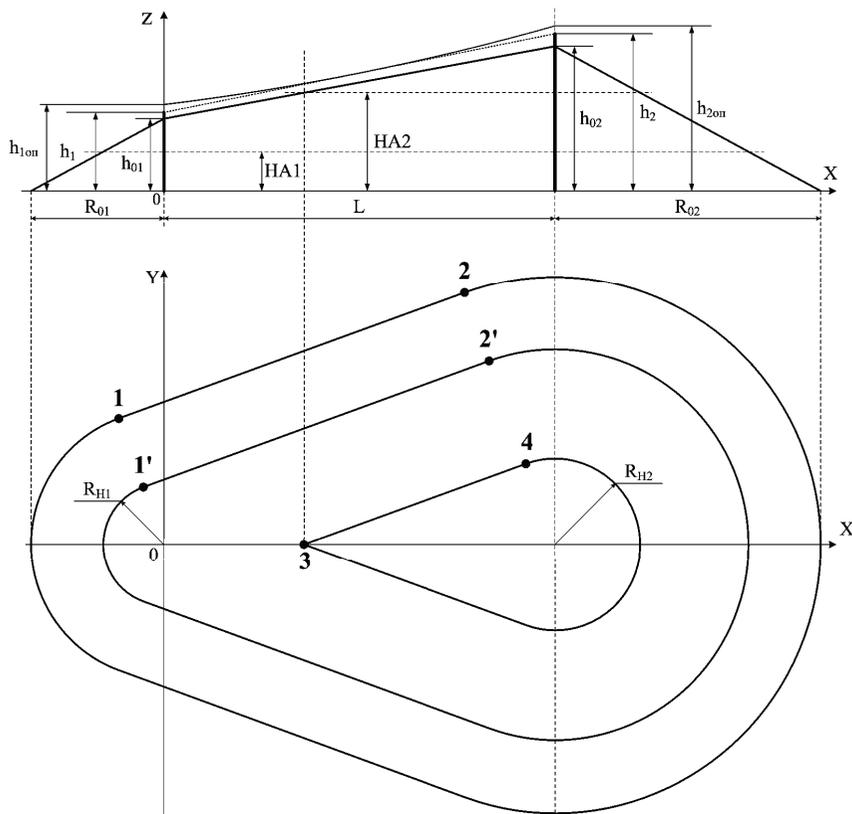


Рисунок 1 – Зона защиты наклонного тросового молниеотвода и ее границы на трех характерных уровнях анализа (HA1, HA2 и уровне грунта):

$h_{1оп}$ – высота подвеса троса на 1 опоре;

$h_{2оп}$ – высота подвеса троса на 2 опоре, причем принято $h_{1оп} < h_{2оп}$;

h_1, h_2 – высоты подвеса троса с учетом провеса на 1 и 2 опоре соответственно;

L – проекция длины троса на горизонтальную ось;

h_{01}, R_{01} и h_{02}, R_{02} – размеры торцевых областей зоны защиты у 1 и 2 опоры соответственно;

R_{H1}, R_{H2} – радиусы конусов торцевых областей на соответствующих уровнях анализа;

1, 2, 3, 4 – характерные концевые точки на различных уровнях анализа

В табл. 2 принято:

$$R_{H1} = \frac{R_{01}}{h_{01}} (h_{01} - HA) ; \quad (1)$$

$$R_{H2} = \frac{R_{02}}{h_{02}} (h_{02} - HA) . \quad (2)$$

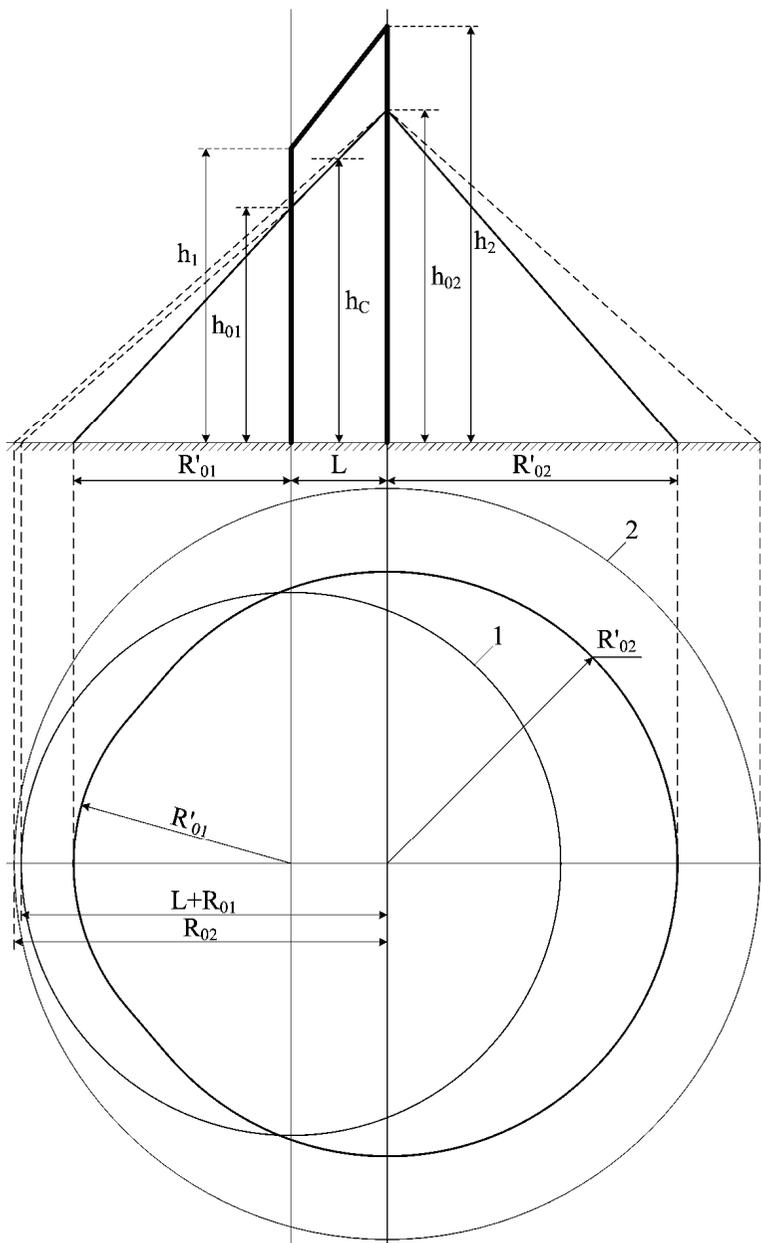


Рисунок 2 – Зона защиты НТМО (при отсутствии провиса троса, $h_1 = h_{1оп}$; $h_2 = h_{2оп}$ при выполнении условия $R_{02} \geq (L + R_{01})$)

При определенном сочетании исходных данных зона защиты НТМО может вырождаться либо в зону защиты двойного разновысокого стержневого молниеотвода (ДРВСМО), либо в зону защиты одиночного стержневого молниеотвода (ОСМО).

На рис. 2 показан случай вырождения НТМО в ДРВСМО. Вырождение происходит вследствие того, что построить внутреннюю область зоны защиты не представляется возможным из-за размещения малой торцевой области (1) внутри большой торцевой области (2).

Проверка условий вырождения приведена на рис. 3.

Таблица 2 – Формулы для определения координат конечных точек

№ точки	Координата X	Координата Y
1, 1'	$-\frac{R_{H1}(R_{H2} - R_{H1})}{L}$	$\frac{R_{H1}\sqrt{L^2 - (R_{H2} - R_{H1})^2}}{L}$
2, 2'	$L - \frac{R_{H2}(R_{H2} - R_{H1})}{L}$	$\frac{R_{H2}\sqrt{L^2 - (R_{H2} - R_{H1})^2}}{L}$
3	$\frac{L(HA - h_{01})}{h_{02} - h_{01}}$	0
4	$L - \frac{R_{H2}^2(h_{02} - h_{01})}{L(h_{02} - HA)}$	$\sqrt{R_{H2}^2 - \frac{R_{H2}^4(h_{02} - h_{01})^2}{L^2(h_{02} - HA)^2}}$

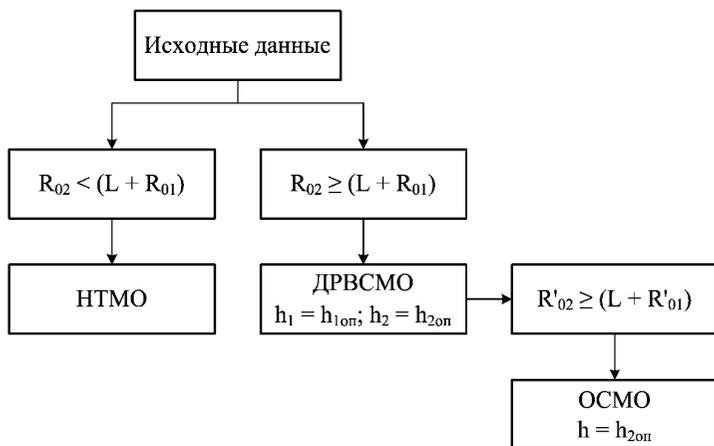


Рисунок 3 – Проверка условий вырождения НТМО в ДРВСМО или ОСМО

Таким образом, при выполнении вышеизложенных условий трос теряет свою функцию и зона защиты образуется только за счет опор, на которых он подвешен.

Для графического отображения результатов расчета с целью проверки правильности выведенных соотношений была создана программа в приложении Microsoft Excel с использованием Visual Basic for Applications.

На рис. 4 показано рабочее окно разработанной программы для определения параметров зоны защиты наклонного тросового молниеотвода (для надежности защиты $p_z = 0,9$, при высотах подвеса тросов на опорах $h_1 = 25$ м и $h_2 = 40$ м с учетом провиса, а также расстоянием между опорами $L = 50$ м), а также графического отображения габаритов зоны защиты и ее границ на заданных уровнях анализа НА (0; 12 и 25 м).

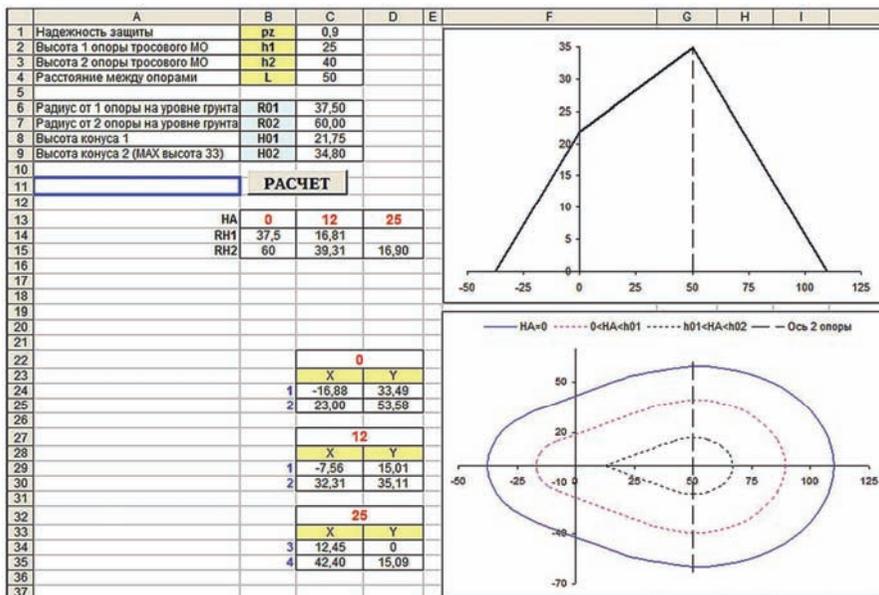


Рисунок 4 – Интерфейс программы расчета параметров зоны защиты наклонного тросового молниеотвода и границы зоны защиты на заданных уровнях анализа

В ячейках C1 – C4 вводятся исходные данные, правильность задания которых контролируется специальным блоком.

В ячейки C6 – C9 программа выдает габаритные размеры зоны защиты.

В ячейки B13– D13 задаются высоты, для которых хотим получить границы зоны защиты (срезы).

В ячейках C24-25 – B24-25, C29-30 – B29-30 и C34-35 – B34-35 выдаются значения координат конечных точек, а радиусы дуг окружностей в ячейках B14-15 – D14-15 для соответствующих анализируемых высот. По этим данным автоматически строится два рисунка: сечение по продольной оси зоны защиты НТМО с заданными параметрами и границы зоны защиты НТМО на заданных высотах – уровнях анализа.

Ячейка A11 предназначена для выдачи информации для пользователя. В

данной ячейке могут появляться сообщения о некорректном задании исходных данных либо вывод о вырождении зоны защиты НТМО заданных параметров в зону защиты другого вида, например, в зону защиты ДРВСМО, как показано на рис. 5.

	A	B	C
1	Надежность защиты	pz	0,999
2	Высота 1 опоры тросового МО	h1	74
3	Высота 2 опоры тросового МО	h2	140
4	Расстояние между опорами	L	21
5			
6	Радиус от 1 опоры на уровне грунта	R01	39,74
7	Радиус от 2 опоры на уровне грунта	R02	58,80
8	Высота конуса 1	H01	49,48
9	Высота конуса 2 (МАХ высота 33)	H02	85,40
10			
11	ДРВСМО	РАСЧЕТ	

Рисунок 5 – Результаты работы программы при вырождении НТМО в ДРВСМО

Выводы.

1. Создано математическое описание зоны защиты наклонного тросового молниеотвода.
2. Определены условия, при которых НТМО вырождается либо в ДРВСМО, либо в одиночный стержневой молниеотвод.
3. Разработана компьютерная программа для расчета параметров и графического представления формы зоны защиты НТМО, содержащая блок контроля исходных данных.

Список литературы: 1. Улаштування блискавкозахисту будівель і споруд (IEC 62305:2006, NEQ) : ДСТУ Б В.2.5-38:2008. – [Чинний від 2009–01–01]. – К. : Мінеріонбуд України, 2008. – 48 с. – (Національний стандарт України). 2. *Кирпич С. В.* Применение метода конечных точек для построения зоны защиты двойного разновысокого стержневого молниеотвода / *С. В. Кирпич, Г. М. Колушко, Д. Г. Колушко, А. А. Петков* // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск : Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків : НТУ «ХПІ», 2009. – № 39. – С. 69-78. 3. *Кирпич С. В.* Методика аналізу молніезахищеності об'єктів при складному рельєфі поверхності зони захисту / *С. В. Кирпич, А. А. Петков, Д. Г. Колушко* // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск : Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків : НТУ «ХПІ», 2008. – № 21. – С. 66-78.

Поступила в редколлегию 14.03.2011.

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

Ю. С. НЕМЧЕНКО, гл. метролог, НТУ «ХПИ»;

И. П. ЛЕСНОЙ, зав. лаб., НТУ «ХПИ»;

В. Н. ДНЫЩЕНКО, вед. инж., НТУ «ХПИ»;

А. И. ТАНЦУРА, вед. инж., НТУ «ХПИ»

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭТАЛОНА РЭМП В РАБОТАХ ПО ИССЛЕДОВАНИЮ ИМПУЛЬСНЫХ ЭКРАНИРУЮЩИХ СВОЙСТВ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЭКРАНОВ

Описано конструкцію засобів вимірювання (ЗВТ) імпульсних електричних та магнітних полів (3 види), які були застосовані в експериментальних роботах по знаходженню імпульсного коефіцієнта екранування металевої оболонки. Докладно описана процедура метрологічної атестації цих ЗВТ на Еталоні РЕМП, методика обробки експериментальних даних та кінцеві результати метрологічної атестації.

The construction of measure means for measuring the impulsive electric and magnetic fields (3 kinds), which were applied in experimental works on being of impulsive shielding coefficient of metallic shell, is described. The thoroughly described procedure of metrology attestation of these measure means by Standard of REMP, methodology of processing of experimental data and end-point of metrology attestation.

Методы оценки экранирующих свойств корпусов ракетно-космической техники, представляют интерес для разработчиков такой техники. В НИПКИ «Молния» НТУ ХПИ разработана методика расчетной оценки защитных свойств металлических корпусов произвольной формы. Для проверки степени достоверности результатов, получаемых численным методом, в 2010 году проведены экспериментальные исследования. Эти исследования выполнены на модели корпуса в виде полого алюминиевого цилиндра диаметром 0,9 м и длиной 3 м, как сплошного, так и с четырьмя видами локальных неоднородностей, при воздействии на него однократных импульсных электрических и магнитных полей и инжектированного тока.

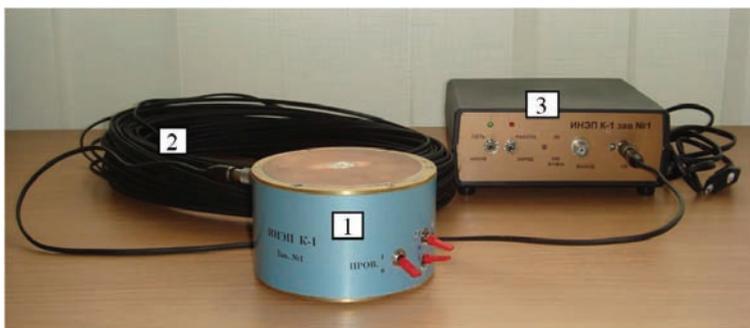
Для проведения этих работ была создана экспериментальная установка, состоящая из генератора импульсов напряжения с различными нагрузками (ГИН-1,2), генератора импульсов тока (ГИТ-50), поочередно нагружаемых на полеобразующую систему ПС в виде двух параллельно расположенных металлических плоскостей с габаритами рабочего объема 5x4x3 м. В этот рабочий объем ПС и помещался исследуемый цилиндр [1].

Амплитудно-временные параметры (АВП) воздействующих факторов [2] приведены в табл. 1.

Не вдаваясь глубоко в методику проведения экспериментов можно только обметить, что при всех экспериментах обязательно измеряются АВП внешних воздействий, а так же АВП электрических и магнитных полей внутри цилиндра, чтобы затем их сравнить и определить коэффициент экранирования.

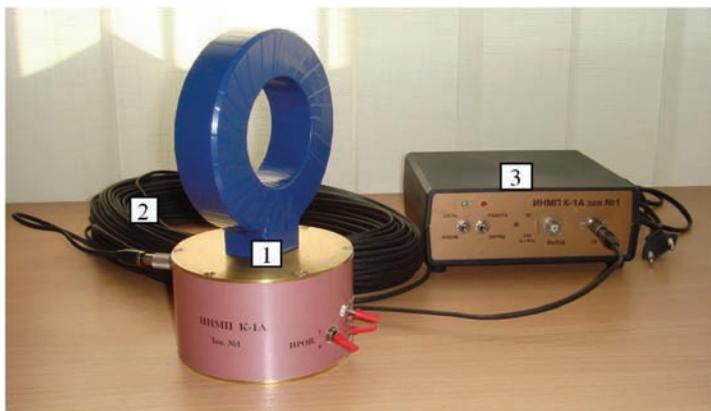
Таблица 1 – АВП воздействующих факторов

Вид воздействующего фактора	Амплитудный диапазон	Временные параметры	
		Длительность фронта	Длительность полуспада
1. Электрическое поле	(50 – 200) кВ/м	0,1 мс	10 мс
2. Магнитное поле	(300 – 500) А/м	2 мкс	50 мкс
3. Ток молнии	(2 – 10) кА	2 мкс	50 мкс



- 1 – блок емкостного измерительного преобразователя (БЕИП);
 2 – оптический кабель (ОК);
 3 – блок фотоприемника (БФП)

Рисунок 1 –Общий вид измерителя ИНЭП К-1



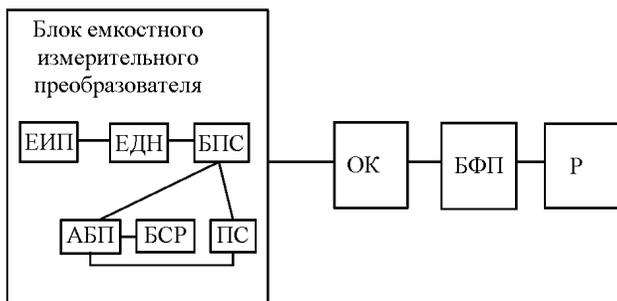
- 1 – блок индукционного измерительного преобразователя (БИИП);
 2 – оптический кабель (ОК);
 3 – блок фотоприемника (БФП)

Рисунок 2 –Общий вид измерителя ИНМП К-1А (ИНМП К-1Б)

Для проведения экспериментов созданы три вида измерителей полей (СИТ):

- измеритель внешнего и внутреннего электрических полей типа ИНЭП К-1 (рис. 1);
- измеритель внутреннего магнитного поля типа ИНМП К-1А (рис. 2);
- измеритель внешнего магнитного поля типа ИНМП К-1Б, внешний вид которого аналогичен ИНМП К-1А.

Структурные схемы измерителей электрического и магнитного полей приведены на рис. 3 и 4.



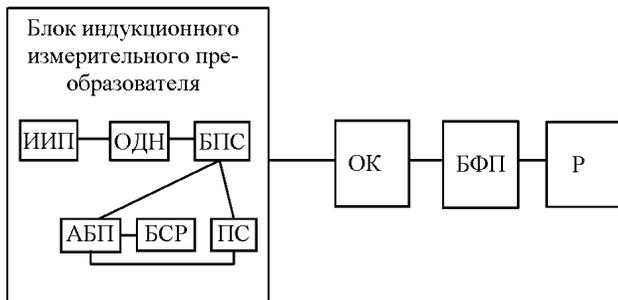
- ЕИП – емкостной измерительный преобразователь;
- ЕДН – емкостной делитель напряжения;
- БПС – блок преобразования электрического сигнала в световой;
- АБП – автономный блок питания;
- БСР – блок сигнализации разряда аккумуляторной батареи;
- ПС – блок проверочного сигнала;
- ОК – оптический кабель;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

Рисунок 3 – Структурная схема измерителя ИНЭП К-1

Из этих схем видно, что все измерители содержат измерительный преобразователь (ИП) того или иного вида, блок преобразования электрического сигнала в световой (БПС), гибкий волоконный световод (ОК) длиной 50 м и фотоприемник (БФП). Такое подробное описание структуры измерителей необходимо потому, что как при измерениях электрических и магнитных полей в экспериментальной установке, так и при метрологической аттестации ИП размещаются в точке измерения, БФП вместе с регистратором размещаются в измерительной кабине, а связь между ними осуществляется ОК. Таким образом достигается полная идентичность процедур измерения и МА.

Для легитимизации метрологических характеристик измерителей проведена их метрологическая аттестация (МА) – определение АВП переходной характеристики (ПХ) измерителей, т.е. отдельно измерялись время нарастания ПХ и коэффициент преобразования измерителя, а также время спада ПХ [3]. Для этого отдельно снимались осциллограммы фронтальной и спадовой части

напряжения всех видов измерителей. Данная аттестация проводилась с участием специалистов ННЦ «Институт метрологии» на недавно созданном в НИПКИ «Молния» Эталоне единиц максимальных значений напряженностей импульсных электрического – вольт на метр (В/м) и магнитного – ампер на метр (А/м) полей (Эталон РЭМП) [4] по утвержденным Госстандартом Украины методикам аттестации средств измерения электрических и магнитных полей [5], [6].



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

Рисунок 4 – Структурная схема измерителя ИНМП К-1А (ИНМП К-1Б)



Рисунок 5 – Общий вид Эталона РЭМП

Общий вид Эталона РЭМП приведен на рис. 5, а его метрологические характеристики (в режиме ЭНИ, который использовался для МА) в табл. 2.

Таблица 2 – Метрологические характеристики Эталона РЭМП

Наименование характеристики	Размерность	Вид поля	
		электрическое	магнитное
Наносекундный диапазон (ПЛ-48)			
1. Диапазон макс. значений	В/м (А/м)	от $4 \cdot 10^3$ до $2 \cdot 10^5$	от 5 до 500
2. Длительность фронта	с	не более $8 \cdot 10^{-9}$	не более $8 \cdot 10^{-9}$
3. Длительность импульса	с	не менее $1,5 \cdot 10^{-4}$	не менее $1,5 \cdot 10^{-4}$

На рис. 6 приведены типовые осциллограммы фронтальной и спадовой части импульсов электрического и магнитного полей в Эталоне РЭМП в режиме ЭНИ (временные параметры обоих видов полей идентичны).

При МА измерительные преобразователи размещались в рабочем объеме ПЛ-48 таким образом, чтобы вектора электрического и магнитного полей были направлены перпендикулярно плоскостям ИП (рис. 7 и 8).

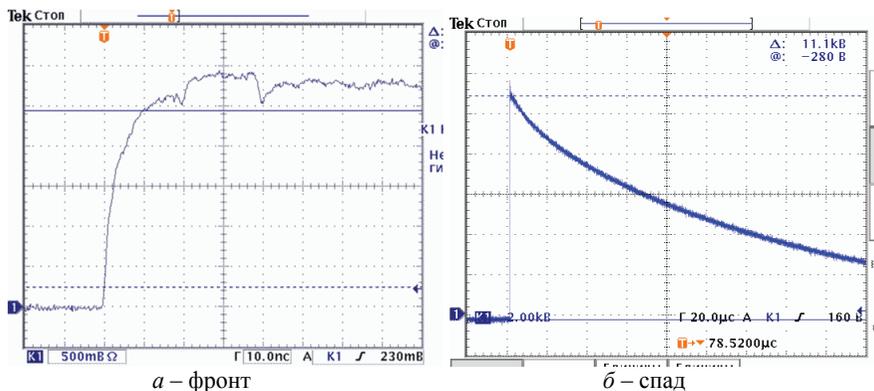


Рисунок 6



Рисунок 7 – Схема установки ЕИП измерителя ИНЭП К-1 в рабочем объеме ПЛ-48

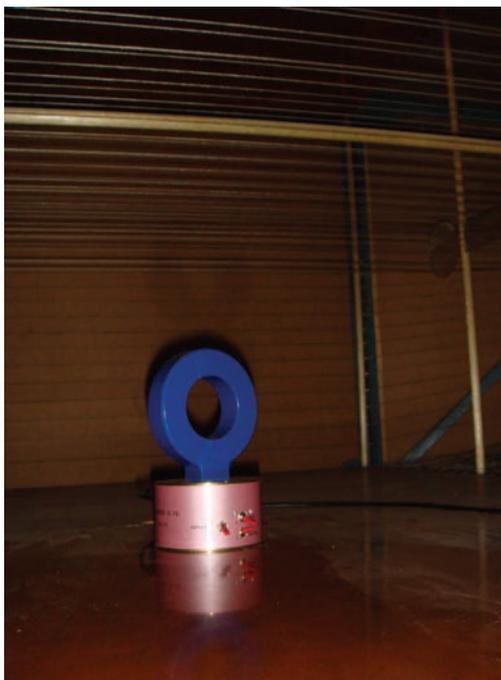


Рисунок 8 – Схема установки ИИП измерителей ИНМП К-1 в рабочем объеме ПЛ-48

При проведении МА снимались осциллограммы с выхода измерителей в трех разных точках их амплитудного диапазона на каждом из его штатных диапазонов (1 или 2). Некоторые виды типовых осциллограмм приведены на рис. 9 - 22, а результаты МА – в табл. 3 – 5.

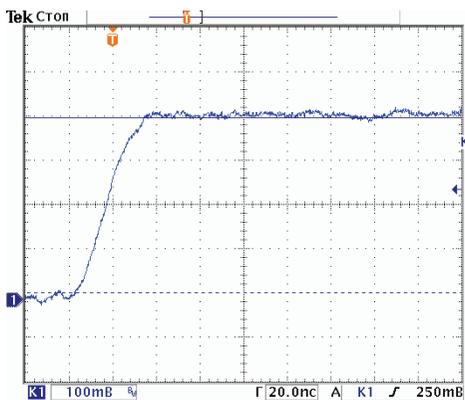


Рисунок 9 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения положительной полярности на выходе измерителя ИНЭП К-1 на верхнем уровне 1 диапазона

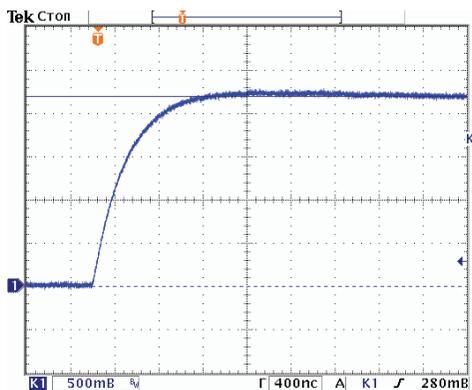


Рисунок 10 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения положительной полярности на выходе измерителя ИНЭП К-1 на верхнем уровне 2 диапазона

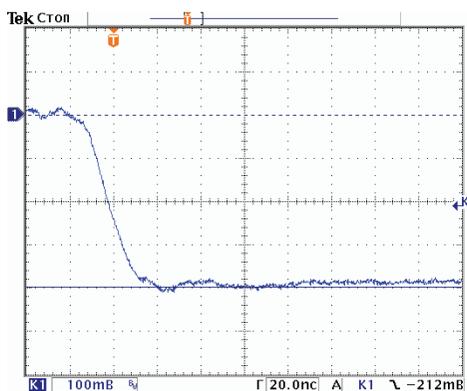


Рисунок 11 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения отрицательной полярности на выходе измерителя ИНЭП К-1 на верхнем уровне 1 диапазона

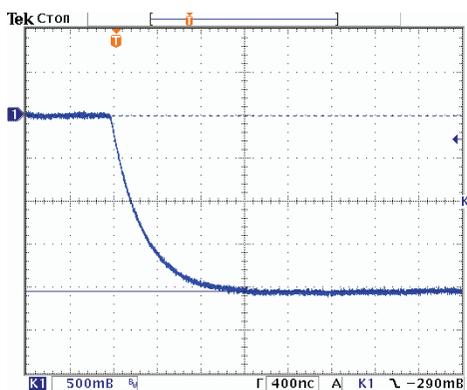


Рисунок 12 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения отрицательной полярности на выходе измерителя ИНЭП К-1 на верхнем уровне 2 диапазона

Для измерения времени спада ПХ измерителя электрического поля ИНЭП К-1 Эталон РЭМП в своей классической конструкции не подходит, так как длительность спада аттестационного импульса 150 мкс (см. табл. 2) значительно меньше той, что требуется для этой процедуры (расчетное время спада ПХ измерителя электрического поля ИНЭП К-1 составляет величину не менее 100 мс). Поэтому для получения спада аттестационного импульса электрического поля длительностью в несколько секунд от ПЛ-48 была отключена согласующая нагрузка. В этом случае форма напряжения между электродами ПЛ-48, а следовательно и напряженность электрического поля, определяется кривой разряда формирующего конденсатора Эталона РЭМП через сопротивления утечек импульсного источника питания. На рис. 13 и 14 приведены осциллограммы спада ПХ измерителя ИНЭП К-1, полученные данным методом.

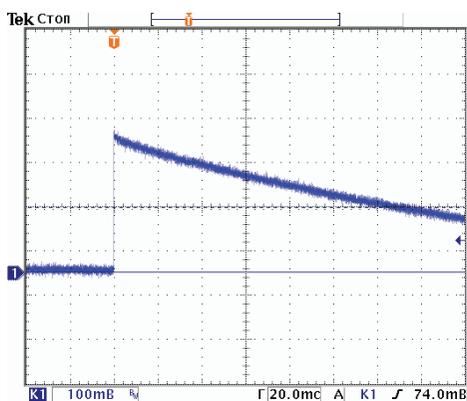


Рисунок 13 – Типовая осциллограмма спада импульса напряжения положительной полярности на выходе измерителя ИНЭП К-1

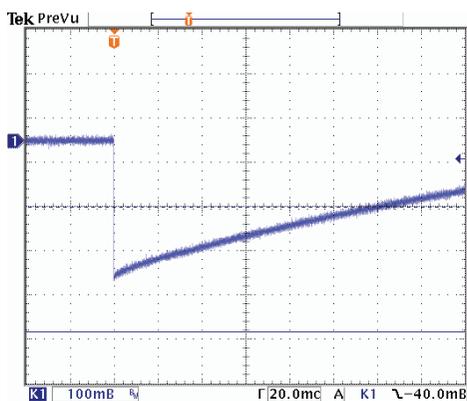


Рисунок 14 – Типовая осциллограмма спада импульса напряжения отрицательной полярности на выходе измерителя ИНЭП К-1

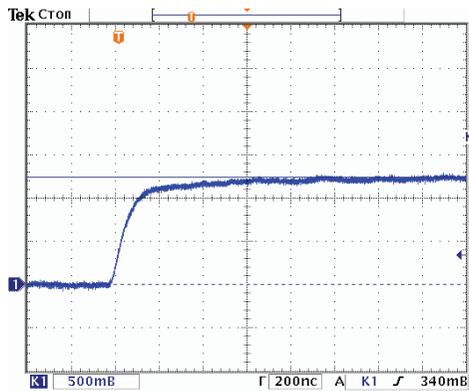


Рисунок 15 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения положительной полярности на выходе измерителя ИНМП К-1Б на верхнем уровне 1 диапазона

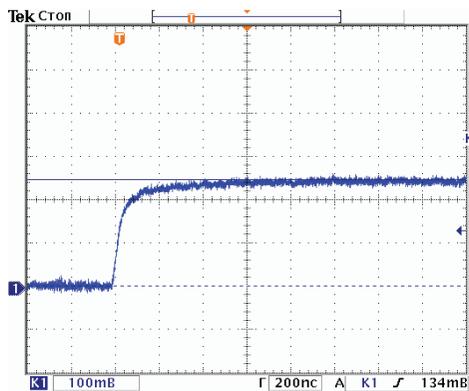


Рисунок 16 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения положительной полярности на выходе измерителя ИНМП К-1Б на верхнем уровне 2 диапазона

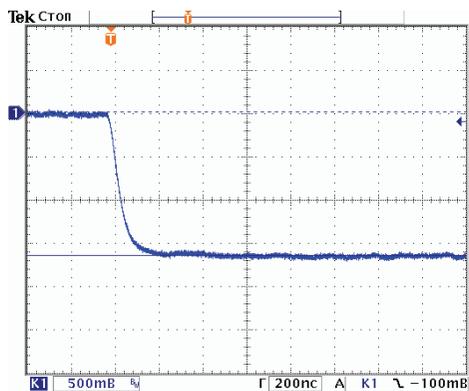


Рисунок 17 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения отрицательной полярности на выходе измерителя ИНМП К-1Б на верхнем уровне 1 диапазона

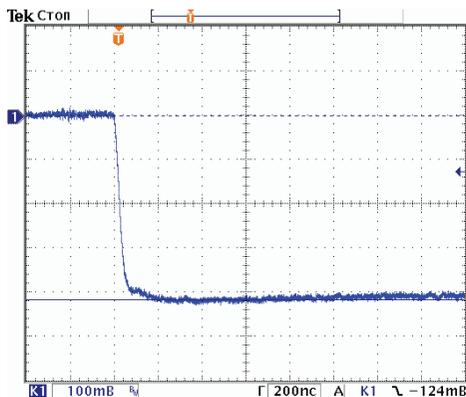


Рисунок 18 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения отрицательной полярности на выходе измерителя ИНМП К-1Б на верхнем уровне 2 диапазона

Провести МА измерителя внутренних магнитных полей типа ИНМП К-1А (он предназначен для измерения более медленной – трансформированной экраном части импульса магнитного поля) в Эталоне РЭМП невозможно, так как Эталон РЭМП не может генерировать длинные по фронту и спаду аттестационные импульсы необходимых временных параметров. Поэтому аттестация измерителя ИНМП К-1А проводилась в измерительных кольцах Гельмгольца КГИ-90 [7], которые наряду с Эталоном РЭМП входят в состав аттестационных установок НИПКИ «Молния». Ниже приведены типовые осциллограммы импульсов магнитного поля в центре колец Гельмгольца (кривая 2) и импульса напряжения на выходе аттестуемого измерителя ИНМП К-1А.

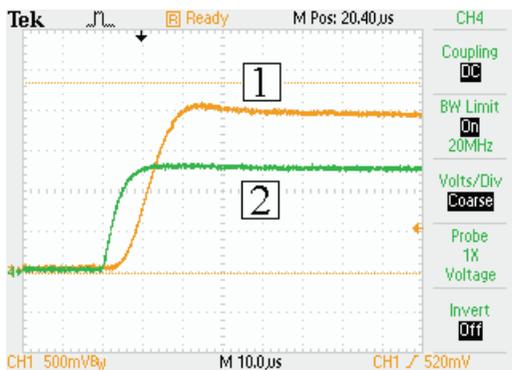


Рисунок 19 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения положительной полярности на выходе измерителя ИНМП К-1А на верхнем уровне 1 диапазона – кривая 1 и аттестационного импульса – кривая 2

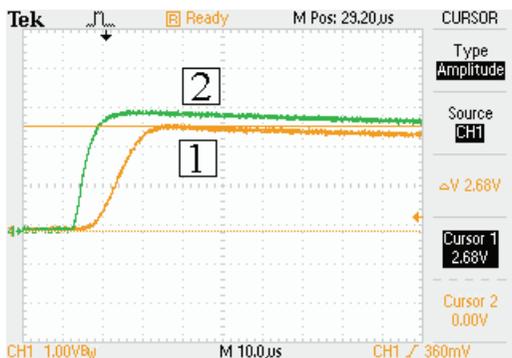


Рисунок 20 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения положительной полярности на выходе измерителя ИНЭП К-1А на верхнем уровне 2 диапазона – кривая 1 и аттестационного импульса – кривая 2

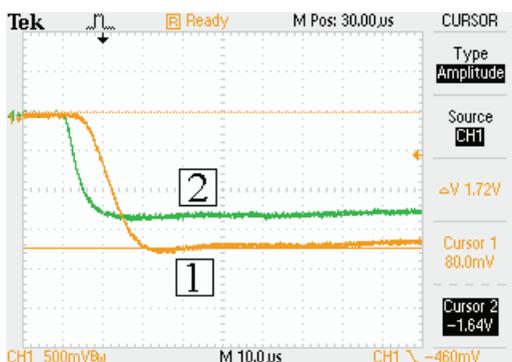


Рисунок 21 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения отрицательной полярности на выходе измерителя ИНМП К-1А на верхнем уровне 2 диапазона) – кривая 1 и аттестационного импульса – кривая 2

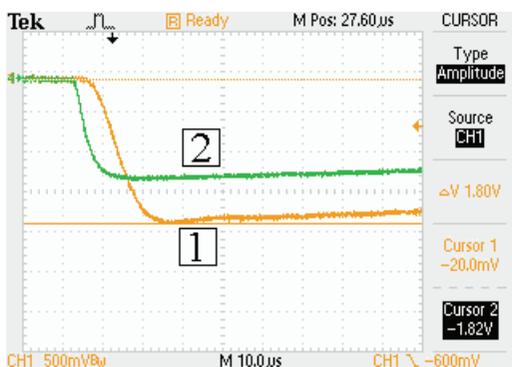


Рисунок 22 – Типовая осциллограмма фронта импульса напряжения отрицательной полярности на выходе измерителя ИНМП К-1А на верхнем уровне 2 диапазона – кривая 1 и аттестационного импульса – кривая 2

Спадочная часть ПХ измерителей магнитных полей экспериментально не снималась, так как для этого необходимы источники магнитных полей очень высокой интенсивности и длительности (порядка 100 мс). Поэтому в соответствии с типовой методикой МА измерителей магнитных полей данная характеристика определялась расчетным путем по параметрам интегрирующих цепей измерителей.

Таблица 3 – Метрологические характеристики ИНЭП К-1

Метрологические характеристики	Требования по НД		Получено при аттестации		
	Величина	Погрешность	Величина	Относительная погрешность	Абсолютная погрешность
Коэффициент преобразования, $K_{пр}$, В/(В/м), Первый диапазон Второй диапазон	не устанавливается	10 %	$0,40 \times 10^{-3}$ $9,10 \times 10^{-6}$	3,94 % 3,94 %	$0,02 \times 10^{-3}$ $0,36 \times 10^{-6}$
Время нарастания ПХ, $T_n^{ПХ}$, с, не более Первый диапазон Второй диапазон	10^{-6}	5 %	$0,625 \times 10^{-6}$ $0,023 \times 10^{-6}$	1,0 % 1,0 %	$6,3 \times 10^{-9}$ $0,2 \times 10^{-9}$
Время спада ПХ, $T_c^{ПХ}$, с, не менее Первый диапазон Второй диапазон	0,1	5 %	$129,00 \times 10^{-3}$ $133,00 \times 10^{-3}$	1,1 % 1,1 %	$1,41 \times 10^{-3}$ $1,46 \times 10^{-3}$

Так как процесс МА на Эталоне РЭМП носит статистический характер, то для определения истинных параметров ПХ был заосциллографирован массив выходных напряжений измерителей (по 10 осциллограмм в каждой аттестационной точке, на обоих диапазонах, отдельно фронт и спад при обоих полярностях). Обработка этого массива экспериментальных данных проводилась по стандарту ГОСТ 8.207-2008 [8]. Обработка экспериментальных данных в ручном режиме занимает очень много времени, поэтому специально для Эталона РЭМП была разработана автоматизированная программа обработки статистических данных «МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ СТАТИСТИКА» [9], которая позволяет определять:

- длительность фронта ПХ;
- коэффициент преобразования;
- длительность спада ПХ;
- систематическую составляющую погрешности МА;
- случайную составляющую погрешности МА;

– суммарную погрешность МА.

Результаты машинной обработки экспериментальных данных МА всех вышеперечисленных видов измерителей приведены в табл. 3-5.

Таблица 4 – Метрологические характеристики ИНМП К-1А

Метрологические характеристики	Требования по НД		Получено при аттестации		
	Величина	Погрешность	Величина	Относительная погрешность	Абсолютная погрешность
Коэффициент преобразования, K_{np} , В/(А/м) для положительной полярности: Первый диапазон Второй диапазон для отрицательной полярности: Первый диапазон Второй диапазон	не устанавливается	10%	560×10 ⁻³ 63,2×10 ⁻³	2,45 %	13,7×10 ⁻³ 1,5×10 ⁻³
			520×10 ⁻³ 56,1×10 ⁻³		12,7×10 ⁻³ 1,4×10 ⁻³
Время нарастания ПХ, $T_n^{ПХ}$ с, не более	20×10 ⁻⁶	5%	11,3 x 10 ⁻⁶	1,0 %	0,1×10 ⁻⁶
Время спада ПХ $T_c^{ПХ}$, с, не менее Первый диапазон Второй диапазон	5×10 ⁻³	5%	11,0×10 ⁻³ 40,0×10 ⁻³	1,1 %	0,12×10 ⁻³ 0,44×10 ⁻³

Выводы:

1. МА измерителей импульсных электрических и магнитных полей типов ИНЭП К-1, ИНМП К-1А и ИНМП К-1Б показала, что созданный в НИПКИ «Молния» Эталон РЭМП позволяет проводить эту процедуру практически в полном объеме.
2. Разработанные в НИПКИ «Молния» и утвержденные Госстандартом Украины типовые методики проведения МА измерителей импульсных электрических и магнитных полей полностью соответствуют требованиям к этой процедуре.
3. По результатам МА измерителей импульсных электрических и магнитных полей Госстандарт Украины выдал свидетельства об их метрологической аттестации [10 - 12].

Таблица 5 – Метрологические характеристики ИНМП К-1Б

Метрологические характеристики	Требования по НД		Получено при аттестации		
	Величина	Отклонение	Величина	Относительная погрешность	Абсолютная погрешность
Коэффициент преобразования, $K_{пр}$, В/(А/м) Первый диапазон Второй диапазон	не устанавливается	10%	$57,8 \times 10^{-3}$ $3,40 \times 10^{-3}$	2,43 %	$1,4 \times 10^{-3}$ $0,08 \times 10^{-3}$
Время нарастания ПХ, $T_n^{ПХ}$, с, не более	300×10^{-9}	5%	$156,9 \times 10^{-9}$	1,1 %	$1,7 \times 10^{-9}$
Время спада ПХ, $T_c^{ПХ}$, с, не менее	$0,5 \times 10^{-3}$	5%	$1,30 \times 10^{-3}$	1,0 %	$0,01 \times 10^{-3}$

Список литературы: 1. Протокол испытаний № 2 от 15.09.2010. 2. Методика определения защитных свойств электромагнитных экранов. Программа испытаний (Часть 1). Приложение к договору № 351082 от 12.10.2007 г. 3. ГОСТ 8.256-77. Державна система забезпечення єдності вимірювання. Нормування й визначення динамічних характеристик аналогових засобів вимірювання. Основні положення. 4. *Nemchenko Yu.S., Knyazyev V.V., Kravchenko V.I. and Lisnoy I.P.* The development of the pulse electromagnetic processes measurement unity supporting system in Ukraine // IEEE 2006 Third International Conference on ultrawideband and ultrashort impulse signals. September 18-22, 2006. – Sevastopol, Ukraine. – P. 363-366. 5. Средства измерения импульсных электрических полей. Программа и методика Государственной аттестации ИНЭП-000.000.000 ПМА. МА Х 06.1825-2007. 6. Средства измерения импульсных магнитных полей. Программа и методика Государственной аттестации ИНМП-000.000.000 ПМА. МА Х 06.1827-2007. 7. Кільця Гельмгольца вимірювальні КГІ-90. Свідоцтво про перевірку від 09.07.2009. 8. ДСТУ ГОСТ 8.207:2008 Державна система забезпечення єдності вимірювань. Прямі вимірювання з багаторазовими спостереженнями. Методи обробки результатів спостережень. Основні положення. 9. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 33321. Комп'ютерна програма інтерактивного аналізу експериментальних даних і генерації отчетов «Метрологическая статистика». Дата реєстрації – 17.05.2010 р. 10. Свідоцтво про державну метрологічну атестацію вимірювача імпульсних електричних полів ИНЭП К-1 № 4167 від 23.07.2010 р. 11. Свідоцтво про державну метрологічну атестацію вимірювача імпульсних магнітних полів ИНМП К-1А № 4169 від 23.07.2010 р. 12. Свідоцтво про державну метрологічну атестацію вимірювача імпульсних магнітних полів ИНМП К-1Б № 4168 від 23.07.2010 р.

Поступила в редколлегию 04.04.2011

В. В. КНЯЗЕВ, зав. отд., канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»;
Ю. С. НЕМЧЕНКО, гл. метролог, НТУ «ХПИ»;
И. П. ЛЕСНОЙ, зав. лаб., НТУ «ХПИ»;
С. Б. СОМХИЕВ, вед. инж., НТУ «ХПИ»;
Т. Н. ОСТРОВЕРХ, вед. инж., НТУ «ХПИ»

ГЕНЕРАТОР ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИСПЫТАНИЙ БОРТОВОГО АВИАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА ВОСПРИИМЧИВОСТЬ К ПЕРЕХОДНЫМ ПРОЦЕССАМ, ВЫЗВАННЫМ МОЛНИЕЙ («МНОГОКРАТНЫЕ ВСПЫШКИ») ИГЛА-МВ-10 МГц

Описано конструкцію та результати атестації генератора, призначеного для випробувань бортового авіаційного обладнання на сприйнятливість до перехідних процесів, викликаним блискавкою «багаторазові спалахи», відповідно до вимог міжнародних стандартів. Генератор виробляє циклограми імпульсів напруги форми 3 частотою 10 МГц по п'ятьох рівнях іспитів, випробування проводяться методом «кабельної інжекції».

The construction and the testing of the attestation of the generator intended for testing of the on-board aircraft equipment on susceptibility to fast transient/burst, caused lightning, according to International standards are described. The apparatus generates the mission profile of the test voltage of the form 3 frequencies 10 MGh on five levels, test are conducted by method «Cable injection».

В настоящее время обязательным видом испытаний бортового электротехнического 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, вызванным молнией» (отечественный аналог этого документа КТР-ВВФ/DO-160D/ED-14D/ [1]). Этот НД с 2004 года распространяется и на все типы БАО, выпускаемые в Украине и странах СНГ.

В данной статье мы рассмотрим испытания «многократные вспышки», реализуемые методом кабельной инъекции, при котором испытательные импульсы заданной формы и амплитуды индуцируются в проводниках МЛС при помощи инъекционного трансформатора. Этот метод используется для проверки способности самолетного оборудования выдерживать внутренние элек-

ромагнитные эффекты, создаваемые внешним воздействием молний без функциональных отказов и повреждений.

Идеологически схема формирования импульсов напряжения и тока требуемой формы приведена на рис. 1.

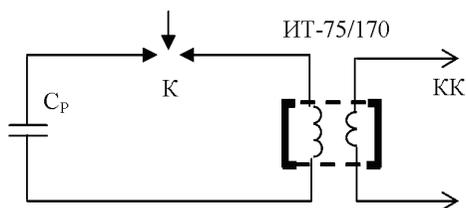


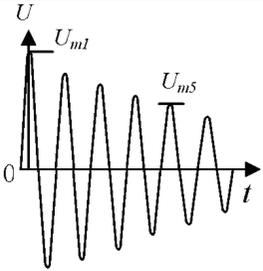
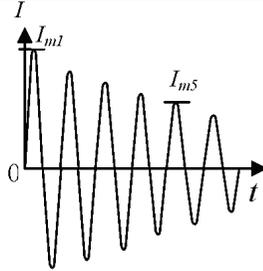
Рисунок 1 – Схема формирования импульсов напряжения и тока

В этой схеме конденсатор C_p , заряжаемый до определенного напряжения, разряжается с частотой 10 МГц через управляемый механический коммутатор К на первичную обмотку импульсного трансформатора ИТ-75/170 (инжектора), который и является основным элементом схемы. ИТ-75/170 состоит из 2-х одновитковых обмоток, надетых на замкнутый ферритовый сердечник. Этот сердечник состоит из 8 склеенных вместе ферритов кольцеобразной формы марки 60НН с габаритами 120x78x18 мм. Первичная обмотка представляет собой один виток плоской медной шины сечением $25 \times 0,25 \text{ мм}^2$, концы которой выведены на входные клеммы ИТ-75/170. Габариты ИТ-75/170 – 170x130x150 мм. Вторичная обмотка («контрольный контур» – КК) представляет собой виток провода диаметром 2 мм, концы которого выведены на разъем типа СР75-54. Для того чтобы виток КК располагался точно по центру ИТ-75/170, он встроен в специальную центрирующую конструкцию. КК, в соответствии с требованиями НД, служит для измерения амплитудно-временных параметров (АВП) испытательных токов и напряжений при помощи внешних средств измерительной техники (шунта измерительного ШК-50 или щупа высоковольтного Р5100 100X). Генератор ИГЛА-МВ-10 МГц предназначен для проведения испытаний «многократные вспышки» методом «кабельной инъекции» БАО в полном объеме с требованиями НД [1] испытательными импульсами напряжения и тока формы «3» частотой 10 МГц обеих полярностей по пяти уровням испытаний. В табл. 1 приведены требования к форме и АВП испытательных импульсов напряжения и тока, которые с учетом допусков в полном объеме реализованы в генераторе ИГЛА-МВ-10 МГц.

Генератор ИГЛА-МВ-10 МГц представляет собой высоковольтную электроразрядную установку с программируемым таймером-коммутатором, которая генерирует многократные испытательные импульсы напряжений и тока положительной и отрицательной полярности по пяти уровням испытаний. Циклограмма испытательных многократных вспышек приведена на рис. 2.

Общий вид генератора ИГЛА-МВ-10 МГц с ИТ-75/170 приведен на рис. 3, а передняя панель генератора – на рис. 4.

Таблица 1 – требования к форме и АВП испытательных импульсов напряжения и тока

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)	(60 + 12) В (150 + 30) В (360 + 72) В (900 + 180) В (1920 + 384) В	$\leq (1 + 0,2) \text{ А}$ $\leq (2,5 + 0,5) \text{ А}$ $\leq (6 + 1,2) \text{ А}$ $\leq (15 + 3) \text{ А}$ $\leq (32 + 6,4) \text{ А}$
3. Частота колебаний, МГц	10 ± 2	10 ± 2
4. Степень затухания, δ	$U_{m5} = (0,25 \div 0,75) U_{m1}$	$I_{m5} = (0,25 \div 0,75) I_{m1}$
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.		

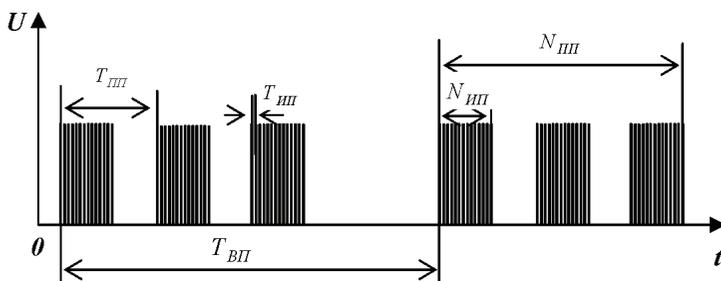


Рисунок 2 – Циклограмма многоразовых вспышек

Временные параметры циклограммы:

- интервал между испытательными импульсами в пакете $T_{ИП}$ – от 50 мкс до 1000 мкс;

- количество испытательных импульсов в пачке $N_{III} = 20$;
- интервал между пачками T_{III} – от 30 мс до 300 мс;
- количество пачек в испытательном пакете $N_{III} - 3$;
- интервал между испытательными пакетами $T_{ВП}$ – $(3с. \pm 0,3 с)$.



Рисунок 3 – Общий вид генератора ИГЛА-МВ-10 МГц с ИТ-75/170



Рисунок 4 – Передняя панель генератора ИГЛА-МВ-10 МГц

Генератор ИГЛА-МВ-10 МГц собран в металлическом корпусе с габаритами 442x110x305 мм. На верхней панели генератора имеется 4 ответных части штыревых разъемов (клеммы) для подстыковки к генератору ИТ-75/170. На передней панели генератора ИГЛА-МВ-10 МГц (рис. 4) расположены следующие органы управления и контроля:

- клавиша СЕТЬ с подсветкой служит для подачи напряжения питания 220 В 50 Гц на генератор ИГЛА-МВ-10 МГц и для его отключения после окончания работы;
- переключатель ИСПЫТАТЕЛЬНЫЙ УРОВЕНЬ служит для установления уровня испытательного напряжения генератора ИГЛА-МВ-10 МГц и имеет пять положений: «1», «2», «3», «4», «5»;
- табло ТАЙМЕРА Т-300 служит для отображения длительности циклограмм работы генератора ИГЛА-МВ-10 МГц (5 минут);

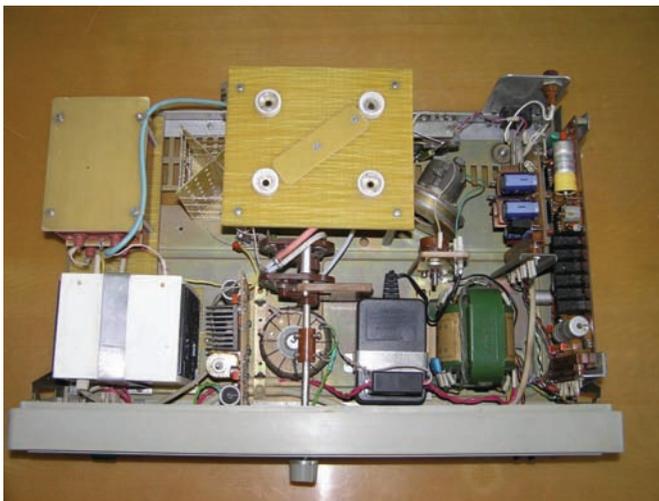
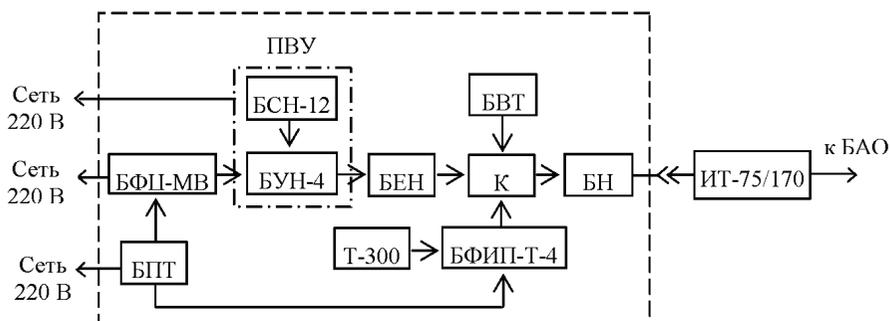


Рисунок 5 – Расположение элементов внутри корпуса генератора ИГЛА-КИ-3

Генератор ИГЛА-МВ-10 МГц



- БФЦ-МВ – блок формирования циклограммы испытательного импульса;
- БСН-12 – блок стабилизации напряжения;
- БУН-4 – блок умножения высокого напряжения;
- БЕН – блок емкостных накопителей;
- К – высоковольтный коммутатор (тригatron);
- БН – блок нагрузок;
- БФИП-Т-4 – блок формирования импульса поджига тригatronа;
- Т-300 – электронный таймер 300 с (5 минут);
- БВТ – блок вентиляции тригatronа;
- БПТ – блок питания;
- ИТ-75/170 – инжектирующий трансформатор;
- БАО – бортовое авиационное оборудование

Рисунок 6 – Блок-схема генератора ИГЛА-МВ-10 МГц

- кнопка СТАРТ/СТОП служит для запуска и остановки генератора ИГЛА-МВ-10 МГц;
- кнопка РЕЖИМ служит для изменения длительности циклограммы.

На задней панели генератора ИГЛА-МВ-10 МГц расположены следующие органы управления и контроля:

- клемма \perp служит для подключения генератора ИГЛА-МВ-10 МГц к контуру заземления.
- разъем \sim 220 В служит для подключения к генератору ИГЛА-МВ-10 МГц сетевого кабеля;
- «ЗА» – предохранители.

Расположение элементов внутри корпуса генератора ИГЛА-МВ-10 МГц приведено на рис. 5.

Блок-схема генератора ИГЛА-МВ-10 МГц приведена на рис. 6.

На рис. 7 - 8 приведены осциллограммы выходных импульсов напряжения и тока формы «3» положительной и отрицательной полярностей для 5 уровня испытаний.

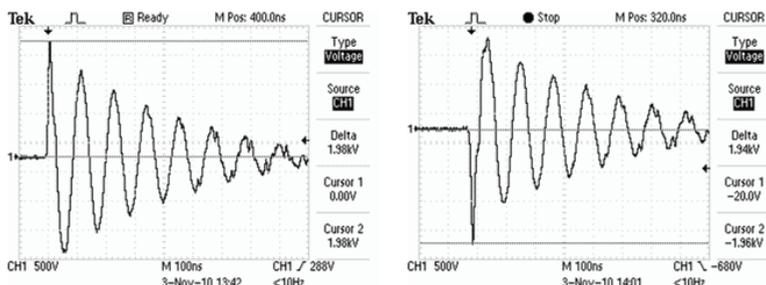


Рисунок 7 – Типовые осциллограммы испытательного напряжения 5 уровня положительной и отрицательной полярностей

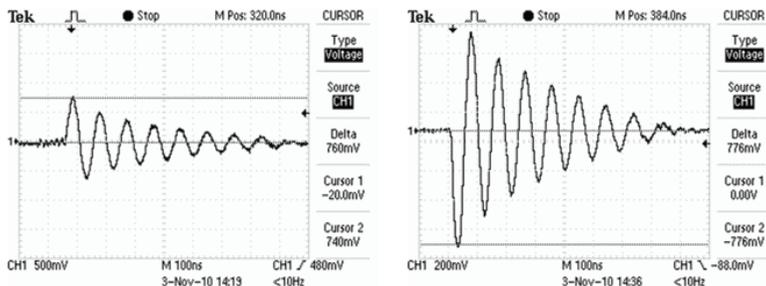
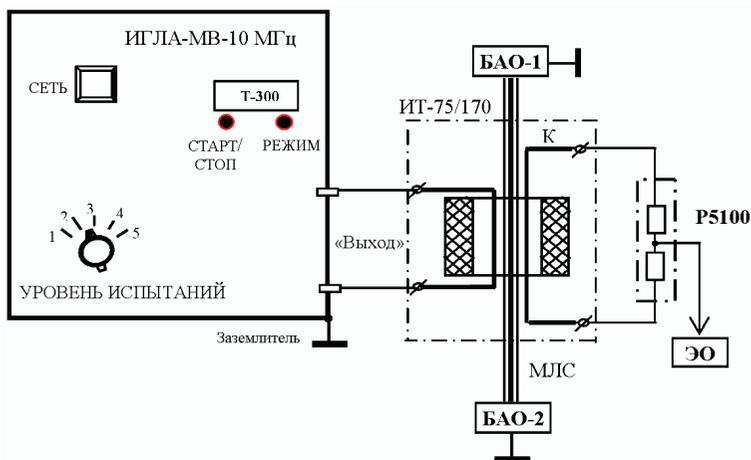


Рисунок 8 – Типовые осциллограммы предельного тока 5 уровня положительной и отрицательной полярностей

Схема испытаний БАО с МЛС приведена на рис. 9, а общий вид генератора во время исследования его выходных характеристик – на рис. 10.



ИГЛА-МВ-10 МГц – испытательный генератор;
 ИТ-75/170 – инжектирующий трансформатор;
 КК – калибровочный контур;
 P5100 – щуп высоковольтный P5100 100X;
 МЛС – межблочная линия связи;
 БАО-1, БАО-2 – испытываемое оборудование
 ЭО – осциллограф Tektronix TDS 1012

Рисунок 9 – Схема испытаний БАО



Рисунок 10 – Общий вид генератора во время исследования его выходных характеристик (с КК и ЭО)

Выводы: Генератор ИГЛА-МВ-10 МГц успешно прошел первичную аттестацию с участием представителей ГП «Харьковстандартметрология» по разработанной в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» соответствующей программе

и методике аттестации, введен эксплуатацию в НИО-2 НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» и участвует в испытаниях БАО на восприимчивость к переходным процессам, вызванным молнией методом «многократные вспышки».

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.

Поступила в редколлегию 06.04.2011.

УДК 551.594

Д. Г. КОЛИУШКО, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., НТУ «ХПИ»;
А. А. ПЕТКОВ, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., НТУ «ХПИ»

СТАТИСТИЧЕСКАЯ ДВУМЕРНАЯ МОДЕЛЬ РАЗРЯДА МОЛНИИ НА БЕСКОНЕЧНЫЙ ПРЯМОЛИНЕЙНЫЙ ПРОВОДНИК

У роботі запропонована статистична двовимірна модель розряду блискавки на нескінченний прямолінійний провідник. Наведено результати розрахунків імовірності поразки різних ділянок провідника.

In work the statistical two-dimensional model of the lightning stroke on an infinite rectilinear conductor is offered. The calculations results of defeat probability of various conductor sites are given.

Постановка проблемы. Вопросам молниезащиты объектов различного назначения в настоящее время уделяется все более значительное внимание. Это связано, в первую очередь, с опасными, а порой и катастрофическими последствиями поражения молнией объектов, обеспечивающих жизнедеятельность человеческого сообщества. В данный момент отсутствуют средства, позволяющие полностью исключить попадание разряда молнии даже в «защитенные» зоны. Создаваемая ситуация инициирует разнонаправленные теоретические и экспериментальные исследования в области молниезащиты.

Анализ публикаций. Материалы, проведенные в [1], показывают, что имеют место существенные противоречия между действующей нормативной базой, например [2, 3], и фактическими данными по поражению различных объектов, что характерно для всего периода проведения работ по молниезащите. В работе [4], посвященной использованию вероятностного подхода к вопросу молниезащиты, в частности показано, что к протяженным объектам, размещенным в зоне защиты молниеотводов, декларируемых в нормативных документах, не применимы прогнозы относительно числа их поражений молнией. В работе [5], которая содержит общую схему развития разряда молнии,

также указано на недостаточную обоснованность нормативных документов по молниезащите.

Сложность адекватного описания процесса поражения молнией связана, в первую очередь, с тем, что параметры импульса тока молнии имеют вероятностный характер [6], что приводит к различным длинам последнего, поражающего разряда молнии (так называемое расстояние ориентировки или дистанция поражения). Например, для молний, воздействующих на линии электропередачи, имеет место следующий интервал для значений дистанция поражения [7]

$$R = 10 - I^{0,65}, \quad (1)$$

где: R – дистанция поражения (м); I – амплитуда тока (кА).

Для анализа молниезащищенности зданий и сооружений в [7] рекомендован следующий ряд значений $R = 20, 30, 45, 60$. Приведенные данные свидетельствуют, что даже такая важная характеристика молнии, на базе которой строится молниезащита не имеет однозначной трактовки.

Как показывает проведенный анализ, вопросы молниезащиты не имеют законченного рассмотрения и требуют дальнейших разработок по построению моделей поражаемости молнией различных объектов.

Одной из задач такого рода является описание поражения молнией проводящей плоскости, которая в силу симметрии может быть сведена к задаче описания поражения молнией проводящего прямолинейного проводника.

Целью настоящей работы является построение статистической модели разряда молнии на бесконечный прямолинейный проводник.

Материалы и результаты исследований. Рассмотрим двухмерную модель процесса поражения разрядом молнии произвольной точки, расположенной на бесконечной прямой.

Под траекторией разряда молнии условимся понимать отрезок прямой линии, соединяющий две точки плоскости. Введем некоторые определения. Точку, из которой исходит разряд молнии, обозначим т. Н. Точку, в которую приходит разряд молнии, обозначим т. К. Условимся, что протяженность траектории разряда молнии постоянна и равна R (дистанция или радиус поражения). Произвольная точка т. П (точка поражения), принадлежащая отрезку НК всегда поражается разрядом молнии, проходящим между т.Н и т.К.

Поместим т. Н на ось OZ плоскости XOZ , как показано на рис. 1. Обозначим точкой т. М, точку, одновременно принадлежащую оси OX и находящуюся на линии движения разряда молнии, определяемой углом θ (угол движения), отсчитываемого от оси OZ , как показано на рис. 1.

Отметим, что если протяженность траектории молнии (радиус поражения) равна или больше, чем отрезок HM , то точкой поражения будет являться и т. М.

Предположим, что разряд может развиваться от т. Н только по направлению к оси OX . Это эквивалентно утверждению, что угол движения θ изменяется в интервале $-\pi/2 < \theta < \pi/2$. Положим, что молния в момент начала разряда

представляет собой некоторый заряд Q , помещенный в т. Н, а вдоль оси OX натянута бесконечно тонкий проводящий цилиндр, потенциал которого всегда равен нулю. Тогда условную среднюю напряженность электрического поля

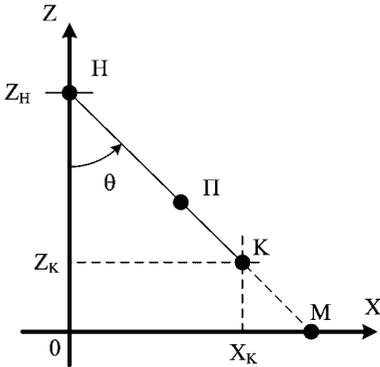


Рисунок 1

E_{HM} между т. Н и т. М, произвольно расположенной на оси OX , определим как разность потенциалов между т. Н и т. М, деленную на длину отрезка HM . Так как при принятых допущениях разность потенциалов между т. Н и т. М всегда постоянна, то напряженность поля определяется только величиной обратно пропорциональной расстоянию от т. Н до т. М, то есть длиной отрезка HM , равной d_{HM} .

Как известно, направление движения молнии является случайной величиной [1]. Это эквивалентно тому, что случайной величиной является угол движения θ . Рассмотрим два варианта закона распределения случайного угла движения θ .

Вариант 1. Направление движения разряда статистически не зависит от каких-либо факторов (вариант равновероятного движения). Это означает, что угол движения подчиняется равномерному распределению [8] с плотностью

$$f(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{\pi}, & \text{при } -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}, \\ 0, & \text{при } \theta < -\frac{\pi}{2}, \theta > \frac{\pi}{2}, \end{cases}, \quad (2)$$

и функцией распределения

$$F(\theta) = \begin{cases} 0, & \text{при } \theta < -\frac{\pi}{2}, \\ \frac{\theta + \frac{\pi}{2}}{\pi}, & \text{при } -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}, \\ 1, & \text{при } \theta > \frac{\pi}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

Вариант 2. Направление движения разряда статистически зависит от условной средней напряженности электрического поля: чем больше напряженность электрического поля между т. Н и т. М, тем выше вероятность движения в данном направлении. Это означает, что угол движения θ статистически зависит от величины $1 / d_{HM}$: чем меньше расстояние от т. Н до т. М, тем выше вероятность разряда в направлении, определяемом углом θ .

Использование методов теории вероятностей [8] и численных методов [9] позволило для рассматриваемого варианта (вариант движения с вероятностью обратной расстоянию до оси OX) описать распределение угла движения θ , плотностью (при максимальной абсолютной погрешности $\delta \leq 2 \cdot 10^{-3}$)

$$f(\theta) = \begin{cases} 1,915 \cdot 10^{-2} \theta^4 - 2,493 \cdot 10^{-1} \theta^2 + 5 \cdot 10^{-1}, & \text{при } -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}, \\ 0, & \text{при } \theta < -\frac{\pi}{2}, \theta > \frac{\pi}{2}, \end{cases} \quad (4)$$

и функцией распределения (при максимальной абсолютной погрешности $\delta \leq 2 \cdot 10^{-4}$)

$$F(\theta) = \begin{cases} 0, & \text{при } \theta < -\frac{\pi}{2}, \\ 3,83 \cdot 10^{-3} \theta^5 - 8,31 \cdot 10^{-2} \theta^3 + 5 \cdot 10^{-2} \theta + 5 \cdot 10^{-1}, & \text{при } -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}, \\ 1, & \text{при } \theta > \frac{\pi}{2}. \end{cases} \quad (5)$$

Отметим, что распределение угла движения θ в данном варианте не зависит от Z_H – высоты расположения точки начала движения разряда.

Графики плотности распределения угла движения $f(\theta)$ показаны на рис. 2.

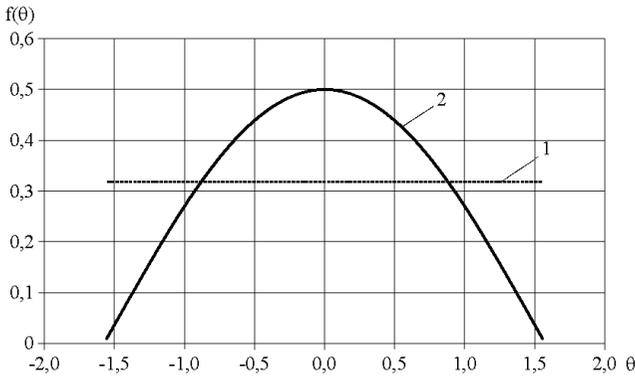


Рисунок 2 – Плотность распределения угла движения θ :
1 – вариант 1, по выражению (2); 2 – вариант 2, по выражению (4)

Графики, приведенные на рис. 2, можно трактовать как распределение плотности вероятности поражения разрядом молнии полуокружности радиуса R , обращенной к оси OX, при условии, что $Z_H > R$ (см. рис. 1).

Рассмотрим вариант поражающего движения молнии, который возможен при условии $Z_H \leq R$ (см. рис. 3).

Предельные точки поражения на оси OX $\Pi(X_n, 0)$ и $\Pi^*(-X_n, 0)$.

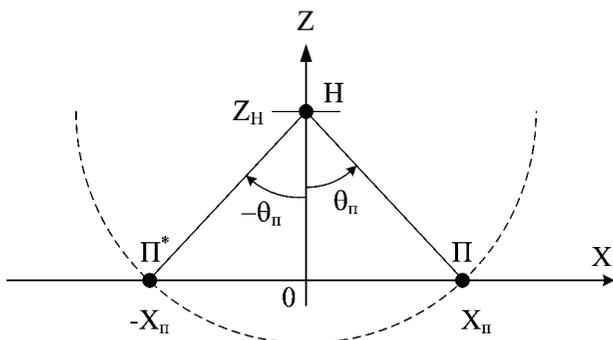


Рисунок 3 – Схема поражения оси OX разрядом молнии

Предельные углы поражения θ_{Π} и $-\theta_{\Pi}$.

$$\theta_{\Pi} = \arccos \frac{Z_H}{R}. \quad (6)$$

Длина полуинтервала зоны поражения

$$X_{\Pi} = \sqrt{R^2 - Z_H^2} \quad \text{или} \quad \frac{X_{\Pi}}{R} = \sqrt{1 - \frac{Z_H^2}{R^2}}. \quad (7)$$

Таким образом, зоны поражения подобны при одинаковом значении Z_H/R .

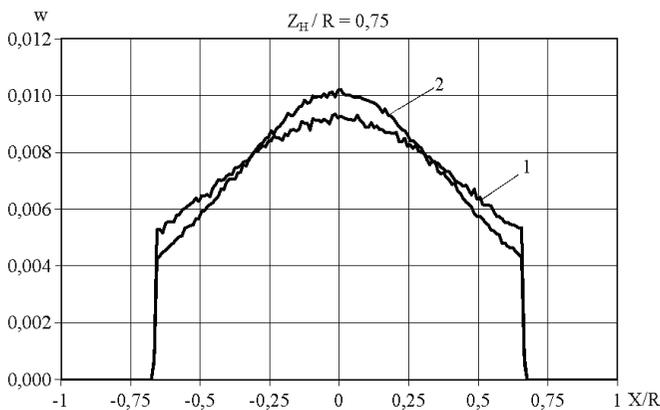


Рисунок 4

Используя методы статистического моделирования [10] и применяя рассмотренные распределения угла движения θ , можно определить частоту поражения отрезков оси OX. Суть статистического моделирования сводится к генерированию случайного угла движения θ и подсчету количества поражения определенных отрезков оси OX (ΔX).

Графики полигонов относительных частот поражения отрезков оси OX

при $\Delta X = 0,01X$ показаны на рис. 4-6 (на рисунках графики 1 соответствуют 1-му варианту распределения θ ; графики 2 – 2-му варианту распределения θ). Относительная частота w определяется как

$$w = n/N, \quad (8)$$

где n – количество поражений отрезка прямой; N – общее количество поражений прямой.

Как видно из рис. 4-6, вероятности поражения отрезков оси OX подобны для рассмотренных вариантов распределения угла движения. При малых отклонениях от точки с координатами $(0,0)$ второй вариант распределения θ имеет большую вероятность поражения. Форма полигонов показывает, что молния с большой вероятностью будет поражать малый интервал оси OX , симметричный относительно проекции точки начала движения молнии на ось OX независимо от рассмотренных видов распределения угла движения θ .

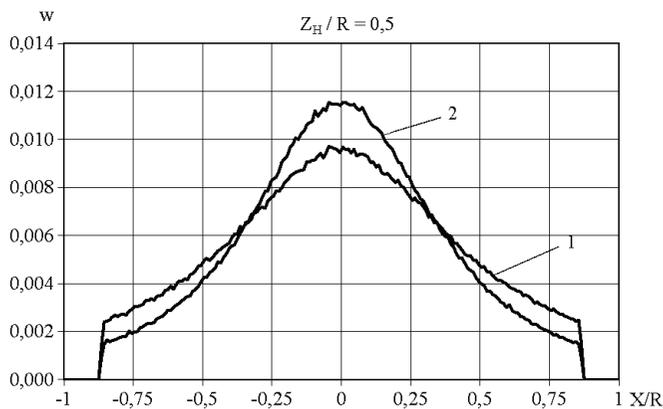


Рисунок 5

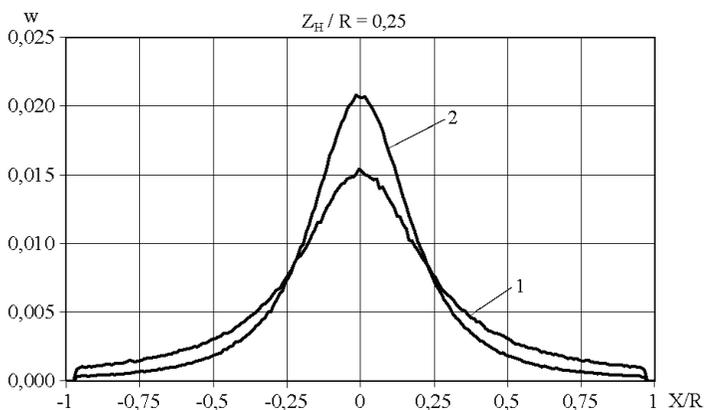


Рисунок 6

Как известно, радиус поражения может случайным образом изменяться под воздействием различных нестационарных факторов, в том числе определяемых экологической обстановкой [1].

На рис. 7 показаны полигоны относительных частот при постоянном значении $Z_H = 0,75$ и варьировании $R = 1-10$.

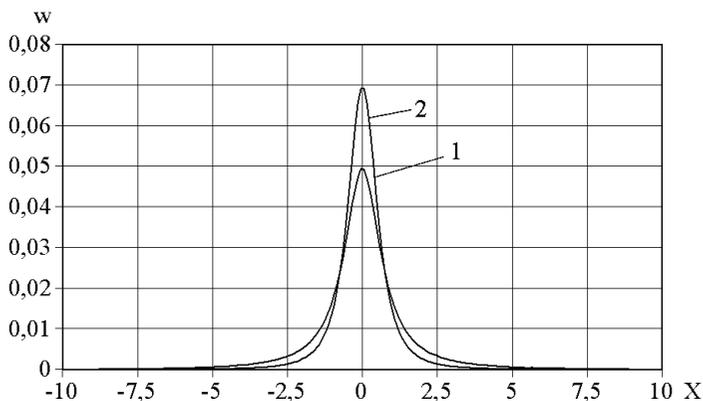


Рисунок 7 – Полигоны относительных частот поражения отрезков оси OX при $Z_H = 0,75$; $R = 1-10$: 1 – соответствует 1-му варианту распределения θ ; 2 – соответствует 2-му варианту распределения θ

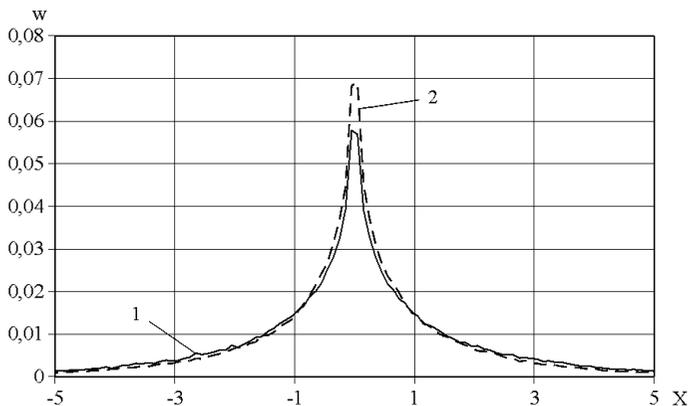


Рисунок 8 – Полигоны относительных частот поражения отрезков оси OX при $R = 1-10$; $Z_H = 0$ – R : 1 – соответствует 1-му варианту распределения θ ; 2 – соответствует 2-му варианту распределения θ

Реально возможно изменение не только R , но и Z_H . Для этого варианта были проведены соответствующие расчеты, результаты которых показаны на рис. 8.

На рис. 9 показаны графики изменения границ произвольного интервала

оси $OX (-X_i, X_i)$, симметричного относительно точки $(0,0)$, от вероятности поражения этого интервала. Графики 1 и 2 соответствуют кривым, показанным на рис. 4 и рис. 6, графики 3 и 4 – кривым, показанным на рис. 7 и рис. 8.

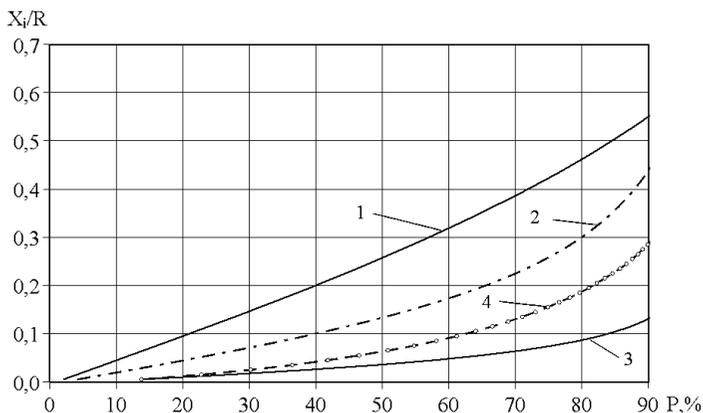


Рисунок 9 – Вероятность поражения при 2-м варианте распределения θ :
 1 – $Z_H/R = 0,75$; 2 – $Z_H/R = 0,25$; 3 – $Z_H = 0,75$; $R = 1-10$; 4 – $Z_H = 0 - R$; $R = 1-10$

Проверка достоверности предложенной модели может быть осуществлена путем проведения физического эксперимента, заключающегося в формировании импульсного электрического разряда, моделирующего разряд молнии между стержнем и лежащим с ним в одной плоскости прямолинейным проводником, перпендикулярным стержню.

При проведении физического эксперимента высота начала разряда Z_H является фиксированной величиной, а радиус поражения может изменяться увеличением напряжения импульсного источника, инициирующего разряд, моделируемой молнии. При этом наименьшим радиусом поражения будет Z_H , что достигается плавным изменением напряжения импульсного источника до первого пробоя промежутка.

Выводы

1. Предложена двухмерная модель разряда молнии в прямолинейный бесконечный проводник, базирующаяся на задании направления движения разряда углом движения.
2. Получены параметры распределения угла движения разряда молнии при вероятности, обратно пропорциональной расстоянию до точки проводника.
3. Исследована взаимосвязь параметров распределения вероятности поражения прямолинейного проводника при различных соотношениях между радиусом поражения и Z -координатой начальной точки движения разряда.
4. Описана методика проверки достоверности модели.

Список литературы: 1. *Базелян Э.М.* Физика молнии и молниезащиты / *Э.М. Базелян, Ю.П. Райзер.* – М.: Физмаглит, 2001. – 320 с. – ISBN 5-9221-0082-3. 2. Инструкция по устройству молниезащиты зданий и сооружений : РД 34.21.122-87 / М-во энергетики и электрификации СССР. – Офиц. изд. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 56 с. 3. Улаштування блискавкозахисту будівель і споруд (IEC 62305:2006, NEQ): ДСТУ Б В.2.5-38:2008. – [Чинний від 2009–01–01]. – К.: Мікрореґіонбуд України, 2008.– 48 с. – (Національний стандарт України). 4. *Резинкина М.М.* Методика расчета прогнозируемого числа поражений молнией протяженных объектов / *М.М. Резинкина* // Журнал технической физики. – 2008. – Т. 78, вып. 5. – С. 1-7. 5. *Александров Г.Н.* Молния и молниезащита / *Г.Н. Александров.* – СПб: Изд-во Политехн. ун-та, 2007. – 280 с. – ISBN 5-7422-1432-4. 6. *Кравченко В.И.* Молния. Электромагнитные факторы и их поражающее воздействие на технические средства / *В.И. Кравченко.* – Харьков: Изд-во «НТМТ», 2010. – 292 с. – ISBN 978-617-578-005-3. 7. Стандарт IEC 62305-1, Ed. 1: Protection against lightning. – Part 1: General Principles. – IEC, 2003. – 61 P. 8. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей / *Е.С. Вентцель* – М.: Высш. шк., 2002. – 575 с. 9. *Краскевич В.Е.* Численные методы в инженерных исследованиях / *В.Е. Краскевич, К.Х. Зеленский, В.И. Гречко.* – К.: Вища шк., 1986. – 263 с. 10. *Ермаков С.М.* Статистическое моделирование / *С.М. Ермаков, Г.А. Михайлов.* – М.: Наука, 1982. – 296 с.

Поступила в редколлегию 05.04.2011.

УДК 621.316.99

Д. Г. КОЛИУШКО, канд. техн. наук, ст. науч сотр., НТУ «ХПИ»;
С. С. РУДЕНКО, инж., НТУ «ХПИ»

АППРОКСИМАЦИЯ ФУНКЦИИ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩЕЙ ТРЕХСЛОЙНУЮ МОДЕЛЬ ГРУНТА, МЕТОДОМ НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ

У роботі наведено спосіб апроксимації функції, що характеризує трьохшарову модель ґрунту, методом найменших квадратів. Визначені та проаналізовані фактори, що найбільш суттєво впливають на точність апроксимації. Отримана область застосування метода при апроксимації з заданою похибкою.

The technique of approximation by the method of least squares of function which describes the three-layer model of ground is given in the paper. The factors that influence the most substantial on approximation accuracy are defined and analyzed. The range of method application at approximation with given error is obtained.

Постановка проблемы и анализ публикаций. Для определения нормируемых параметров заземляющего устройства (ЗУ), в частности, сопротивления ЗУ, напряжения прикосновения и напряжения на ЗУ электрических станций и подстанций используется математическая модель неэквипотенциального ЗУ, размещенного в двухслойном грунте [1]. Однако, по результатам измерений электрических свойств грунта (в настоящее время специалистами НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» проведено вертикальное электрическое зондирование (ВЭЗ) для 750 объектов в 24 областях Украины), его структура, как правило, имеет три,

а иногда и более слоев. Учет параметров многослойного грунта в математической модели ведет к повышению точности результатов расчета.

Модель ЗУ, размещенного в многослойном грунте, может быть построена с помощью метода точечного источника тока (ТИТ) [2]. При этом соотношения для расчета потенциала, полученные в [3] и представленные в неявном виде, содержат функции Бесселя нулевого порядка первого рода. Функция, характеризующая многослойную среду (ФМС), представляет собой рациональную дробь и входит в подынтегральные выражения соотношений [3]. Разложение ее в степенной ряд дает возможность применить к выражениям преобразование Вебера-Липшица и привести их к явному виду [3]. Если для двухслойной модели это не вызывает затруднений, то разложение в степенной ряд для трехслойной среды приводит к необходимости взятия для каждого из выражений $m + 1$ интегралов от многочленов m -той степени, где $m + 1$ – количество членов степенного ряда [4]. Поэтому для трехслойной структуры грунта приведение выражений к явному виду с использованием разложения в степенной ряд является громоздким и трудоемким [3].

Задача о представлении выражений в явном виде решается, как правило, с использованием метода приближенного интегрирования [4] при аппроксимации ФМС в ряд суммы экспонент методом неопределенных коэффициентов или графо-аналитическим методом.

Первый метод заключается в выделении из подынтегральных выражений дробно-рациональной функции, не зависящей от координат точки наблюдения и расположения ТИТ, и разложении ее методом неопределенных коэффициентов в ряд суммы экспонент [4]. Недостатком данного способа является необходимость применять его отдельно к каждому из выражений (их число для трехслойной структуры равно девяти [3]), что не позволяет получить общего решения.

В отличие от метода неопределенных коэффициентов, графо-аналитический метод, дает возможность найти общее решение для всех девяти выражений [4]. Суть метода состоит в том, что на полулогарифмической сетке строится исходная функция ФМС $F(\lambda)$ и спрямляется касательной, которая фактически является аппроксимирующей экспонентой. Вычитая из исходной функции полученную таким образом экспоненту, получают новую функцию $F'(\lambda)$. Итерационный процесс повторяется до достижения требуемой точности. Недостатками графо-аналитического метода являются: достаточно высокая погрешность (до 15 % [4]), отсутствие определенности в выборе интервалов аппроксимации, а также сложность автоматизации данного метода.

Для построения математической модели ЗУ, размещенного в трехслойном грунте, с использованием метода ТИТ, предполагается использовать разложение функции в ряд с погрешностью не более 1 %. Поэтому необходимо разработать способ, позволяющий автоматизировать аппроксимацию ФМС с заданной точностью.

Целью данной работы является аппроксимация ФМС трехслойной модели грунта в сумму экспонент с требуемой точностью.

Результаты исследований. Сделаем допущение, что грунт представляет собой трехслойное полупространство [2], с удельным электрическим сопротивлением ρ_1 , ρ_2 и ρ_3 для первого, второго и третьего слоев соответственно. Глубина границ раздела первого и второго слоев – h_1 , а второго и третьего – h_2 . В этом случае ФМС [4] имеет вид:

$$F(\lambda) = \frac{1}{1 - K_{2,1}e^{-2\lambda h_1} + K_{2,1}K_{3,2}e^{-2\lambda(h_2-h_1)} - K_{3,2}e^{-2\lambda h_2}}, \quad (1)$$

где λ – параметр интегрирования; $K_{i+1,i}$ – коэффициенты, определяемые по выражениям:

$$K_{2,1} = \frac{\rho_2 - \rho_1}{\rho_2 + \rho_1}; \quad K_{3,2} = \frac{\rho_3 - \rho_2}{\rho_3 + \rho_2}.$$

Для приведения соотношений по расчету потенциала к явному виду с использованием преобразования Вебера-Липшица выражение (1) необходимо представить в виде [3]:

$$F'(\lambda) = \sum_{n=0}^m K_n e^{-2\lambda H_n}, \quad (2)$$

где K_n и H_n – коэффициенты, полученные в результате разложения; n – номер члена ряда; m – степень аппроксимирующего полинома.

Для приведения функции (1) к ряду (2) воспользуемся методом наименьших квадратов (МНК) [5]. Его использование для аппроксимации функций характеризуется относительной простотой и возможностью автоматизации.

В соответствии с [5], для получения аппроксимирующего полинома m -той степени из расчетных значений функции $F(\lambda)$ составляется система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), для которой должно выполняться условие $N > m + 1$, где N – число расчетных точек. Если в качестве аргумента функции (1) рассмотреть $e^{-2\lambda}$, то решением СЛАУ будут искомые коэффициенты разложения K_n из выражения (2) при $H_n = n$:

$$\left\{ \begin{aligned} K_0 \cdot N + K_1 \cdot \sum_{i=1}^N e^{-2\lambda_i} + K_2 \cdot \sum_{i=1}^N e^{-4\lambda_i} + \dots + K_m \cdot \sum_{i=1}^N e^{-2m\lambda_i} &= \sum_{i=1}^N F(\lambda)_i; \\ K_0 \cdot \sum_{i=1}^N e^{-2\lambda_i} + K_1 \cdot \sum_{i=1}^N e^{-4\lambda_i} + \dots + K_m \cdot \sum_{i=1}^N e^{-2(m+1)\lambda_i} &= \sum_{i=1}^N F(\lambda)_i \cdot e^{-2\lambda_i}; \\ \dots &\dots \\ K_0 \cdot \sum_{i=1}^N e^{-2m\lambda_i} + K_1 \cdot \sum_{i=1}^N e^{-2(m+1)\lambda_i} + \dots + K_m \cdot \sum_{i=1}^N e^{-4m\lambda_i} &= \sum_{i=1}^N F(\lambda)_i \cdot e^{-2m\lambda_i}. \end{aligned} \right. \quad (3)$$

При составлении СЛАУ параметр $\lambda \in [0, \lambda_{\max}]$, где λ_{\max} – значение при котором $F(\lambda)$ достигает установившегося значения с точностью в 1 %.

Оценка точности аппроксимации выполняется по среднему относительному отклонению результатов расчета полученной функции (2) от исходной функции (1), %:

$$\delta = \frac{1}{N} \sum_i \left| \frac{F(\lambda)_i - F'(\lambda)_i}{F(\lambda)_i} \right| \cdot 100, \quad (4)$$

где $F(\lambda)_i$ – i -тое значение исходной функции; $F'(\lambda)_i$ – i -тое значение аппроксимирующей функции.

На точность аппроксимации могут влиять две группы факторов: первая включает в себя параметры грунта трехслойной модели, вторая – степень полинома m и число расчетных точек N . Полученные в результате ВЭЗ значения параметров грунта не могут в дальнейшем изменяться произвольным образом, и можно говорить лишь об области применимости МНК для соответствующего набора $\rho_1, \rho_2, \rho_3, h_1, \text{ и } h_2$. Степень полинома m и количество расчетных точек N должны быть выбраны таким образом, чтобы минимизировать погрешность аппроксимации при выполнении условия $N > m+1$.

Рассмотрим степень влияния на точность аппроксимации указанных групп факторов.

Учитывая многовариантность каждого из параметров грунта, предлагается проведением однофакторных экспериментов выделить те из них, которые существенно влияют на точность аппроксимации [5]. В качестве отклика выбрано среднее относительное отклонение (4).

Суть однофакторных экспериментов заключалась в том, что при установлении всех факторов на основном уровне определялось значение отклика y . Затем каждый из них поочередно устанавливался на нижний или верхний уровень, и фиксировалось изменение отклика [5]. При проведении расчетов степень аппроксимирующего полинома принималась равной $m = 5$, а количество расчетных точек $N = 1000$.

Физическая величина	Уровни факторов:			Значение отклика для основного уровня y , %	Влияние фактора $\pm \gamma$, %
	нижний	основной	верхний		
ρ_1 , Ом·м	50	150	250	0,0092	250
ρ_2 , Ом·м	10	105	200		9848
ρ_3 , Ом·м	20	154	288		56
h_1 , м	0,1	0,8	1,5		11620
h_2 , м	1,5	2,75	4		5,3

Из анализа результатов ВЭЗ следует, что параметры грунта, на которых размещено большинство обследованных энергообъектов, лежат в пределах $\rho_1 \in [40; 500]$ Ом·м, $\rho_2 \in [10; 500]$ Ом·м, $\rho_3 \in [10; 500]$ Ом·м; $h_1 \in [0,05; 3]$ м и $h_2 \in [0,8; 6]$ м. Для проведения однофакторных экспериментов область изменения факторов выбиралась на уровне 40-55 % от области их определения. В таблице приведены значения уровней факторов, отклик y для основного уровня, а также γ – относительное отклонение значения отклика от отклика y при установке соответствующего фактора на нижний или верхний уровень.

Анализ результатов (см. таблицу) позволил выделить наиболее существ-

венно влияющие на точность аппроксимации параметры грунта: глубина раздела первого и второго слоев h_1 , а также их удельное электрическое сопротивление ρ_1 и ρ_2 . Области изменения указанных факторов, при которых погрешность аппроксимации не превышает 1 %, определяют область применения МНК для аппроксимации ФМС. Остальные параметры грунта оказывают слабое воздействие, поэтому на области их изменения строгих ограничений не накладывается.

Выделив существенные факторы из первой группы, рассмотрим влияние степени полинома m на погрешность аппроксимации при различных их сочетаниях. На рис. 1 приведено семейство кривых, характеризующих зависимость погрешности от степени полинома. Кривые 1 и 3 получены при соотношении $\rho_1/\rho_2 = 50$ (то есть $\rho_1 = 500$ Ом·м и $\rho_2 = 10$ Ом·м), а кривые 2 и 4 – при $\rho_1/\rho_2 = 0,02$ (то есть $\rho_1 = 10$ Ом·м и $\rho_2 = 500$ Ом·м), для $h_1 = 1,5$ м, и $h_1 = 0,1$ м соответственно. Значения остальных факторов выбраны из таблицы по основному уровню.

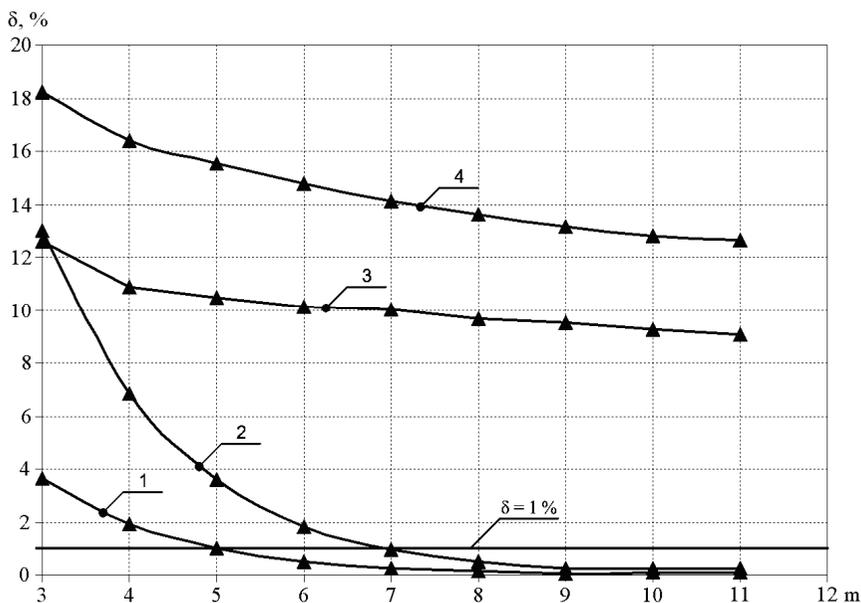


Рисунок 1 – Зависимости погрешности аппроксимации от степени полинома m при различных сочетаниях параметров грунта:

- 1 – $\rho_1/\rho_2 = 50$ и $h_1 = 1,5$ м; 2 – $\rho_1/\rho_2 = 0,02$ и $h_1 = 1,5$ м;
- 3 – $\rho_1/\rho_2 = 50$ и $h_1 = 0,1$ м; 4 – $\rho_1/\rho_2 = 0,02$ и $h_1 = 0,1$ м

Из построенных графиков видно, что:

- 1) независимо от величины отношения ρ_1/ρ_2 и степени полинома m существуют такие значения границы раздела h_1 , для которых не может быть достигнута погрешность в 1 % и меньше (кривые 3 и 4);

- 2) для кривых 1 и 2, начиная с $m = 7$, погрешность $\delta \leq 1 \%$;
- 3) при $m \geq 9$ увеличение степени практически не приводит к повышению точности. Поэтому для дальнейших расчетов примем степень полинома $m = 9$.

Для определения области применения МНК для аппроксимации ФМС следует найти величину глубины раздела первого и второго слоев $h_{1\min}$, для которой при $m = 9$ и различных соотношениях ρ_1/ρ_2 погрешность не превышает 1 %.

Зависимости точности аппроксимации от изменения h_1 представлены в виде семейства кривых на рис. 2. Кривые 1, 2, 3 и 4 соответствуют погрешности аппроксимации при $\rho_1/\rho_2 = 0,02; 0,1; 10$ и 50 соответственно. Все зависимости были получены при $m = 9$, остальные факторы равны основному уровню из таблицы.

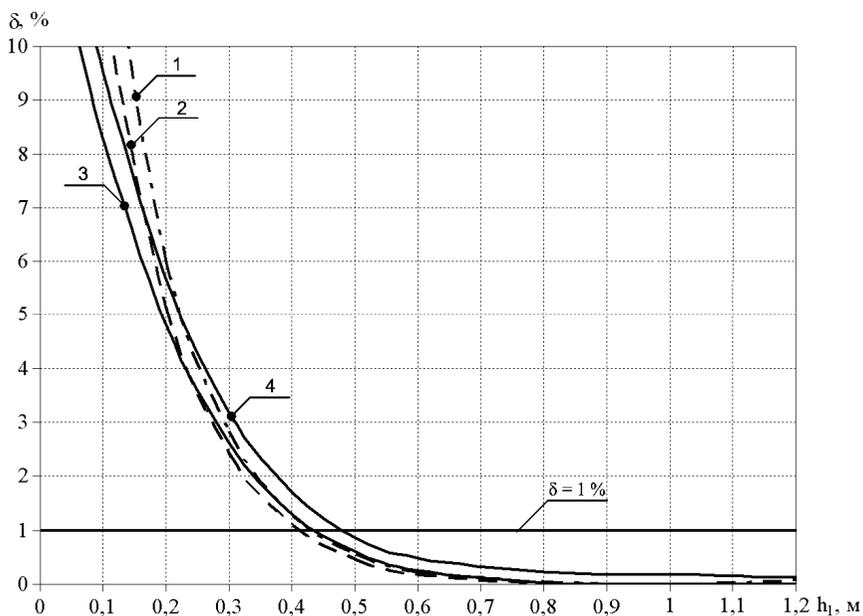


Рисунок 2 – Зависимости погрешности аппроксимации от глубины границы раздела первого и второго слоев:

1 – $\rho_1/\rho_2 = 0,02$; 2 – $\rho_1/\rho_2 = 0,1$; 3 – $\rho_1/\rho_2 = 50$; 4 – $\rho_1/\rho_2 = 10$

Характер зависимостей (см. рис. 2) указывает на то, что область применения МНК для аппроксимации ФМС с погрешностью до 1 % при изменении соотношения ρ_1/ρ_2 от 0,02 до 50 и степени полинома $m = 9$ ограничивается условием $h_{1\min} = 0,48$ м.

Если в результате проведения ВЭЗ оказывается, что $h_1 < h_{1\min}$, то для сохранения погрешности аппроксимации на уровне менее 1 % необходимо опре-

делить эквивалентное удельное сопротивление $\rho_{1\text{экв.}}$, приняв в качестве границы раздела первого и второго слоев эквивалентную границу $h_{1\text{экв.}} \geq h_{1\text{min}}$ [6]. Задавшись глубиной эквивалентной границы $h_{1\text{экв.}}$, удельное сопротивление рассчитывается по формуле:

$$\rho_{1\text{экв.}} = \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2 (h_1 \rho_1 + \Delta h \rho_2)}{\rho_2 h_1 + \rho_1 \Delta h}}, \quad (5)$$

где Δh – положительный корень приведенного квадратного уравнения

$$\Delta h^2 + h_1 \frac{\rho_1^2 + \rho_2^2}{\rho_1 \rho_2} \Delta h - (h_{1\text{экв.}}^2 - h_1^2) = 0.$$

Таким образом, с помощью (5) применимость МНК для аппроксимации ФМС с погрешностью менее 1 % может быть распространена на все трехслойные среды, у которых отношение $\rho_1/\rho_2 \in [0,02; 50]$.

Выводы

1. В работе предложен способ аппроксимации функции, характеризующей трехслойную среду, в ряд суммы экспонент при помощи метода наименьших квадратов с погрешностью менее 1 %.
2. Определены наиболее существенно влияющие на точность аппроксимации факторы: глубина раздела первого и второго слоя, их удельные сопротивления, а также степень аппроксимирующего полинома.
3. Показано, что для аппроксимации целесообразно использовать полином не выше 9 порядка.
4. Получено граничное значение глубины раздела первого и второго слоев, для которого погрешность аппроксимации ФМС с помощью МНК не превышает 1% при изменении соотношения ρ_1/ρ_2 от 0,02 до 50.

Полученные в работе результаты могут быть использованы для разработки математической модели неэквипотенциального ЗУ, размещенного в трехслойном грунте.

Список литературы: 1. Линк И.Ю. Математическая модель неэквипотенциального заземляющего устройства подстанции, размещенного в двухслойном грунте / И.Ю. Линк, Д.Г. Колюшко, Г.М. Колюшко // Электронное моделирование. – 2003. – Т. 25, № 2. – С. 99-111. 2. Бургсдорф В.В. Заземляющие устройства электроустановок / В.В. Бургсдорф, А.И. Якобс – М. : Энергоатомиздат. – 1987. – 400 с. 3. Бургсдорф В.В. Расчет заземлителей в неоднородных грунтах / В.В. Бургсдорф // Электричество. – 1954. – № 1. – С. 15-25. 4. Максименко Н.Н. Заземляющие устройства в многолетнемерзлых грунтах / Н.Н. Максименко. – Норильск: НГМК. – 1974. – 503 с. 5. Егоров А.Е. Исследование устройств и систем автоматики методом планирования эксперимента / А.Е. Егоров, Г.Н. Азаров, А.В. Коваль; под ред. В.Г. Воронова. – Х. : Вища школа. – 1986. – 240 с. 6. Коструба С.И. Измерение электрических параметров земли и заземляющих устройств / С.И. Коструба. – М. : Энергоатомиздат. – 1983. – 168 с.

Поступила в редколлегию 01.04.2011

Ю. КУРАШКО, канд. техн. наук, ИИПТ НАН Украины, Николаев;
О. ХВОШАН, канд. техн. наук, ИИПТ НАН Украины, Николаев;
В. ЛИТВИНОВ, ИИПТ НАН Украины, Николаев;
О. СИЗОНЕНКО, д-р техн. наук, ИИПТ НАН Украины, Николаев

АНАЛИЗ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСНО-ПЛАЗМЕННОГО СПЕКАНИЯ ПОРОШКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ С РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА

Виконано класифікацію генераторів спікання порошкових матеріалів та аналіз режимів роботи генератора з резонансним інвертором струму.

Classification of generators of powder materials sintering and analysis of the modes of operations of generator with the resonance inverting of current are performed.

Введение. Искро-плазменное спекание (ИПС) – метод спекания порошковых материалов под давлением, базирующийся на использовании импульсного постоянного тока с высоким значением силы тока (от единиц до десятков килоампер) для быстрого и равномерного распределения энергии плазмы между частицами [1].

Основным недостатком оборудования, выпускаемого зарубежными компаниями (SPS Syntex Inc. (Япония) [2], FCT Fine Ceramics Technologies GmbH & Co KG (Германия) [3], Thermal Technology LLC (США) [4], Easy Fashion Industry (Китай) [5]), является высокая стоимость.

Целью данной работы являлся общий анализ возможных электрических схем генераторов спекания порошковых материалов и выбор перспективного схемного решения.

Общие сведения. Общая классификация схем генераторов электроспекания порошковых материалов представлена на рис. 1.

Генератор электроимпульсного спекания (ГЭИС) предполагает достаточно простую электрическую схему подключения нагрузки. От питающей сети 220/380 В емкостный накопитель заряжается через зарядное устройство (ЗУ) до необходимого напряжения (от единиц до десятков киловольт) и через коммутатор (как правило, разрядник) подключается к нагрузке. В нагрузке выделяется затухающая серия импульсов. В ряде случаев накопитель может быть большей емкости, но заряжаться до меньшего напряжения, и через полупроводниковый коммутатор (например, тиристорный) разряжается на нагрузку через импульсный трансформатор. В данной схеме импульсный трансформатор выполняет роль согласующе-формирующего элемента.

Предполагается, что процесс спекания завершается после прохождения одной серии импульсов, поэтому данный ГЭИС может подключаться к мало-мощной питающей сети.

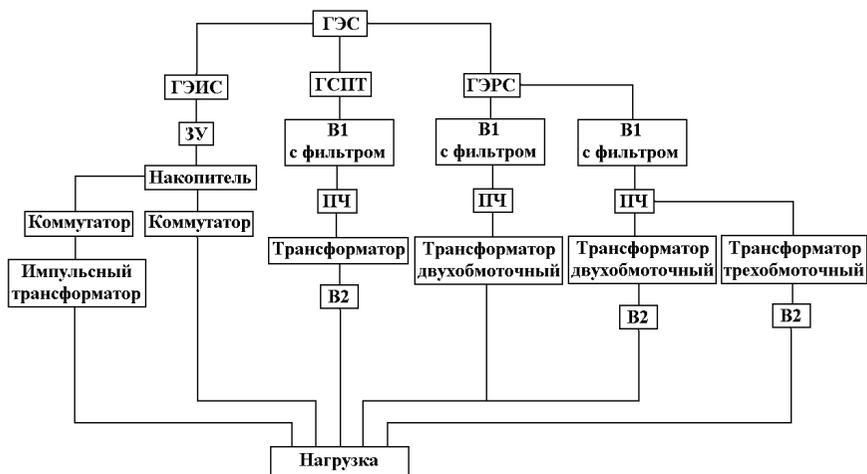


Рисунок 1 – Классификация схем генераторов спекания

Если требуется пропустить через нагрузку несколько серий импульсов, то в схеме должно быть увеличено количество емкостных накопителей, коммутаторов и устройств синхронизации их включения.

Генератор спекания постоянного тока (ГСПТ), обеспечивающего режим спекания «сопротивлением», в зависимости от своего функционального назначения должен подключаться к мощной трехфазной сети, обеспечивающей выходную мощность от десятков до сотен киловатт.

Непосредственно к трехфазной сети подключен неуправляемый либо управляемый выпрямитель, собранный по шестипульсационной схеме выпрямления. Трехфазная сеть 380 В, 50 Гц обеспечивает выпрямленное напряжение 500 В. При управляемом выпрямителе (с фазовой системой регулирования угла открывания тиристоров выпрямителя) выпрямленное напряжение можно изменять в пределах 300 В (с существенным увеличением пульсации выпрямленного напряжения). При глубоком регулировании выпрямленного напряжения требуется более мощный фильтр. Далее напряжение поступает на элемент схемы (например, преобразователь повышенной частоты (ПЧ) с широтно-импульсным регулированием (ШИР)), который позволяет изменять напряжение (и, соответственно, мощность), подаваемое на трансформатор. понижающий трансформатор, рассчитанный на полную мощность и работающий на высокой частоте (вследствие чего массогабаритные показатели могут быть вполне приемлемыми), подключен через низковольтный силовоточный выпрямитель к нагрузке.

Таким образом, в данной схеме за счет управляемого выпрямителя (В1) и преобразователя (ПЧ с ШИР) возможно регулирование мощности в нагрузке в широких пределах (практически от нулевой до номинальной).

Генератор электроразрядного спекания (ГЭРС), иначе называемый гене-

ратором импульсно-плазменного спекания или SPS в иностранных источниках, представляет собой в классическом исполнении два источника постоянно-го и переменного напряжения, работающие на общую нагрузку (Н).

Один из источников содержит трехфазный сетевой выпрямитель В1 с фильтром (может быть неуправляемым), постоянное напряжение которого поступает на вход преобразователя частоты ПЧ с ШИР, далее на двух- либо трехобмоточный трансформатор, осуществляющий согласование сопротивления нагрузки с сопротивлением сетевого источника, и выпрямитель В2 (низковольтный, высокоточный), подключаемый к нагрузке. Второй источник имеет аналогичную электрическую схему соединения элементов при отсутствии выпрямителя В2 (на нагрузку подается переменное напряжение).

ГЭРС и ГЭИС по своей природе воздействия на порошок очень близки, но при этом все положительные и отрицательные технологические аспекты более ярко выражены в технологии ГЭИС, поскольку сам процесс занимает значительно меньшее время.

Анализ режимов работы генератора. Возможным вариантом построения генератора импульсно-плазменного спекания порошковых материалов является использование схемы с резонансным автономным последовательным инвертором тока. Преимуществом данной схемы является малая зависимость мощности, выделяемой в нагрузке, от изменения ее сопротивления в процессе спекания, а также возможность переключения ключей инвертора в нулевые моменты тока, что позволяет снизить потери в полупроводниковых элементах, улучшить условия их переключения. Одним из вариантов схемы является использование мостовой схемы инвертора, выполненного на транзисторах (рис. 2), позволяющей гибко регулировать протекающий в нагрузке ток, управляя полупроводниковыми ключами.

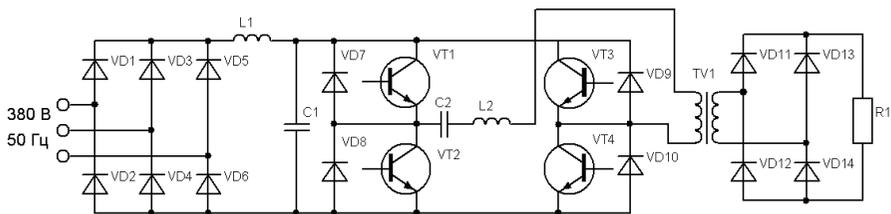


Рисунок 2 – Принципиальная электрическая схема генератора спекания с инвертором, выполненным на транзисторах по мостовой схеме

Для уменьшения габаритных размеров трансформатора TV1 и элементов C2, L2 контура была выбрана промежуточная частота преобразования энергии $f = 5$ кГц. При этом частота переключения транзисторов VT1-VT4 принималась удвоенной. Согласующий трансформатор TV1 позволил выбирать сопротивление нагрузки R1 (спекаемого образца) таким образом, чтобы при его уменьшении в четыре раза (от начала до конца спекания) выделяемая в на-

грузке мощность оставалась неизменной в пределах 11-12 кВт. Входной фильтр L1, C1, с одной стороны, уменьшает уровень высших гармоник в напряжении, поступающем на инвертор, с другой стороны – емкость C1 образует часть контура, по которому протекает высокочастотный ток транзисторов VT1-VT4 и ток диодов VD7-VD10 при закрытых транзисторах. Элементы фильтра выбирались из условия $L1 \approx 10 \cdot L2$; $C1 \approx 10 \cdot C2$.

Для определения формы кривой напряжения в нагрузке в течение времени спекания и необходимой величины элементов схемы, обеспечивающих требуемую мощность, был проведен анализ переходных процессов в цепи. Расчеты были проведены с помощью компьютерного анализа в программе PSpice, входящей в пакет OrCAD 16.0.

Трансформатор принимался идеальным, сопротивление R1 приводилось к первичной обмотке.

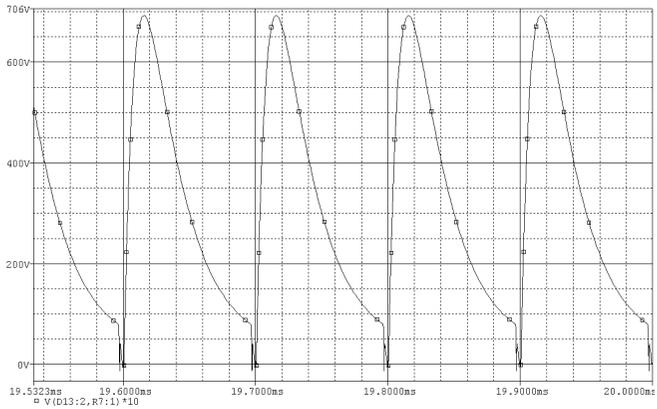
Результаты расчетов приведены на нижеследующих рисунках.

Зависимость изменения потребляемой нагрузкой мощности от приведенного сопротивления изображена на рис. 3. При параметрах цепи $C2 = 2,8 \text{ мкФ}$; $L2 = 95 \text{ мкГн}$ приведенное сопротивление нагрузки в процессе спекания изменяется от 14 до 3,5 Ом. При этом мощность на начальном и конечном этапах процесса находится в пределах 10,5 – 11 кВт, в течение процесса возрастая до 13,5 – 14 кВт.

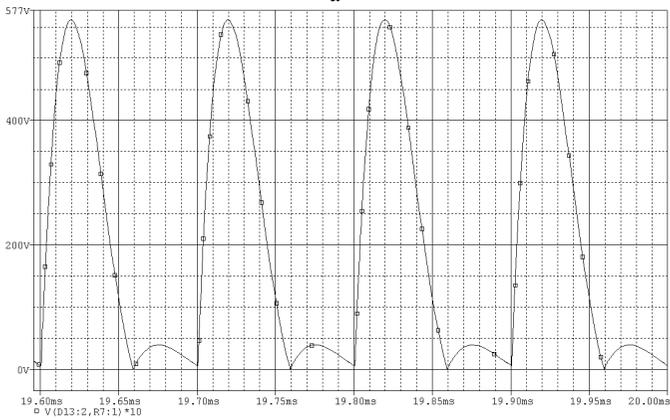


Рисунок 3 – Зависимость изменения потребляемой нагрузкой мощности от ее приведенного сопротивления

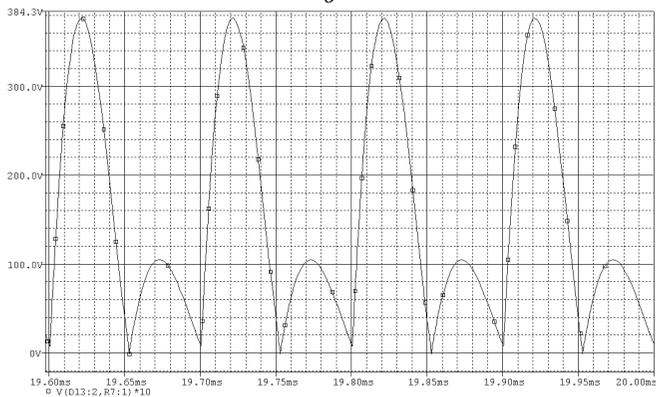
Осциллограммы напряжения в нагрузке в начальный, конечный момент времени и при выделении в ней наибольшей мощности приведены на рис. 4.



a



б



в

Рисунок 4 – Осциллограммы напряжения в нагрузке в начальный (а), конечный (в) момент времени и при выделении в ней наибольшей мощности (б)

В различные моменты времени протекания процесса спекания выделяют следующие режимы:

- 1) $R_1 > 2\sqrt{L_2/C_2}$ – начальный момент времени, характеризуется экспоненциальным падением напряжения на нагрузке;
- 2) $R_1 = 2\sqrt{L_2/C_2}$ – критический режим, переход от экспоненциально падающего к затухающему периодическому напряжению на нагрузке;
- 3) $R_1 < 2\sqrt{L_2/C_2}$ – конечный момент времени процесса спекания, затухающий периодический характер напряжения на нагрузке;
- 4) $R_1 = \sqrt{L_2/C_2}$ – режим выделения наибольшей мощности в нагрузке.

Важную роль в процессе спекания играют переменная и постоянная составляющие в кривой напряжения на нагрузке. Распределение постоянного и действующего напряжения первой гармоники (5 кГц) при разложении в ряд Фурье представлено в таблице. Как видно из таблицы, в процессе спекания доля переменной составляющей относительно постоянной вначале возрастает, затем убывает. Всплеск потребляемой мощности можно уменьшить, перейдя к режиму выделения в нагрузке постоянной мощности при широтно-импульсной модуляции напряжения в преобразователе частоты.

Режим	Постоянное напряжение, В	Переменное напряжение (5 кГц), В	Мощность в нагрузке, кВт
Начало спекания	330	260	10,8
Выделение наибольшей мощности	200	260	13,8
Конец спекания	155	140	10,8

Выводы

1. Использование резонансного автономного последовательного инвертора тока в генераторе импульсно-плазменного спекания дает возможность гибкого регулирования соотношения постоянной и переменной составляющих тока, протекающего через спекаемый образец.
2. Результаты расчетов позволяют перейти к проектированию элементов генератора спекания мощностью до 10 кВт.

Список литературы: 1. Tokita M. Mechanism of Spark Plasma Sintering / M. Tokita // Proceedings of the International Symposium on Microwave, Plasma and Thermochemical Processing of Advanced Materials. – Joining and Welding Research Institute, Osaka University, 1997. – P. 69-76. 2. Сайт компании SPS Syntex Inc. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.scm-sps.com>. 3. Сайт компании FCT Fine Ceramics Technologies GmbH & Co KG [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.fct-systeme.de>. 4. Сайт компании Thermal Technology LLC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.thermaltechnologyinc.com>. 5. Сайт компании Easy Fashion Industry [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://efmpt.com>.

Поступила в редколлегию 08.04.2011.

Л. Е. ОВЧИННИКОВА, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины, Николаев;
С. С. КОЗЫРЕВ, канд. техн. наук, доцент, Национальный университет кораблестроения, Николаев

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОИМПУЛЬСНЫМИ УСТАНОВКАМИ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ОБЪЕКТОВ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ С НЕЙРОСЕТЕВЫМ РЕГУЛЯТОРОМ

Розроблено систему автоматичного керування електроімпульсними установками на основі нечітких регуляторів з використанням нейромережного регулятора для коригування параметрів функцій приналежності в процесі роботи та динамічного синтезу бази правил.

The automated control system, based on fuzzy-logic, was developed for the electropulse installations. The neuronet controller was used for membership function parameters correction in a process of operation. Also a rule base is dynamically synthesized using a neuron network.

Введение. В электроимпульсных технологиях по обработке сварных швов для снятия остаточных напряжений, очистке отливок сложной конфигурации, имеющих значительные перепады высот, используются электроимпульсные установки с подвижным электродом. Системы управления таких установок должны обеспечивать управление движением электрода в 3-х координатном пространстве над обрабатываемой поверхностью и регулирование режима разряда одновременно для выполнения технологических задач. Известные системы регулирования [1], построенные на основе регрессионной линеаризованной модели, которая адекватно описывает электроразрядный процесс только в окрестности точки номинального режима, обеспечивают управляемость при незначительных отклонениях технологических параметров. При изменении технологических параметров в широком диапазоне и влиянии внешних случайных возмущающих воздействий существующие системы управления не обеспечивают управляемость процесса обработки.

Система управления такими электроимпульсными установками должна обеспечивать управление пространственным движением электродной системы по заданной траектории в процессе обработки сложной поверхности для обеспечения локального концентрированного воздействия в заданных точках и одновременное поддержание оптимальных параметров режима разряда для достижения требуемых удельных энергетических показателей. В таких случаях возникает необходимость менять стратегию управления в процессе обработки. Созданная система управления с использованием нечетких регуляторов [2], база правил которых синтезируется на основании экспериментальных данных, обеспечивает адаптивность управления при различных режимах разряда, позволяет учесть стохастичность процесса, но не обеспечивает требуемого изменения стратегии управления при изменении управляющей координаты в процессе обработки сложных поверхностей со значительным перепадом высот.

Цель работы – синтез системы управления с нейросетевым регулятором (НСР), которая будет обеспечивать движение электродной системы над обрабатываемой поверхностью на заданном расстоянии l в промежутках времени между разрядами, осуществлять выбор управляющей координаты для регулирования режима разряда, корректировать параметры регуляторов и динамично синтезировать базу правил в зависимости от положения объекта управления в пространстве состояний.

Решение поставленной задачи. Электроимпульсная установка как объект управления относится к дискретно-непрерывным многомерным стохастическим нестационарным системам [1]. Оператор соответствия между координатами входного и выходного векторов объекта и статистические характеристики информационных координат зависят от положения в пространстве состояний, то есть от параметров разрядного контура, параметров среды и объектов обработки, которые могут непредвиденно изменяться в процессе выполнения технологических операций. Это вызывает необходимость изменения значений коэффициентов блоков системы управления, области значений лингвистических переменных и функций принадлежности нечетких регуляторов, что в свою очередь требует динамического синтеза базы правил.

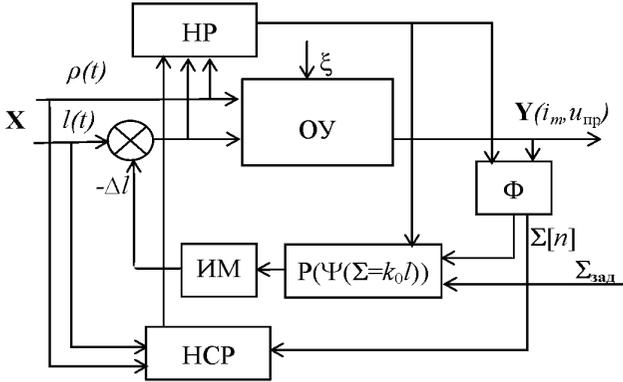
Для решения указанных задач предлагается использовать преимущества нечеткой логики в сочетании с возможностями методов обучения нейронных сетей путем включения в систему управления нейросетевых регуляторов. Нейросетевой регулятор дает возможность решить проблему параметрического синтеза за счет подстраивания параметров выбранных функций принадлежности нечетких регуляторов. Наиболее сложной операцией синтеза системы управления является формирование соответствующей базы правил. В существующих системах управления формирование базы правил выполняют в процессе проектирования на основании экспериментальных данных с использованием теории нечетких множеств и методов fuzzy-аппроксимации [2]. Задачу формирования базы правил можно переложить на нейронную сеть и формировать ее динамично в процессе работы, учитывая текущие значения параметров технологического процесса. В таком случае структурно-параметрический синтез с помощью искусственной нейронной сети можно разбить на два этапа [3]:

- первый – формирование функций принадлежности для каждого входа на основании метода статистической группировки с помощью нейросети;
- второй – оптимизация параметров функций принадлежности с использованием модификации генетического алгоритма, который обеспечивает получение различных видов функций принадлежности в зависимости от значения текущих параметров технологического процесса и скорости их изменения.

На втором этапе синтеза используется такой тип функций активации нейронов нейрорегулятора, который обеспечивает получение различных видов функций принадлежности – гауссовскую, треугольную или трапециидальную

в зависимости от скорости изменения координат вектора состояния.

Структурная схема системы управления электроимпульсными установками с нейросетевым регулятором представлена на рисунке.



Блок-схема системы управления с НСР

Входными переменными являются координаты вектора состояния объекта управления (ОУ): $l[t]$ – длина разрядного промежутка, $\rho[t]$ – удельное сопротивление технологической жидкости. На выходе нечеткого регулятора (НР) в соответствии с базой правил синтезируются сигналы коррекции коэффициентов устройства оценки информационной координаты (Ф – адаптивный фильтр), а также сигналы коррекции зоны нечувствительности релейной функции Ψ и передаточного коэффициента k_0 регулятора (P), которые зависят от дисперсии σ^2_Σ информационной координаты $\Sigma[n]$ и базы правил, сформированной нейросетевым регулятором (НСР), которые в свою очередь определяются положением объекта в пространстве состояний. Исполнительный механизм (ИМ), получив сигнал с регулятора (P) изменяет управляющую координату $l[t]$, замыкая отрицательную обратную связь по выходной координате $\Sigma[n]$.

Для динамичного формирования базы правил и корректировки параметров и вида функций принадлежности нечеткого регулятора в зависимости от значения координат вектора состояния и скорости их изменения в процессе работы используется нейросетевая регулятор. НСР построен на использовании искусственной нейросети с обратным распространением сигнала.

На первом этапе построения функций принадлежности использование алгоритма кластеризации данных позволило с помощью полученных функций принадлежности перекрыть только те области, где в текущий момент размещены данные, и тем самым эффективно распределить ресурсы нейронной сети.

В процессе обучения при синтезе базы правил используется функция обратного распространения сигнала, с помощью которой желаемый выход передается в сеть. Для синтеза правил используется алгоритм конкурентного обучения. После процесса обучения веса соединений определяют выбор соответ-

ствующих правил. Приоритетными являются соединения с большим значением веса.

При оптимизации параметров функций принадлежности полученная база правил остается неизменной, нейронная сеть в данном случае распространяет сигнал только в прямом направлении. Выбор для оптимизации модифицированного параллельного генетического алгоритма при увеличении количества оптимизируемых параметров не приводит к усложнению оптимизационного алгоритма и позволяет осуществить синтез регулятора при отсутствии аналитической зависимости между параметрами регулятора и целевой функцией.

Выводы. Результаты исследования системы управления электроимпульсными установками с нейросетевым регулятором показывают, что она позволяет увеличить точность поддержания траектории движения над обрабатываемой поверхностью, уменьшает перерегулирование и увеличивает быстродействие системы. В результате этого повышается производительность разрядноимпульсной обработки на 15-20%. Нейросетевой регулятор может настраиваться («обучаться») на различные режимы работы, вследствие чего повышается степень адаптивности системы управления к изменяющимся внешним воздействиям и параметрам среды.

Список литературы: 1. Управление электрогидроимпульсными процессами / И.Т. Вовк, В.Б. Друмирецкий, Е.В. Кривицкий, Л.Е. Овчинникова. – К.: Наук. думка, 1984. – 186 с. 2. Козырев С.С. Адаптивная система управления электроимпульсной установкой с использованием нечеткого регулятора // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – № 37. – 2006. – С. 92-100. 3. Круглов В.В., Борисов В.В. Искусственные нейронные сети. Теория и практика. – М.: Горячая линия-Телеком, 2002. – 382 с.

Поступила в редколлегию 30.03.2011.

УДК 316.776:351.741:34:650.0128

В. Я. ПЕВНЕВ, зав. каф., Харьковский нац. ун-т внутренних дел;
М. В. ЦУРАНОВ, ассистент, Харьковский нац. ун-т внутренних дел;
М. В. КРИВОБОК, Харьковский нац. ун-т внутренних дел

МЕТОД НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ СТРОИТЕЛЬНЫХ СООРУЖЕНИЙ

У статті розглянуті існуючі методи контролю якості будівельних споруд. Запропонований неруйнівний метод контролю, заснований на використанні звукових генераторів і расфокусованого лазерного випромінювання.

The existing methods of quality control of building structures are given. Non-destructive testing method based on the use of sound generators and defocused laser beam have been proposed.

Постановка проблемы. Появление современных крупномасштабных объектов – атомных электростанций, терминалов со сжиженным газом, морских буровых установок, химических комбинатов, небоскребов и других жилых зданий – привело наряду с экономическими выгодами к большим негативным последствиям в случае выхода их из строя. Техногенные катастрофы показали насколько важно своевременно проводить контроль строительных сооружений, поскольку дефекты, возникающие в них, могут привести к значительному материальному ущербу и гибели людей.

Известно, что развитые страны ежегодно теряют 10 % своего национального дохода из-за низкого качества выпускаемой продукции. Потери только от дефектов усталости металла в США составляют более 100 млрд. дол. в год, а от коррозии — более 200 млрд. дол. в год [1]. Убытки от низкого качества материалов и изделий в нашей стране значительно выше. Проведение работ по реконструкции зданий без контроля прочности фундамента и бетонных перекрытий приводит к все более частым случаям разрушения реконструированных объектов.

Согласно правилам обследования несущих строительных конструкций зданий и сооружений [2] следует контролировать следующие параметры в строительных конструкциях: геометрические размеры, прочность бетона конструкций, проницаемость бетона, щелочность бетона, морозостойкость бетона и камней, ширина раскрытия трещин, вид арматуры, прогибы, толщина защитного слоя бетона, диаметры, количество и расположение арматуры, прочность арматуры, состояние стыков или узлов сборных конструкций, тип и качество выполнения кладки, вид и марки камней и раствора, прочность камней и раствора, величина пустошовки, влажность кладки.

В случае обнаружения дефектов следует проводить отдельно контроль параметров дефектов и повреждений [2]: ширина раскрытия и глубина трещин, их расположение и характер, размеры и расположение сколов с оголением и без оголения арматуры, степень повреждения арматуры и состояние ее сцепления с бетоном, степень повреждения закладных деталей и состояние стыков и узлов сопряжений сборных конструкций, размеры и глубина пропитки нефтепродуктами, глубина преобразованного слоя бетона, глубина и размеры местных повреждений кладки.

Для обнаружения дефектов в строительных конструкциях, как правило, используются методы визуального обследования контролируемых материалов. Так, например, в процессе визуальной оценки прочности бетона используется метод простукивания поверхности конструкции молотком массой 0,4-0,8 кг непосредственно по очищенному участку бетона или по зубилу, установленному перпендикулярно поверхности элемента. При этом для оценки прочности принимают минимальные значения тембра звука, полученные в результате 10 ударов. Более звонкий звук при простукивании соответствует более прочному и плотному бетону [3].

Для определения степени коррозионного разрушения бетона используются физико-химические методы контроля. Исследование изменений химическо-

го состава производится с помощью дифференциально-термического и рентгеноструктурного методов, выполняемых в лаборатории на образцах, отобранных из эксплуатируемых конструкций [4].

Изучение структурных изменений бетона производится с помощью ручной лупы, дающей небольшое увеличение. Такой осмотр позволяет изучить поверхность образца, выявить наличие крупных пор, трещин и других дефектов [5].

С помощью микроскопического метода, выявляют взаимное расположение и характер сцепления цементного камня и зерен заполнителя, состояние контакта между бетоном и арматурой, форму, размер и количество пор, размер и направление трещин [6].

Большинство методов контроля дефектов в строительных конструкциях были разработаны еще в прошлом столетии [3-6], однако до сих пор используются. Некоторые виды контроля прошли небольшую модернизацию [6], элементная база приборов стала современной, но суть методов осталась прежней. Большинство используемых на практике методов контроля строительных сооружений используют методы разрушающего контроля. Данные методы хоть и позволяют обнаружить дефекты в конструкциях, однако их использование может привести к появлению новых дефектов и значительному ухудшению качества конструкций. Также следует заметить, что большинство методов разрушающего контроля используют субъективные оценки качества материалов, например как в вышеизложенном методе простукивания бетона. Данные оценки могут не отображать реальное качество изделий. Для устранения недостатков вышеперечисленных методов контроля следует применять методы неразрушающего контроля.

Целью статьи является разработка метода неразрушающего контроля (НК), который способен устранить недостатки используемых разрушающих и неразрушающих методов контроля строительных конструкций.

НК – это регулярная проверка прочности деталей и оборудования, которые требуют особой надежности. Он используется при строительстве крупных объектов, при эксплуатации опасных производственных объектов в таких сферах, как машиностроение, энергетика, металл производстве и других.

В настоящее время НК — одно из необходимых условий безопасности. Во всем мире ему уделяется самое пристальное внимание.

Методы НК основываются на наблюдении, регистрации и анализе результатов взаимодействия физических полей (излучений) или веществ с объектом контроля, причем характер этого взаимодействия зависит от химического состава, строения, состояния структуры контролируемого объекта и т.п. Все методы НК являются косвенными методами. Настройка, калибровка должны осуществляться по контрольным образцам, имитирующим измеряемый физический параметр. Универсального метода, который бы мог обнаружить самые разнообразные по характеру дефекты, нет. Каждый отдельно взятый метод НК решает ограниченный круг задач технического контроля.

В зависимости от физических явлений, положенных в основу методов НК, они подразделяются на девять основных видов: акустический, магнитный,

вихретоковый, проникающими веществами, радиоволновый, радиационный, оптический, тепловой и электрический. Наибольшее распространение на практике получили следующие методы: акустический, магнитный вихревой и тепловой [6].

Следует заметить, что в дефектоскопии строительных конструкций наибольшее применение получили акустические методы контроля, в котором чаще всего применяют звуковые и ультразвуковые частоты, т.е. используют диапазон частот приблизительно от 500 Гц до 30 МГц.

НК осуществляют с помощью средств неразрушающего контроля: приборов (дефектоскопов, толщиномеров, структуроскопов и т.д.) и установок. А также дефектоскопических веществ и материалов (проникающих и проявляющих жидкостей, магнитных порошков и суспензий, паст и т.д.), стандартных образцов, вспомогательного оборудования.

С развитием оптических технологий, в частности лазеров, стал получать новый метод дефектоскопии фотоакустический. Данный метод основан на генерировании акустических колебаний пьезоэлементом, который возбуждается импульсами лазерного излучения.

В сравнении с другими методами контроля акустические и фотоакустические методы обладают следующими преимуществами: быстрота, дают немедленные результаты, могут быть использованы на различных материалах, не требует доступа к обеим сторонам шва.

Основными недостатками перечисленных выше методов являются: требуется хороший контакт преобразователя с поверхностью, трудно увидеть дефекты, параллельные звуковому лучу, требуется специальный навык для правильной интерпретации данных на дисплее, оборудование требует регулярной настройки. Также одним из существенных недостатком акустических методов дефектоскопии является достаточно малая область контроля (ОК). Данный недостаток существенно затрудняет комплексный анализ дефектов конструкции в целом и заставляет применять поэлементный анализ дефектов строительных конструкций.

Для увеличения ОК при дефектоскопии строительных конструкций наиболее подходит метод описанный в [7]. Данный метод использует комбинирование оптических и акустических методов контроля. Используя вышеописанный метод перед ОК ставится тонкая светонепроницаемая пленка, которая подсвечивается когерентным излучением. С обратной стороны стены, где находится ОК ставится звуковой генератор. Данные с ОК снимаются путем видеосъемки. Метод достаточно прост в использовании и позволяет быстро найти дефекты в стенах помещений. Недостатком указанного метода является сложность анализа данных полученных в результате видеосъемки, поскольку необходимо проводить детальный по кадровый анализ. Также одним из недостатков метода следует признать влияние внешних звуковых волн на тонкую пленку, находящуюся между стеной и источником когерентного излучения.

Для устранения недостатков вышеописанного метода можно применить метод описанный в [8]. Суть метода заключается в замене видео съемки фото-

съемкой и отказа от использования тонкой светонепроницаемой пленки. Метод позволяет получить спекл-картину непосредственно на объекте исследования, что позволяет значительно увеличить точность обнаружения дефектов в строительных конструкциях. Недостатком данного метода является использование формата файлов jpeg в котором применяется сжатие данных, что приводит к появлению ложных дефектов на ОК [9]. Также недостатком метода является использование выдержки в фотоаппарате значительно меньше, чем период используемых звуковых колебаний.

Для устранения недостатков вышеописанных методов авторы предлагают использовать фототехнику с большим временем выдержки и возможностью сохранения данных в несжатом виде. Большое время выдержки позволяет накопить информацию о дефектах в строительных конструкциях за счет суммирования изменения в расположении спеклов на картинках. Данные изменения получаются за счет использования гармонических звуковых колебаний. Сжатие информации в исследуемых файлах в предлагаемой задаче приводит только к увеличению его объема, либо к потере информации.

Комбинирование оптического и акустического методов дефектоскопии позволяет существенно увеличить ОК и скорость нахождения дефектов в строительных конструкциях.

Список литературы: 1. Руководство для подготовки инспекторов по визуальному и измерительному контролю качества окрасочных работ. – Екатеринбург: ООО «ИД Оригами», 2009. – 202 с. 2. СП-13-102-2003. Правила обследования несущих строительных конструкций зданий и сооружений. – М.: ФГУП ЦПП, 2003. 3. *Лужин О.В., Злочевский А.Б.* и др. Обследование и испытание сооружений. – М.: Стройиздат, 1987. 4. *Алексеев С.Н.* Коррозия и защита арматуры в бетоне. – М.: Стройиздат, 1968. 5. *Москвин В.И., Иванов Ф.М.* и др. Коррозия бетона и железобетона, методы их защиты. – М.: Стройиздат, 1980. 6. *Лужин О.В., Злочевский А.Б.* и др. Обследование и испытание сооружений. – М.: Стройиздат, 1987. 7. Спосіб визначення внутрішніх дефектів в стінах приміщень. Патент на корисну модель №32620. Зареєстровано 26 травня 2008 р. – 48 с. 8. *Певнев В.Я.* Способ определения внутренних дефектов в стенах помещения / *В.Я. Певнев, М. Н. Борзов* // Системи обробки інформації: збірник наукових праць. – Х: 2009. – №7. – С. 38-40. 9. *Громыко И. А.* Использование цифровых фотоаппаратов для определения смещения спеклов / *И.А. Громыко, М.В. Дуранов* // Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я: Тези доповідей XVIII міжнародної науково-практичної конференції, Ч. IV (12-14 травня 2010 р., Харків) / За ред. проф. ТОВАЖНЯНСЬКОГО Л.Л. – Харків, НТУ «ХПІ». – 336 с.

Поступила в редколлегию 21.03.2011.

О. Л. РЕЗИНКИН, канд. техн. наук, докторант, НТУ «ХПИ»

МАГНИТНОЕ ПОЛЕ СПИРАЛЬНОГО ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСОВ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Наведені результати експериментального дослідження магнітних полів фізичних моделей спіральних генераторів імпульсів високої напруги пласкої та циліндричної конструкції. Досліджений вплив феритового осереддя на вихідну напругу та параметри імпульсного магнітного поля спірального генератора у режимі збуджених вільних коливань.

The results of magnetic fields physical modeling for spiral high voltage pulsers with cylindrical and flat configuration are represented. Influence of ferrite core presence on output voltage and parameters of pulsed magnetic field of spiral pulser in free oscillations regime is investigated.

Введение. Спиральный генератор импульсов высокого напряжения (ГИН) [1, 2] характеризуется самой высокой удельной запасаемой энергией и коэффициентом умножения напряжения среди схем, использующих емкостные накопители энергии (ЕНЭ). В его конструкции отсутствуют элементы, предназначенные для обеспечения электрической развязки конденсаторов в режимах его зарядки и запуска, а коммутация осуществляется при помощи единственного искрового разрядника, что выгодно отличает спиральный ГИН от классической схемы Маркса и от других известных устройств на ЕНЭ [2,3]. Высокие удельные характеристики, достижимые при использовании трансформации напряжения спиральным ГИН, делают перспективным его использование в мобильных и портативных высоковольтных импульсных устройствах, находящих применение в составе современной испытательной и специальной техники.

При срабатывании спирального ГИН в электромагнитной системе, образованной распределенной емкостью и индуктивностью спиральных обкладок, образующих активную и пассивную линии, возникают свободные затухающие колебания, генерирующие магнитное поле как в элементах конструкции ГИН, так и в окружающем его пространстве. Это импульсное поле с одной стороны оказывает влияние на ход электромагнитных процессов в обкладках и магнитопроводе [4] самого спирального генератора, и с другой стороны - способно повлиять на электромагнитную совместимость данного генератора с находящимися поблизости с ним техническими объектами. Расчетная оценка параметров данного поля не всегда возможна и как правило нуждается в экспериментальной проверке, поэтому актуальной является задача физического моделирования магнитного поля спирального ГИН.

Магнитное поле спирального ГИН цилиндрической компоновки. Наиболее широко в литературе описана цилиндрическая компоновка спирального ГИН (рис. 1, а), при которой его пассивная и активная линии (последняя на рисунке заштрихована) образованы парой фольговых обкладок, разделен-

ных пленочной изоляцией, совместно намотанных в виде спирали Архимеда на трубчатый электроизоляционный каркас. Принцип действия данного ГИН описан, например, в книге В.В. Кремнева и Г.А. Месяца [3].

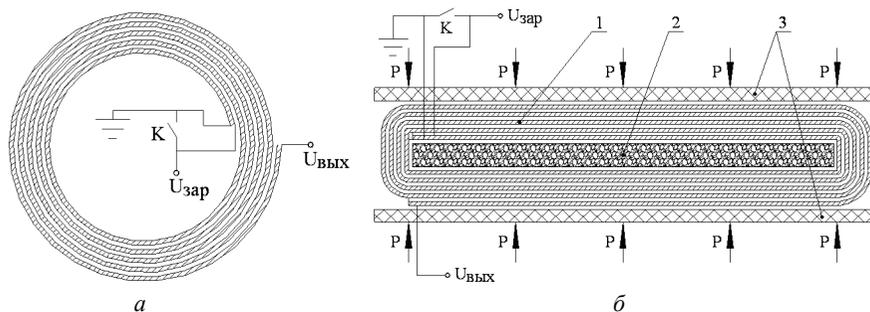


Рисунок 1 – Спиральный генератор импульсов высокого напряжения: *а* – цилиндрической компоновки; *б* – плоской компоновки (1 – активная и пассивная спиральные линии; 2 – ферромагнитный сердечник; 3 – диэлектрические пластины)

Данная компоновка является наиболее простой с точки зрения экспериментального и теоретического исследования параметров ее магнитного поля. На этапе трансформации напряжения магнитное поле электромагнитных волн, возникающих и распространяющихся в активной линии спирального ГИН, сосредоточено между ее обкладками. Магнитный поток этого поля замыкается симметрично относительно их плоскости симметрии, и напряженности поля, создаваемые отдельными фольгами активной линии практически полностью взаимно компенсируются. Импульсное высокое напряжение, возникающее при этом между выходными выводами генератора, возбуждает свободные затухающие колебания в электромагнитной системе, образованной распределенными емкостью и индуктивностью спиральных обкладок. Распределение магнитного поля в данном случае близко к осесимметричному, а его напряженность в центре (H) может быть приближенно оценена по формуле:

$$H = \frac{NI}{\sqrt{a^2 + 4r^2}}, \quad (1)$$

где I – ток в обкладках спиральной линии; N – число витков спирали; a – ширина обкладок; r – средний радиус витков.

Экспериментальное определение H может быть выполнено при помощи индукционного преобразователя (ИП), размещенного внутри трубчатого каркаса, на который намотаны линии спирального ГИН. На рис. 2 представлены осциллограммы напряжения на высоковольтных выводах модели спирального ГИН цилиндрической компоновки. Регистрация выходного напряжения модели ГИН производилась парой идентичных высоковольтных импульсных емкостно-омических делителей напряжения с коэффициентами деления 1:1620. Для компенсации синфазной помехи, возникающей на заземленном выводе из-за влияния сопротивления растеканию тока и паразитной индуктивности зазем-

лителя (на рис. 1, *a* не показаны), была применена дифференциальная схема измерения [5]. На рис. 2 кривая 2 соответствует потенциалу синфазной помехи, а кривая 1 – потенциалу вывода $U_{\text{вых}}$, отсчитываемым от общей точки дифференциального измерительного тракта. Кривая М является результатом вычитания кривой 2 из кривой 1, то есть соответствует напряжению на выходе модели спирального ГИН. Максимальное напряжение на выходе модели, полученное при зарядном напряжении 1,5 кВ, составило 23 кВ. Количество витков спиральных обкладок $N = 18,5$, средний диаметр спиралей – 293 мм, ширина проводящих лент – 50 мм.

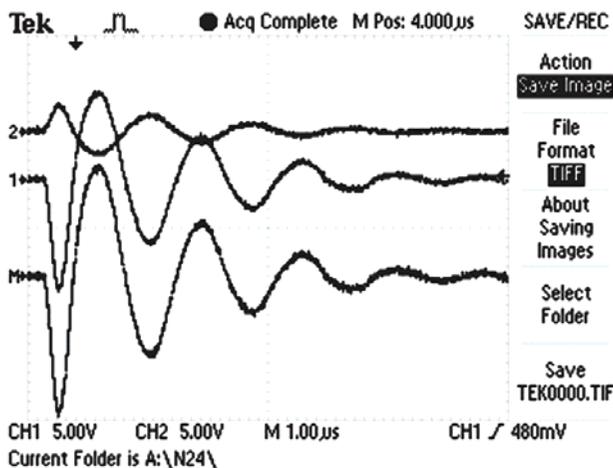


Рисунок 2 – Осциллограммы напряжений на выводах модели спирального ГИН цилиндрической компоновки, 8,1 кВ/дел: 1, 2 – потенциалы концов спиральных обкладок; М – разность потенциалов (то есть напряжение на выходе ГИН)

На рис. 3 представлена зависимость напряженности магнитного поля модели, зарегистрированного индукционным преобразователем, размещенным на ее оси симметрии. ИП представлял собой 8 витков провода, намотанного виток к витку на цилиндрический изоляционный каркас диаметром 22 мм. Регистрация выходного напряжения ИП производилась на его выводах в режиме холостого хода при помощи цифрового осциллографа Tektronix TDS1012, а напряженность магнитного поля H рассчитывалась путем численного интегрирования данного оцифрованного сигнала. Положение графика напряженности магнитного поля на оси абсцисс соответствует временным разверткам приведенных на рис. 2 осциллограмм (момент времени $t = 0$ на графике соответствует вертикальной стрелке в верхней части осциллограммы).

Кроме спирального ГИН цилиндрической компоновки известны и другие конструктивные исполнения данного устройства, реализующие трансформацию напряжения, основанную на том же принципе действия. Например, спиральный ГИН аксиальной компоновки [6], обкладки которого представляют

собой вложенные друг в друга пространственные трехмерные спирали, при работе создает магнитное поле, по конфигурации близкое к полю соленоидальной катушки. Данный тип спирального ГИН технологически сложно реализуем и характеризуется низким коэффициентом использования напряжения, поэтому на практике используется крайне редко.

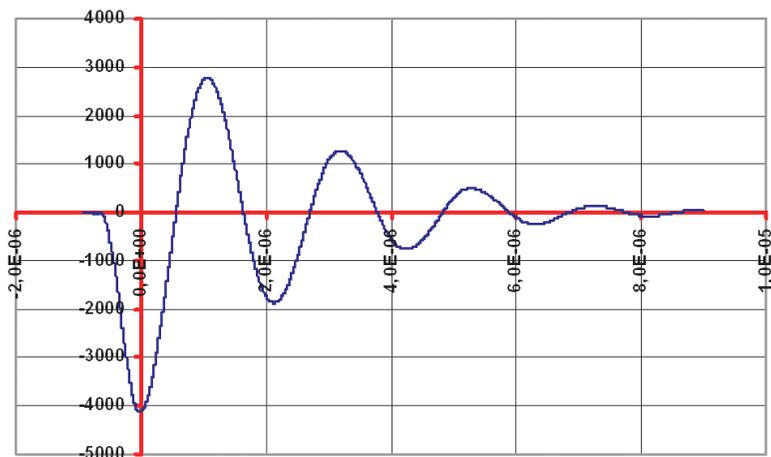


Рисунок 3 – Напряженность магнитного поля, зарегистрированного на его оси симметрии, А/м

Магнитное поле спирального ГИН плоской компоновки. Предложенный в работе [4] спиральный ГИН плоской компоновки (рис. 1, б) создает магнитное поле, имеющее сложную пространственную конфигурацию. Его эффективная работа возможна при использовании ферритового сердечника, работающего в ненасыщенном режиме. Для разработки такого ГИН необходима информация о напряженности импульсного магнитного поля, создаваемого плоской системой, образованной его обкладками, и о влиянии этого поля на магнитные свойства расположенного в них ферромагнитного сердечника.

Для контроля динамического перемагничивания ферромагнитного сердечника в средней его части был установлен индукционный преобразователь, состоящий из $W=10$ витков провода ПЭЛШО 0,1 мм, намотанного на блок феррита НМ2000, представляющий собой прямоугольный параллелепипед $25 \times 25 \times 2,7$ мм, отпиленный от края одного из ферритовых стержней и вставленный после намотки на прежнее место. Площадь сечения рабочего окна индукционного преобразователя составляла $S = 25,1 \times 2,8 \approx 70,3 \text{ мм}^2$. В модели плоского спирального генератора расстояние ИП от обкладок спиральных линий составляет единицы миллиметров. Как показали предварительные экспериментальные исследования, сильная емкостная связь, имеющая место между обкладками ГИН и измерительной обмоткой индукционного преобразователя, может оказывать существенное влияние на его выходной сигнал и тем самым

искажать результат измерений импульсного магнитного поля в сердечнике. Чтобы избежать этого влияния, индукционный преобразователь был размещен внутри сердечника вблизи оси симметрии устройства. Экспериментальная проверка, проведенная путем тестовых измерений при замкнутом индукционном преобразователе, показала, что при таком его размещении влияние помех, вызванных наличием импульсного электрического поля обкладок, несущественно.

На рис. 4 представлены осциллограммы напряжения на выходе модели плоского спирального ГИН и на выходе установленного в нем индукционного преобразователя.

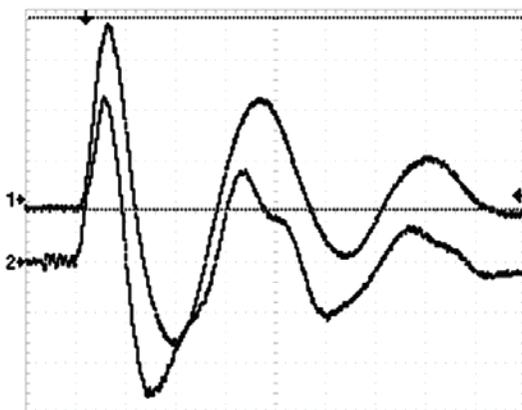


Рисунок 4 – Осциллограммы напряжений модели спирального ГИН плоской компоновки с ферритовым сердечником, 500 нс/дел: 1 – выходное напряжение, 8,1 кВ/дел; 2 – напряжение на индукционном преобразователе, 5 В/дел

Форма сигнала на выходе ИП свидетельствует о том, что уровень напряженности поля оказывается достаточным для частичного насыщения магнитной индукции в ферритовом сердечнике и, следовательно, снижения индуктивности витков спиральных обкладок. Тем не менее, магнитный сердечник при данном уровне напряженности магнитного поля остается еще достаточно эффективным. Так, выходное напряжение при использовании ферритового сердечника оказывается в 1,9 раза выше, чем в случае, когда феррит сердечника заменен на диэлектрическую вставку (осциллограммы этого режима работы модели приведены на рис. 5), и в 1,36 раза выше, чем амплитуда напряжения спирального ГИН цилиндрической компоновки (см. рис. 2). Количество витков спиральных обкладок, длина и ширина образующих их фольг, а также зарядное напряжение для моделей плоского и цилиндрического спиральных генераторов выбраны одинаковыми.

Из осциллограммы напряжения на индукционном преобразователе (рис. 4 кривая 2) видно, что форма пронизывающего его магнитного потока существенно не синусоидальна. Нелинейность магнитной проницаемости ферритово-

го сердечника влияет на изменение индукции магнитного поля B и должна учитываться при анализе электромагнитных процессов в спиральном ГИН. Параметры зависимости $B(H)$ феррита при воздействии на него импульсного магнитного поля ГИН неизвестны, поэтому определение формы импульсной напряженности поля в сердечнике $H(t)$ путем интегрирования сигнала индукционного преобразователя невозможно. График зависимости индукции магнитного поля от времени $B(t)$ в ферритовом сердечнике модели спирального ГИН плоской компоновки, рассчитанный по данным осциллограммы рис. 4, представлен на рис. 6.

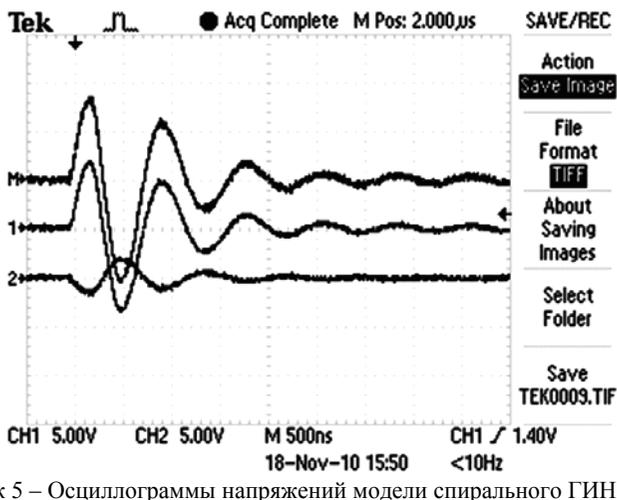


Рисунок 5 – Осциллограммы напряжений модели спирального ГИН плоской компоновки без ферритового сердечника, 8,1 кВ/дел: 1, 2 – потенциалы концов спиральной обкладки; M – разность потенциалов концов обкладки (то есть напряжение на выходе ГИН)

Максимальное значение индукции магнитного поля в сердечнике при работе модели составило 0,57 Тл, что значительно превосходит индукцию насыщения феррита M2000HM в статическом режиме, составляющую $B_{нас} = 0,39$ Тл при напряженности поля $H = 800$ А/м. Критическая частота данного феррита по справочным данным составляет $f_{кр} = 0,1 - 0,35$ МГц, в то время как частота, соответствующая крутизне нарастания поля в спиральном ГИН, рассчитанная по данным рис. 6: $f_{эфф} = 0,55$ МГц. По-видимому, из-за высокой скорости нарастания напряженности поля эффективная магнитная проницаемость феррита значительно меньше, чем его начальная статическая проницаемость. Вследствие магнитной вязкости домены не успевают полностью ориентироваться по полю, и полное насыщение зависимости $B(H)$ не наступает даже в полях, значительно превосходящих рекомендованные для данной марки феррита. Этим и объясняется эффективная работа ферритового сердечника спирального ГИН в режимах, далеких от паспортных. Неопределенность

свойств материала магнитодиэлектрического сердечника в режимах, отличных от номинального создает значительную сложность при расчете конструкции и режима работы спирального ГИН. Это делает необходимым проведение аналогичных экспериментов с сердечниками, выполненными из других магнитодиэлектриков.

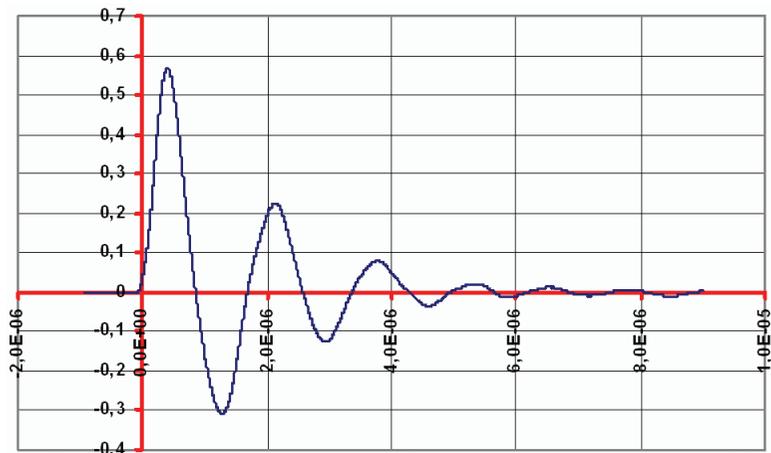


Рисунок 6 – Индукция магнитного поля в сердечнике модели спирального ГИН плоской компоновки, Тл

Выводы:

1. Экспериментальное исследование магнитного поля спирального генератора импульсов высокого напряжения с сердечником из феррита показало, что нелинейность его магнитной проницаемости не оказывает существенного влияния на форму выходного напряжения. Ферритовый сердечник в спиральном генераторе может эффективно использоваться даже в тех случаях, когда амплитудные и частотные параметры магнитного поля обкладок в несколько раз превышают рекомендованные для данного феррита режимы.

2. Технологические, электрические и эксплуатационные преимущества спирального ГИН плоской компоновки [4] делают актуальными исследования, связанные с отработкой оптимальных режимов его работы. При отсутствии магнитодиэлектрического сердечника низкая индуктивность витков спиральных обкладок плоского ГИН приводит к снижению его коэффициента использования напряжения по сравнению с ГИН классической цилиндрической конструкции в 1,5 раза. Использование в конструкции спирального ГИН ферритового сердечника позволяет существенно увеличить коэффициент использования напряжения. Эксперименты с физическими моделями показали, что сердечник из феррита позволяет достичь напряжения на выходе ГИН плоской компоновки, превышающего в 1,36 раза выходное напряжение классического цилиндрического ГИН при одинаковых длине, ширине и конструкции изоляции спиральных линий.

Список литературы: 1. *Fitch R.A., Howell V.T.S.* Novel Principle of Transient High-Voltage Generation // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Science and General. The Institution of Electrical Engineers, UK. – Apr. 1964. – Vol. 111, № 4. – PP. 849-855. 2. *Fitch R.A., et al.*, Patent USA 3289015. Oct. 1, 1964. 3. *Кремнев В.В., Месяц Г.А.* Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике. – Новосибирск: Наука, 1987. 4. *Резинкин О.Л.*, Физическое моделирование электромагнитных процессов в плоском спиральном генераторе импульсов высокого напряжения с ферромагнитным сердечником // Вестник Национального технического университета «ХПИ». – Харьков: НТУ «ХПИ», 2011. – № 4. – С. 94-102. 5. *Шваб А.Й.* Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 480 с. 6. *Козлов М.И.* Высоковольтный импульсный генератор // ПТЭ. – 1973. – № 5. – С. 106-108.

Поступила в редколлегию 24.03.2011.

УДК 621.317.3

В. В. РУДАКОВ, д-р техн. наук, проф, зав.каф., НТУ «ХПИ»;
А. И. КОРОБКО, канд. техн. наук, зав. отд., НТУ «ХПИ»;
А. А. КОРОБКО, студент, НТУ «ХПИ»

ПОЛУЧЕНИЕ ЭМУЛЬСИИ ТИПА УГЛЕВОДОРОДНОЕ ТОПЛИВО – ВОДА С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКОГО ЭФФЕКТА

В статті розглянуті питання щодо утворення стійкої емульсії типу вуглеводневе паливо – вода за допомогою електрогідравлічного ефекту. Було сконструйовано та виготовлено експериментальний стенд для утворення стійкої емульсії

There are examined of creation emulsion type of hydrocarbon fuel – water electro hydraulic method. An experimental stand for creation of the emulsion was designed and built.

Актуальность исследований обусловлена необходимостью разработки и создания высокоэффективных методов получения устойчивых эмульсий типа углеводородное топливо – вода, применяемых в тепло- и электроэнергетике для увеличения полноты сгорания применяемого жидкого топлива, а также для уменьшения количества вредных выбросов, возникающих при этом [1,2].

Известно, что оптимальная величина влагосодержания применяемых в тепло- и электроэнергетике углеводородных эмульсий доходит до (10-20)% в зависимости от вида и характеристик углеводородного топлива и параметров тепловых котлов, где происходит сгорание [2].

В процессе эксплуатации тепловых котлов химический состав и физические характеристики жидкого углеводородного топлива изменяются, что требует соответственно регулирования влагосодержания эмульсии. Также, в процессе сгорания в тепловых котлах эмульсии, на элементах конструкции котлов может образовываться накипь в виде твердых теплоизолирующих покрытий, из-за присутствия в воде различных солей (солей «жесткости» воды). Данное

явление уменьшает коэффициент полезного действия теплового котла, питаемого эмульсией, его влияния может быть уменьшено соответствующей подготовкой технической воды, применяемой для образования эмульсии.

Традиционные методы водоподготовки на основе применения соответствующих химических реагентов экономически не эффективны, так как требуемые объемы воды составляют величину до 20 % от объемов сжигаемого углеводородного топлива.

В тоже время существуют эффективные электрофизические методы водоподготовки, основанные на явлении «электроактивации» воды [3].

При этом «щелочной» компонент электроактивированной воды с $pH > 7$ характеризуется практически полным отсутствием солей «жесткости» воды и улучшенными диспергирующими свойствами, которые являются определяющими для образования эмульсии.

Целью работы является разработка и исследование электрогидравлического способа создания эмульсии с использованием электроактивированной воды.

Для практической реализации данного способа были использованы рекомендации [4] в части амплитудно-временных параметров импульсов тока, протекающего через рабочий орган электрогидравлической установки, а также параметров установки и конструкционного выполнения электродной системы.

В соответствии с этими рекомендациями был выбран максимально «жесткий» режим разряда, который характеризуется следующим сочетанием параметров:

- максимально возможное рабочее напряжение установки;
- минимально возможная по соображениям запасаемой энергии величина емкости накопителя;
- минимальная величина индуктивности разрядного контура;
- максимально возможная величина рабочего межэлектродного зазора в рабочей камере электрогидравлической установки;
- электродная система типа игла-плоскость.

Для практической реализации данного сочетания параметров был разработан и создан экспериментальный стенд, схема которого представлена на рис. 1.

Основные технические характеристики стенда:

- максимальное выходное напряжение, кВ 30;
- максимальная энергия импульса, Дж 0,33;
- номинальная величина зазоров в разрядном промежутке F2, мм 4;
- максимальная частота следования импульсов, Гц 5.

Для обеспечения максимальной эффективности и минимально возможной индуктивности разрядного контура емкостной накопитель энергии был совмещен схемотехнически с последовательным множителем напряжения, параметры которого выбирались в соответствии с рекомендациями, изложенными в статье [5].

В процессе проведения исследования по определению эффективности

экспериментального стенда смесь топлива с электроактивированной водой (рН = 8) помещалась в рабочую камеру. При этом для различных влагосодержаний (5 %; 10 %; 15 %; 20 %) было определено оптимальное количество разрядов (100 импульсов) для создания однородной эмульсии.

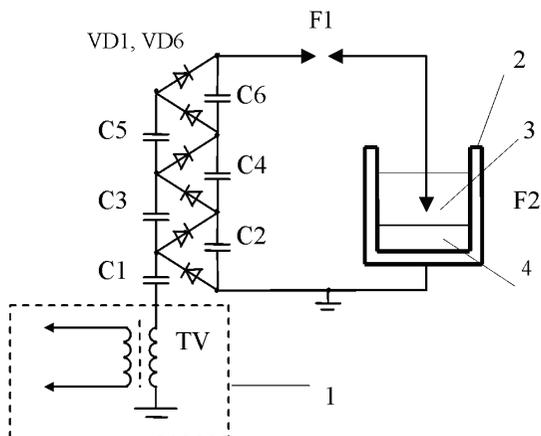


Рисунок 1 – Принципиальная схема электрогидравлической схемы: 1 – высоковольтный блок питания; 2 – рабочая камера электрогидравлической установки; 3 – углеводородное топливо; 4 – вода; F1 – обостряющий коммутатор; F2 – разрядный промежуток электрогидравлической установки; TV – выходной высоковольтный трансформатор

Затем образованная эмульсия (рис. 2) помещалась в лабораторные пробы для определения времени начала расслоения эмульсии.

Характеристики эмульсии

№/п/п	Влагосодержание, %	Количество разрядов	Время начала расслоения после обработки, мин
1	5	100	70
2	10		45
3	15		15
4	20		8

Результаты исследования представлены в таблице.

Начало времени расслоения определялось от момента окончания электрогидравлической обработки до появления визуально наблюдаемой водяной капли в эмульсии.

По результатам исследований можно сделать следующие выводы.

1. Показана принципиальная возможность использования электрогидравлического эффекта с «жесткими» параметрами для получения высокодиспергированных стабильной эмульсии типа «вода в топливе» с влагосодержанием от 5 % до 20 %.

- Показана принципиальная возможность использование электроактивированной технической воды с (рН = 8) для замены дистиллированной или обессоленной воды, применяемой на предприятиях теплоэлектроэнергетики для создания водно-топливных эмульсий.
- Характеристики разработанного метода свидетельствуют о высокой энергетической эффективности электрогидравлического эффекта с «жесткими» параметрами по сравнению с известными методами получения эмульсии (ультразвуковые системы, жидкостные свистки и т. д.), что позволяет рекомендовать данный метод для промышленного применения.
- Наблюдается увеличение времени расслоения с уменьшением концентрации воды в эмульсии.

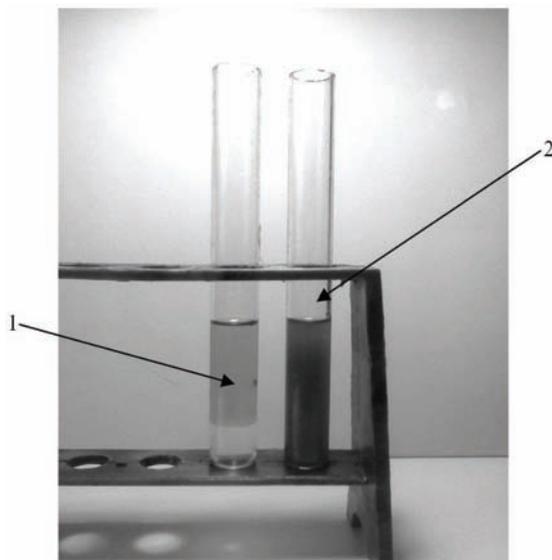


Рисунок 2 – Образцы смеси: до эмульгирования (1 – исходная смесь воды и топлива) и после электрогидравлической обработки (2 – эмульсия)

Список литературы: 1. *Кашиев Р.С.* Контроль и управление процессом подготовки водно-топливной эмульсии на основе ЯМР. Интернет: <http://www.thermonews.ru/analytics/saving/yamr.htm>. 2. Применение топливно-водных эмульсий в теплоэнергетике. Интернет: <http://www.est-ru/potrebitel.php&r=1&id=4>. 3. *Бахар В. М.* Электрохимактивация – новая, техника, новые технологии. Об электрохимической активации и воде «живой» и «мертвой» / В. М. Бахар // Вып. 1. – М.: ВНИИИМТ. 1990 – 67 с. 4. *Юткин Л.А.* Электрогидравлический эффект и его применение в промышленности. – Л., Машиностроение, 1986. – 253 с. 5. *Рудаков В.В., Коробко А.И., Коробко А.А.* Оптимизация параметров элементов последовательного умножителя напряжения электростатического испытательного генератора с учетом нестационарных процессов // Вісник НТУ «ХП». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХП», 2010. – № 34. – С. 111-118.

Поступила в редколлегию 06.04.2011.

М. И. РЫЩЕНКО, студент, НТУ «ХПИ»

МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ ДВУХМЕРНЫХ ГРАФИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Розглянуто задачу ідентифікації двомірних графічних об'єктів, отриманих унаслідок експериментальних досліджень. Створені бази даних для розпізнавання двомірних графічних об'єктів із застосуванням штучної нейронної мережі. Запропоновані правила трансформації введеного зображення із графічного в матричний вигляд.

The tasks of identification of two-dimensional graphical objects derived from experimental are given. A database for the recognition of two-dimensional graphical objects using artificial neural network are created. The transformation rules introduced by the image of a graphic in a matrix form are proposed

Вступление. Одним из наиболее актуальных направлений в искусственном интеллекте является компьютерное зрение. Создание экспертной системы, позволяющей самостоятельно производить анализ данных, может служить отличным фундаментом для точного распознавания графических объектов.

Анализ литературы. На основе проведенного анализа литературы, осуществлен выбор искусственной нейронной сети. Показано, что адекватное составление базы данных играет ключевую роль в повышении достоверности двухмерных графических объектов[1,2].

Целью статьи является разработка метода, позволяющего автоматизировать процесс обработки графического объекта, в частности распознавание и идентификация хромосомного набора человека.

Основной раздел. Существующие методики, способные производить распознавание образов, имеют существенные недостатки, связанные отсутствием способности адаптироваться к конкретным объектам. Более результативным является применение альтернатив, позволяющих модели самонастраиваться. Это следует реализовывать с помощью искусственной нейронной сети, использующей разделенную модель нейронов и вероятностно-статистический анализ растровых массивов.

Наиболее типичным случаем распознавания двухмерных объектов является распознавание хромосомного набора человека. Точность и эффективность распознавания хромосомом зависит от хорошо подобранных и откалиброванных эталонных представителей каждой хромосомы.

На рис. 1 приведены примеры пар хромосом характерных для человека [3]. Изображение представляет собой графический файл, то есть последовательность кодовых знаков. Однако для распознавания необходимо преобразовать этот зашифрованный код в матричное представление нулей и единиц (0 – не закрашенные, 1 – закрашенные). Современные программы распознавания используют матрицы с высоким разрешением. Для составления базы данных каждой хромосоме были подобраны 5 представителей в виде матрицы с разрешением 12*16. Это матрица является оптимальной и дает высокие результа-

ты распознавания объектов благодаря хорошо подобранной ИСНС.

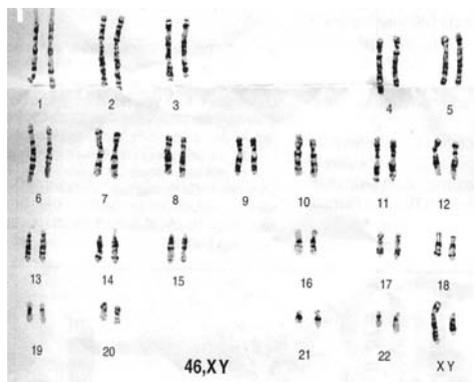


Рисунок 1 – Типовые наборы хромосом

Процесс ввода заключается в закрашивании белого поля рецепторов, черными точками. Поле рецепторов состоит из 192-ух квадратных клеток. На рис. 2 приведен пример заполнения поля рецептора 15-мя точками, в результате которого получается графически-цифровое изображение 8-ой хромосомы. Такое разрешение является невысоким, но достаточным для изображения отличимых друг от друга хромосом.

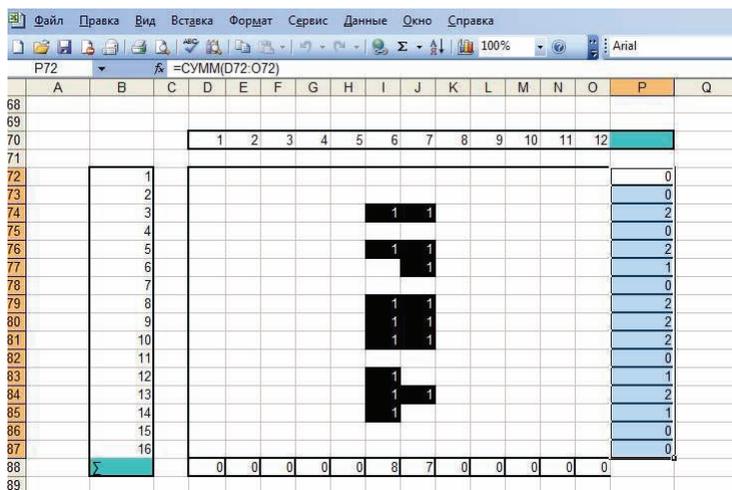


Рисунок 2 – Представление хромосомы в графическом редакторе

Если размеры объекта изображения не совпадают с размером матрицы 12*16, необходимо привести его к этому разрешению путем операции сжатия/растяжения в любом графическом ПО. Для анализа изображения необходимо декодировать его в матричный вид, используя программу WinHex. Дан-

ные представлены в 16-ой системе исчисления [4].

После получения матричной записи в виде массива программы, следующим этапом является обработка поступившего на вход изображения с БД, для последующего распознавания. Основной целью поставленной задачи было, не просто добиться распознавания образов, а построить самообучающуюся модель без учителя, применяя вероятностно-статистический анализ с использованием минимальной БД представителей каждой хромосомы. Эта модель эквивалентна по своим свойствам с ИНС Хопфилда [5]. В таких сетях весовые коэффициенты синапсов рассчитываются только однажды перед началом функционирования сети на основе информации об обрабатываемых данных, и все обучение сети сводится именно к этому расчету. Запоминаемые векторы должны иметь бинарный вид. После этого происходит расчет весовых коэффициентов по следующей формуле:

$$w_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{d=1...m} X_{id} X_{jd}, \quad (1)$$

где N – размерность векторов, m – число запоминаемых выходных векторов, d – номер запоминаемого выходного вектора, X_{ij} – i -я компонента запоминаемого выходного j -го вектора.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
1	0	2	2	1	3	4	4	3	2	0	0	0	24
2	0	1	3	1	4	39	38	3	1	0	0	0	90
3	0	2	3	1	3	5	5	2	1	0	1	0	23
4	0	0	4	1	4	37	34	3	2	0	0	0	85
5	0	0	4	1	3	5	38	3	1	0	0	0	55
6	0	0	5	1	4	5	5	2	1	0	0	0	23
7	0	0	5	1	4	37	36	3	1	0	1	0	88
8	0	0	2	2	4	35	35	3	1	0	0	0	82
9	0	0	1	1	4	33	32	3	1	0	0	0	75
10	0	0	1	1	4	32	27	3	1	0	1	0	70
11	0	0	2	1	3	5	5	2	1	0	0	0	19
12	1	0	1	1	4	36	5	2	1	0	0	0	51
13	0	0	1	1	4	40	34	3	1	0	0	0	84
14	0	1	1	1	3	28	4	2	1	2	0	0	43
15	0	2	1	2	3	5	3	2	1	0	1	0	20
16	0	0	1	2	3	5	2	1	1	0	0	0	15
Σ	1	8	37	19	57	351	307	40	18	2	4	0	

Рисунок 3 – Сумматорная матрица точечных весов

Для каждой из 23 исследуемых пар хромосом были построены две таблицы: названные сумматорными матрицами точечных весов и точечных вероятностей. Эти матрицы представляли собой таблицы, содержащие соответственно суммарные значения точечных весов и точечных вероятностей для введенных эталонов. Были подсчитаны суммы весов по вертикальным и горизонтальным составляющим в количестве соответственно 12 и 16 значений. На примере 8-ой хромосомы, приведена сумматорная матрица точечных весов (рис. 3).

Сумматорная таблица точечных вероятностей (приведена на рис. 4) имеет такое же структурное представление, но в отличие от первой, содержит сумматорные точечные вероятности, которые были условно разделены на четыре диапазона (0, 0.25], (0.25, 0.5], (0.5, 0.75], (0.75, 1.00] и ассоциированы с цветовой палитрой для визуального выделения доминирующих и рецессивных вероятностей:

Диапазоны вероятностей и соответствие цветов точек.

(0, 0.25] – белые точки (рецессивные)

(0.25, 0.5] – светло-серые точки (рецессивные)

(0.5, 0.75] – темно-серые точки (доминирующие)

(0.75, 1.00] – черные точки (доминирующие)

Это дает суммарную визуальную картину вероятностного распределения точек каждого символа на поле рецептора.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P	Q
46																	
47				1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12		
48																	
49		1		0.03	0.02	0.01	0.01	0.04	0.04	0.04	0.04	0.02	0.01	0.01	0.01	0.28	
50		2		0.03	0.02	0.01	0.02	0.04	0.76	0.91	0.04	0.02	0.01	0.02	0.01	1.89	
51		3		0.03	0.02	0.01	0.02	0.04	0.15	0.15	0.04	0.02	0.01	0.02	0.01	0.52	
52		4		0.03	0.02	0.01	0.02	0.04	0.91	0.83	0.04	0.02	0.01	0.02	0.01	1.96	
53		5		0.03	0.01	0.01	0.02	0.04	0.15	0.78	0.04	0.02	0.01	0.02	0.01	1.14	
54		6		0.03	0.01	0.01	0.02	0.04	0.79	0.93	0.04	0.02	0.01	0.02	0.01	1.93	
55		7		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.78	0.78	0.04	0.02	0.01	0.02	0.01	1.75	
56		8		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.83	0.84	0.04	0.02	0.01	0.02	0.01	1.86	
57		9		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.91	0.76	0.04	0.02	0.01	0.04	0.01	1.88	
58		10		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.91	0.56	0.04	0.02	0.01	0.04	0.02	1.69	
59		11		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.12	0.12	0.04	0.02	0.01	0.02	0.02	0.44	
60		12		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.76	0.18	0.04	0.02	0.01	0.02	0.04	1.16	
61		13		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.84	0.78	0.04	0.02	0.01	0.02	0.04	1.84	
62		14		0.01	0.01	0.01	0.02	0.04	0.53	0.23	0.04	0.02	0.01	0.04	0.04	1	
63		15		0.01	0.01	0.01	0.01	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.01	0.04	0.04	0.33	
64		16		0.01	0.03	0.01	0.01	0.04	0.04	0.04	0.01	0.04	0.01	0.04	0.04	0.32	
65		Σ		0.28	0.22	0.16	0.29	0.64	8.56	7.97	0.61	0.36	0.16	0.41	0.33		
66																	

Рисунок 4 – Сумматорная матрица точечных вероятностей

Выводы. Полученные результаты позволяют судить о возможности эффективного применения математического аппарата искусственных нейронных сетей для идентификации двухмерных графических объектов, в частности, набора хромосом человека. При этом достоверность идентификации пар хромосом при автоматизации всего процесса повышается на 12-15 % в зависимости от типов сравниваемых классов.

Список литературы: 1. *Круглов В.В., Борисов В.В.* Искусственные нейронные. Теория и практика : 2-е изд., стереотип. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – 382с. : ил. 2. <http://www.nplg.gov.ge/dlibrary/collect/0002/000206/Ph.D.%20-%20DISSERTATION%20-%20%20Alexey%20Oganezov.pdf>. 3. <http://ru.wikipedia.org/wiki/Кариотип>. 4. <http://www.winhex.com/winhex/>. 5. *А.Б. Барский* Нейронные сети: распознавание, управление, принятие решений. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 179 с.

Поступила в редколлегию 15.03.2011.

А. Ю. СКОБЛИКОВ, аспирант, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ГИБРИДНОГО МЕТОДА ПРИ РАСЧЕТЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ВНУТРИ НЕОДНОРОДНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ЭКРАНА

В статті наведено порівняльний аналіз гібридного методу розрахунку напруженості електричного поля, що проникає всередину полого тонкостінного електромагнітного екрану, що має структурні неоднорідності типів «отвір довільної форми» та «щілина». Досліджено точність розрахунку напруженості електричного поля для різних зон внутрішнього об'єму електромагнітного екрану. Досліджено фактори, що обумовлюють похибку розрахунку напруженості електричного поля гібридним методом. Встановлені межі застосовності гібридного методу.

The comparative analysis of the hybrid method for estimating electric field, penetrating a thin-wall electromagnetic shield with «orifice of arbitrary shape» and «chink» structural inhomogeneities is presented in the article. The accuracy of electric field estimation in different zones of the inner space of an inhomogeneous electromagnetic shield is studied. The sources and the level of the error in estimation of electric field with the hybrid method are figured out. The limit of the hybrid method applicability is defined.

Введение. Степень структурной неоднородности электромагнитных экранов является одним из основных факторов, определяющих эффективность их применения для защиты радиоэлектронного оборудования (РЭО) от воздействия мощных электромагнитных полей (МЭМП) [1-4]. Реальные структурные неоднородности принято классифицировать в различные группы: отверстия произвольной формы, щели, сварные швы, системы отверстий (решетки). Такой подход позволяет использовать индивидуальные методы расчета влияния на защитные характеристики экрана каждой из групп неоднородностей, за счет чего повысить точность оценки проникающего электромагнитного поля с помощью аналитических методик.

Наиболее распространенными, а также вызывающими наиболее существенное ухудшение защитных свойств экрана в квазистационарном приближении являются отверстия произвольной формы и щели, рассмотрению которых посвящена данная статья. Их размер, форма, взаимное расположение, а также ориентация по отношению к векторам электрического и магнитного полей внешней помехи оказывают существенное влияние на защитные качества корпуса-экрана.

Условие квазистационарности предполагает, что длина волны воздействующего МЭМП существенно превышает линейные размеры исследуемого экрана. Так для электромагнитного поля, сопровождающего разряд молнии, условия квазистационарности выполняются для экранов, линейные размеры которых не превышают 50 м. В квазистационарном приближении корректным является независимое рассмотрение электрической и магнитной составляющих электромагнитного поля. В рамках данной статьи рассматривается только электрическая составляющая МЭМП, воздействующая на корпус-экран.

Следует отметить, что для реальных электромагнитных экранов полностью избежать неоднородностей в их структуре, как правило, не удастся, поскольку

при проектировании экрана необходимо предусматривать отверстия для органов индикации и управления, вентиляционные отверстия и т. д. Кроме того, в течение термина эксплуатации экрана в его структуре также могут появляться дополнительные неоднородности, вызванные естественным старением проводящего материала, а также возможными механическими воздействиями.

Учитывая перечисленные особенности проектирования и эксплуатации электромагнитных экранов, необходимо уже на этапе разработки максимально точно оценивать не только интегральную защитную характеристику экрана – коэффициент экранирования, но и трехмерный профиль внутри экранируемой области с заданным допустимым уровнем напряженности проникающего поля, что является важным для эффективной компоновки РЭО внутри корпуса экрана. Создание для этой цели серии образцов с их последующим тестированием является достаточно неудобным и затратным решением — в качестве альтернативного подхода зачастую применяется математическое моделирование, которое позволяет существенно сократить сроки и стоимость разработки корпусов-экранов.

На сегодняшний день существует достаточно большое число методов, предназначенных для расчета защитных свойств электромагнитного экрана, которые принято классифицировать в две группы: аналитические [5,6] и численные [7-9]. Методы, принадлежащие к каждой из двух групп, имеют типичные преимущества и недостатки. Ранее было показано [10], что основные преимущества численных и аналитических методов могут быть объединены в гибридном методе. Экспериментально подтверждено [11], что гибридный метод позволяет получать результат, погрешность которого лежит в пределах 20 % по отношению к результатам измерений. Причем, гибридный метод дает стабильное завышение для центральной части внутреннего объема проводящего экрана. Данный вывод сделан на основании сравнения результатов в двух точках, находящихся в дальней зоне неоднородностей различной формы, имеющихся в структуре макета РКТ. В дополнение к экспериментальной оценке, проведенной ранее, в данной статье приводится сравнительный анализ результатов вычисления напряженности проникающего электрического поля помехи гибридным и численным методами. Сравнительный анализ, приведенный в данной статье, носит более подробный характер и исследует влияние на распределение точности результата во внутреннем пространстве экрана таких факторов как форма экрана, форма неоднородности, а также ориентация неоднородности по отношению к вектору напряженности электрического поля.

Цель статьи – исследовать применимость гибридного метода для расчета напряженности проникающего электрического поля в различных областях внутреннего пространства корпуса-экрана, имеющего структурные неоднородности типов «отверстие произвольной формы», «щель».

1. Математическая модель. Расчет напряженности проникающего электрического поля гибридным методом происходит в два этапа [10]:

С помощью метода конечных элементов (FEM), определяется напряженность электрического поля помехи на поверхности эквивалентного однород-

ного экрана произвольной формы в точке, совпадающей с центром реальной неоднородности (рис. 1).

Выполняется расчет напряженности электрического поля в произвольной точке внутри экрана с помощью аналитической методики замены реальных структурных неоднородностей экрана эквивалентными эллиптическими отверстиями [12].

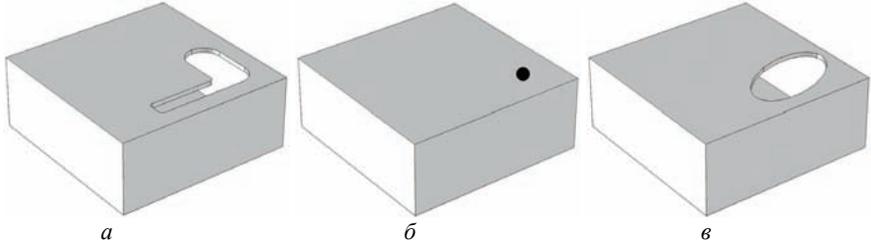


Рисунок 1 – Замена реальной неоднородности электромагнитного экрана, эквивалентным эллиптическим отверстием (*a* – реальная неоднородность корпуса, *б* – эквивалентный однородный корпус, точка совпадает с геометрическим центром реальной неоднородности экрана, *в* – эквивалентное эллиптическое отверстие)

Применение аналитической методики для расчета напряженности проникающего электрического поля позволяет существенно снизить требования к объему вычислительных ресурсов, а также сократить время, затрачиваемое на создание и расчет модели. Расчет напряженности электрического поля в каждой из контрольных точек внутри электромагнитного экрана, для *i*-той структурной неоднородности типа «отверстие произвольной формы» или «щель», осуществляется по следующей формуле [12]:

$$E_r^i = \frac{E_0}{2E(k)} \left\{ E(\varphi, k) - \frac{r \cdot a}{\sqrt{(r^2 + a^2)(r^2 + b^2)}} \right\} e^{-ad}, \quad (1)$$

где E_0 – значение модуля вектора напряженности электрического поля в точке, совпадающей с центром эквивалентного эллиптического отверстия (в точке с координатами X_i, Y_i, Z_i), в предположении, что экран является однородным (рис. 1. б); $E(\varphi, k), E(k)$ – неполный и полный эллиптические интегралы второго рода; φ – аргумент эллиптического интеграла; k^2 – модуль эллиптического интеграла; r – расстояние от центра *i*-той неоднородности до текущей рассматриваемой точки внутри экранируемой области; a – большая полуось эквивалентного эллиптического отверстия; b – малая полуось эквивалентного эллиптического отверстия; α – декремент затухания электрического поля; d – толщина экрана в районе отверстия, либо длина специальной экранирующей насадки.

При расчете в контрольной точке напряженности поля, проникающего через несколько неоднородностей используется следующая формула:

$$E_j = \sum_{i=1}^N E_r^i, \quad (2)$$

где E_j – напряженность электрического поля в j -той рассматриваемой точке внутри экранируемой области; N – количество рассматриваемых структурных неоднородностей экрана; E_r^i – модуль вектора напряженности электрического поля, полученный по формуле (1).

2. Факторы, влияющие на точность расчета гибридным методом. В [11] было экспериментально показано, что погрешность расчета напряженности проникающего электрического поля гибридным методом, как правило, не превышает 20% в дальней зоне неоднородности, в тех же случаях, когда это не так, гибридный метод дает худший прогноз относительно напряженности проникающего электрического поля. Тем не менее, при рассмотрении приведенного математического аппарата аналитического расчета проникающего поля, становится очевидным, что он не учитывает физических процессов, протекающих в проводящем экране, что может вызывать дополнительные погрешности, источники и размеры которых нуждаются в анализе.

Сравнение результатов моделирования гибридным методом с результатами, полученными при использовании численного FEM метода, учитывающего физические процессы, протекающие в проводящем экране, позволяет определить степень погрешности, вносимой каждым из следующих основных источников:

Погрешность, вносимая при замене реальных отверстий произвольной формы эквивалентными эллиптическими. Данный вид погрешности был ранее оценен аналитически для корпусов простой формы, но ее сравнение с результатами численного моделирования прежде не проводилось. Очевидно, что предложенная аппроксимация вносит больший или меньший уровень погрешности в результат в зависимости от формы реального отверстия. Особенно ощутимым влияние данной погрешности становится в ближней зоне неоднородности. Вопрос влияния формы структурной неоднородности на степень погрешности, получаемой при расчете гибридным методом, рассмотрен на моделях, отнесенных к группе 1.

Для расчета электрического поля, проникающего через щели, используется та же формула, что и для отверстий произвольной формы. Данный подход отличается от традиционного, предложенного Г. Каденом [5] для бесконечно длинных щелей. Погрешность, связанная с таким упрощением также исследуется на моделях, отнесенных к группе 1.

В формуле (1) фигурируют лишь параметры рассматриваемой i -той неоднородности, при этом параметры корпуса, в частности его форма и габаритные размеры не учитываются. Теоретически, форма неоднородного электромагнитного экрана оказывает влияние на структуру проникающего электрического поля ввиду различного распределения электрического заряда в проводящей обшивке корпуса. Аналитический же метод не рассматривает физических процессов, протекающих в проводящих частях экрана, потому не учитывает данное влияние. Зависимость уровня погрешности от формы исследуемого экрана при расчете напряженности проникающего электрического поля гибридным методом по отношению к результатам расчета FEM методом, учитывающего

физические процессы в проводящем материале, исследуется на моделях, отнесенных к группе 2.

В формуле (1) не учитывается взаимное расположение вектора напряженности электрического поля помехи, и поверхности, содержащей исследуемую неоднородность. При расчете проникающего электрического поля предполагается, что вектор напряженности перпендикулярен касательной плоскости, проходящей через центр отверстия (антипараллелен оси Z), а напряженность поля в любой точке, удаленной на расстояние R от центра неоднородности, равно напряженности поля, в точке, лежащей на том же расстоянии на оси Z (рис. 2). Погрешность, вносимая таким предположением, оценивается на серии моделей, отнесенных к группе 3.

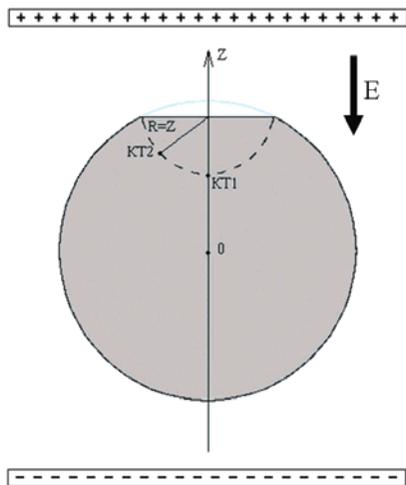


Рисунок 2 – Пространственное распределение зон равной напряженности проникающего электрического поля при расчете гибридным методом

3. Параметры компьютерных моделей. Для исследования погрешности, вносимой перечисленными источниками в результаты гибридного расчета, разработано 9 моделей, объединенных в 3 группы, причем одна и та же модель может входить в различные группы.

В моделях **1 группы** рассматривается электромагнитный экран кубической формы, со стороной 1 м и толщиной стенки 2 мм, помещенный в однородное электрическое поле напряженностью 100 кВ/м. Электрическое поле создается системой из двух заряженных пластин, линейные размеры, а также расстояние между которыми в 3 раза превышают линейные размеры исследуемого экрана, за счет чего обеспечивается условие однородности электрического поля. Данная полеобразующая система используется в моделях всех 3 групп. В исследуемом экране, в центре поверхности, обращенной к положительно заряженной пластине, прорезаны отверстия различной формы и площади (рис. 3):

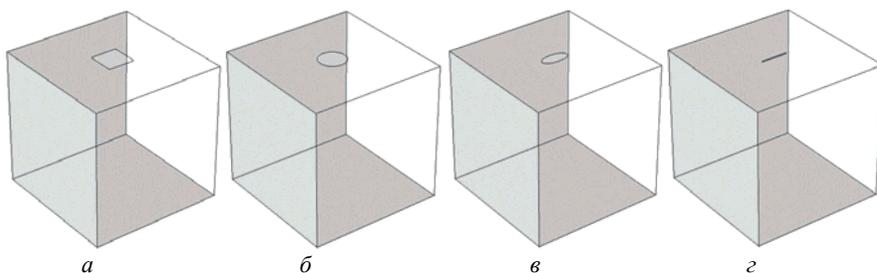


Рисунок 3 – Внешний вид моделируемых корпусов (группа 1)

- отверстие квадратного сечения со стороной 0,2 мм (рис. 3, а);
- отверстие круглой формы диаметром 0,2 мм (рис. 3, б);
- отверстие эллиптической формы с длинами полуосей: 0,1 м и 0,05 м (рис. 3, в);
- щель длиной 0,2 м и шириной 1 см (рис. 3, г).

В **группе 2** объединены модели, предназначенные для исследования влияния формы корпуса экрана на погрешность получаемых результатов.

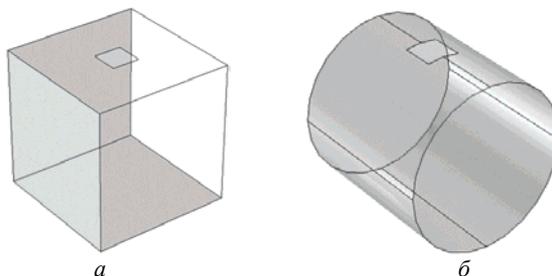


Рисунок 4 – Внешний вид моделируемых корпусов (группа 2)

Данная группа содержит две модели (рис. 4):

- экран кубической формы со стороной 1 м и толщиной стенки 2 мм, в верхней грани которого прорезано квадратное отверстие со стороной 0,2 м (рис. 4, а);
- экран цилиндрической формы, длина цилиндра равна 1 м, радиус цилиндра 0,5 м. В боковой поверхности цилиндра, обращенной к верхней ползающей пластине, прорезано прямоугольное отверстие со стороной 0,2 м (рис. 4, б).

Модели, относящиеся к **группе 3**, позволяют исследовать зависимость результатов оценки напряженности электрического поля гибридным методом от ориентации неоднородности по отношению к вектору внешнего поля помехи.

Три модели данной группы содержат экран кубической формы, со стороной 1 м, в центре одной из поверхностей которого прорезано прямоугольное

отверстие со стороной 0,2 м. Отверстие ориентировано под различным углом к верхней полеобразующей пластине (рис. 3):

- плоскость, содержащая отверстие, параллельна полезадающей пластине (рис. 5, *а*);
- плоскость, содержащая отверстие, находится под углом 45 градусов к полезадающей пластине (рис. 5, *б*);
- плоскость, содержащая отверстие, перпендикулярна полезадающей пластине (рис. 5, *в*).

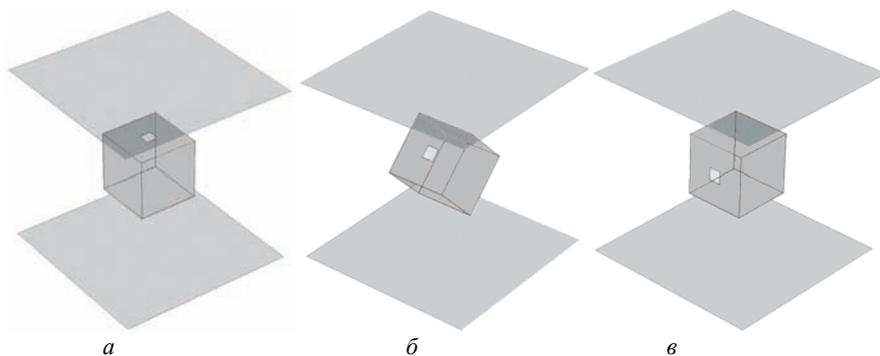


Рисунок 5 – Внешний вид моделируемых корпусов (группа 3)

Во всех моделях начало координат совпадает с геометрическим центром исследуемого экрана, координатная плоскость XOY параллельна полеобразующим пластинам, ось OZ направлена в сторону положительной пластины (на рис. 3-5 вверх)

4. Результаты моделирования. Для детального анализа точности гибридного метода, сравнивались значения напряженности проникающего электрического поля в двух ортогональных плоскостях XOZ и YOZ .

Сетка контрольных точек в экранируемой области исследуемых корпусов выбрана таким образом, что ее шаг был в 5-10 раз мельче радиуса исследуемых неоднородностей, что позволило добиться достаточного пространственного разрешения для детального исследования погрешностей гибридного метода во всех областях экранов.

Для расчета приведенных моделей численным (FEM) методом, использована программа COMSOL Multiphysics 4.0a [13]. Гибридные модели рассчитаны с использованием программ COMSOL Multiphysics 4.0a и разработанной автором программы SOA [14].

Для анализа утверждений сделанных в [11], в качестве основной исследуемой характеристики выбрана степень завышения результатов оценки напряженности электрического поля, рассчитанной гибридным методом, по отношению к результатам численного расчета, вычисляемая в каждой точке сетки по следующей формуле:

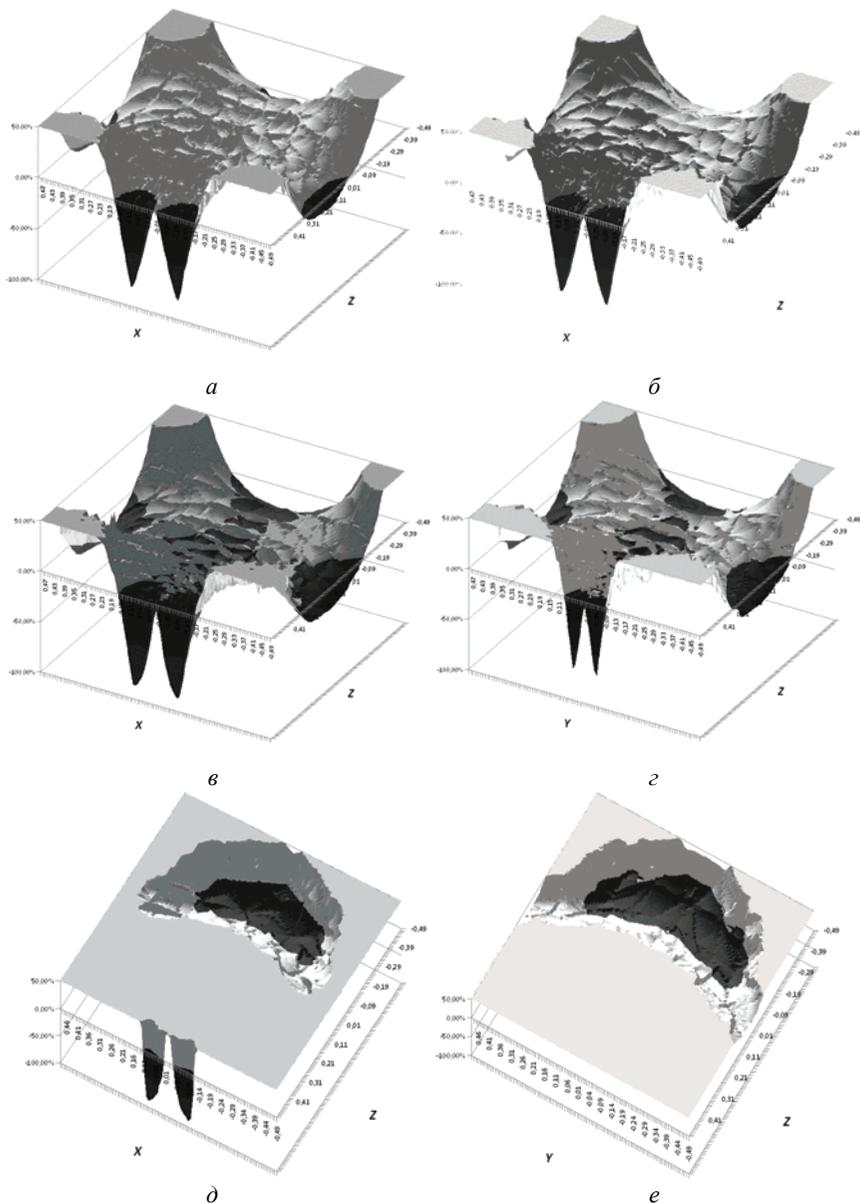


Рисунок 6 – Результаты сравнения расчета моделей первой группы гибридным и численным методами (а – квадратное отверстие, б – круглое отверстие, в – эллиптическое отверстие (вдоль большой полуоси), г – эллиптическое отверстие (вдоль малой полуоси), д – вдоль щели, е – поперек щели)

$$K = \frac{E_h - E_n}{E_n} \times 100\%, \quad (3)$$

где K – коэффициент превышения оценки напряженности электрического поля, полученной гибридным методом по отношению к численному методу; E_h – напряженность проникающего электрического поля в точке по результату гибридной оценки; E_n – напряженность проникающего электрического поля в точке, полученная численным методом.

Результаты сравнения представлены графически в виде трехмерных графиков, по двум из осей которых отложены координаты (X и Z или Y и Z), а третья координата отражает различия в результатах, полученных гибридным и численным методом в процентах. Значение в процентах имеет положительный знак – светлая часть графиков, если гибридный метод дает худший прогноз (завышение значения напряженности электрического поля) и отрицательный знак – темная часть графиков, если значение напряженности, полученное гибридным методом меньше значения в той же точке, полученного численным методом.

Для первой, второй и третьей групп моделей, результаты сравнительной оценки приведены соответственно на рис. 6-8.

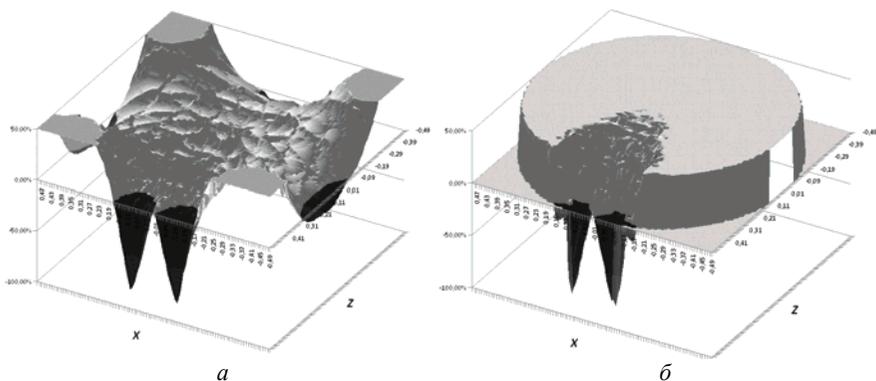


Рисунок 7 – Результаты сравнения расчета моделей второй группы гибридным и численным методами (*а* – экран кубической формы, *б* – экран цилиндрической формы)

5. Анализ результатов моделирования. Результаты, полученные при сравнении значений напряженности проникающего электрического поля, рассчитанных гибридным и численным методами, позволяют сделать следующие выводы:

1. Для неоднородностей класса «отверстие произвольной формы», результаты гибридного и численного моделирования достаточно хорошо совпадают, величина отклонения не превышает 20 % для большей части внутреннего объема электромагнитного экрана. Кроме того, в тех случаях, когда величина отклонения по абсолютному значению превышает 20 %, гибридный метод дает худший прогноз о напряженности проникающего электрического поля.

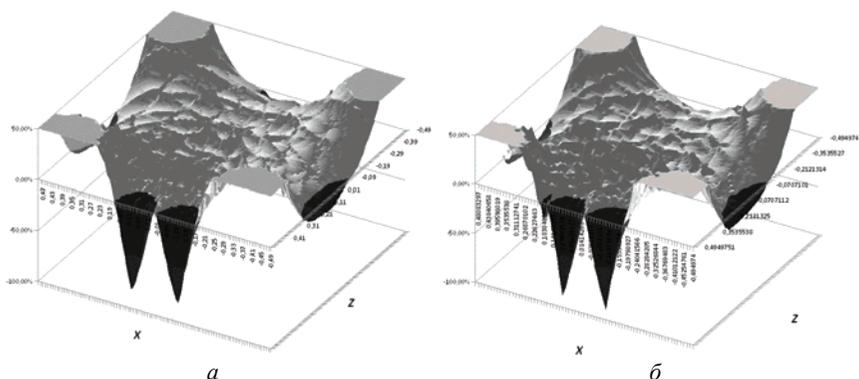


Рисунок 8 – Результаты сравнения расчета моделей третьей группы гибридным и численным методами (*а* – плоскость с неоднородностью параллельна полеобразующей пластине, *б* – плоскость с неоднородностью имеет наклон 45 градусов)

2. Для областей внутреннего объема электромагнитного экрана, расположенных в непосредственной близости от неоднородности – в ближней зоне отверстия, ближе к его краям – гибридный метод дает занижение результатов. Данный эффект наблюдается вследствие того, что гибридный метод не учитывает эффект увеличения концентрации заряда на краях отверстия и, следовательно, усиление электрического поля в данной области. Размер области заниженного прогноза зависит от формы и размера отверстия, а также напряженности внешнего электрического поля помехи.

3. Форма корпуса-экрана оказывает существенное влияние на степень, но не на факт завышения результатов гибридным методом. Внутри корпусов негладкой формы возможно образование областей, в которых гибридный метод дает занижение результатов. Вызвано это отсутствием учета физических процессов в проводящих структурах электромагнитного экрана: заряды, сосредоточенные в выпуклостях экрана, таких, как его углы, формируют внутри корпуса неоднородное электрическое поле, которое не может быть учтено при расчете гибридным методом. Влияние данного эффекта, в первую очередь, проявляется вблизи однородных поверхностей неоднородного электромагнитного экрана.

4. Результаты расчета напряженности проникающего электрического поля, полученные гибридным методом для неоднородностей, относящихся к классу щелей, занижены в дальней зоне по отношению к решениям, полученным численным методом. В ближней же зоне, гибридный метод дает сильное завышение результатов (более 50%). Результаты сравнения, полученные для щелей, показывают, что применение для данного класса неоднородностей той же упрощенной формулы, что и для отверстий произвольной формы является неприемлемым. Возможным решением является усложнение математического аппарата для более точного учета формы структурной неоднородности.

Гибридный метод оказывается малочувствительным к взаимной ориента-

ции вектора электрического поля и плоскости, содержащей неоднородность, в случае, если угол между вектором электрического поля и поверхностью имеющей неоднородность не равен 0.

Выводы. Проведенный сравнительный анализ точности гибридного метода позволяет сделать ряд существенных выводов касательно его применимости для расчета электрического поля, проникающего внутрь электромагнитного экрана, содержащего в своей структуре неоднородности типов «отверстие произвольной формы» и щель.

1. Для тонкостенных полых проводящих электромагнитных экранов, имеющих структурные неоднородности типа «отверстие произвольной формы», гибридный метод дает завышение напряженности проникающего электрического поля для большей части внутреннего объема. Степень завышения зависит от формы экрана и формы отверстия и для большей части внутреннего объема лежит в пределах 20%. Степень завышения слабо зависит от ориентации неоднородной плоскости по отношению к вектору напряженности внешнего поля помехи вплоть до случая, когда плоскость отверстия параллельна вектору электрического поля, где наблюдается аномальная ситуация.

2. Применение гибридного метода в ближней зоне отверстия целесообразно только на оси, перпендикулярной плоскости, содержащей неоднородность. Применение гибридного метода в ближней зоне отверстия вблизи его краев нецелесообразно, поскольку дает заведомо заниженный прогноз напряженности. Таким образом, наиболее эффективным является применение гибридного метода для расчета напряженности проникающего электрического поля во всем внутреннем объеме электромагнитного экрана, кроме ближней зоны отверстия, где правильная работа гибридного метода не гарантируется.

3. Существующая реализация гибридного метода оказывается малоэффективной при расчете в квазистационарном приближении электрического поля, проникающего через щели. Для устранения данного недостатка в дальнейшем необходимо изменить аналитическую формулу таким образом, чтобы она учитывала более точно форму и ориентацию реальной неоднородности.

Таким образом, гибридный метод может успешно применяться практически для оценки напряженности проникающего электрического поля в областях типичного размещения РЭО внутри корпуса-экрана. В отличие от численного метода, незначительно завышение результатов, полученных гибридным методом, является предпочтительным с инженерной точки зрения, поскольку позволяет иметь некоторый запас защитных свойств экрана при его разработке и аттестации.

Список литературы: 1. *Кравченко В.И., Болотов Е.А., Летунова Н.И.* Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / Под ред. В.И. Кравченко. – М.: Радио и связь, 1987. – 256 с., ил. 2. *Ивкин В.Г., Трифонов Е.Е.* Методы и средства защиты от помех в электрофизических установках. – Л.: Препринт Г – 0533 НИИ ЭФА, 1982. – 44 с. 3. *Уилльямс Т., Армстронг К.* ЭМС для систем и установок. – М.: Издательский дом «Технологии», 2004. – 508 с. 4. *Уайт Д.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: пер. с англ. / Вып. 3 / Под ред. *А.Д. Князева.* – М.: Сов радио, 1979. – 464 с. 5. *Каден Г.* Электромагнитные экраны в

высокочастотной технике и технике электросвязи / Пер. с нем. В.М. Лаврова. – М.-Л.: ГЭИ, 1957. – 327 с., ил. **6.** Шваб А.И. Электромагнитная совместимость. – М.: Энергоатомиздат, 1998. – 423 с., ил. **7.** Колечицкий Е.С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 168 с., ил. **8.** Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры. – М.: Мир, 1997. – 485 с., ил. **9.** Численные методы теории дифракции / Сб. статей: пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 200 с., ил. **10.** Скобликов А.Ю., Князев В.В. «Гибридный метод расчета влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства» // 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010). Севастополь, 13-17 сентября 2010 г.: материалы конф. – Севастополь: Вебер. – 2010. – С. 918-919 – ISBN 978-966-335-333-3. **11.** Скобликов А.Ю. Результаты моделирования процесса проникновения электрического поля внутрь структурно-неоднородного электромагнитного экрана // «Электротехника и электромеханика» Научно-практический журнал. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2011. – ISSN 2074-272X. **12.** Скобликов А.Ю. Методика оценки влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его защитные свойства // «Электротехника и электромеханика». Научно-практический журнал. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2010. – №4 – С. 44-48. – ISSN 2074-272X. **13.** <http://www.comsol.com>. **14.** А. с. №33865 Украина, Компьютерная программа аналитического расчета влияния структурных неоднородностей электромагнитного экрана на его экранирующие свойства «Screening Orifices Analytics» / А.Ю. Скобликов, В.В. Князев, 24.06.2010.

Поступила в редколлегию 23.03.2011.

УДК 621.391

И. И. СОПРОНЮК, аспирант, УкрГАЗТ, Харьков;

В. П. ЛЫСЕЧКО, канд. техн. наук, доцент, УкрГАЗТ, Харьков

МЕТОД МОНИТОРИНГА СПЕКТРА В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ НА ОСНОВЕ БПФ

У статті розглядається метод моніторингу спектру на основі БПФ, побудований узагальнений алгоритм моніторингу на підставі даного методу. Представлені результати моделювання відповідно до вимог стандарту IEEE 802.22, які підтверджують працездатність алгоритму, що розробляється.

The method for monitoring of the spectrum on the basis of the FFT algorithm to construct a generalized monitoring on the basis of this method is discussed. The results of modeling in accordance with the requirements of the developed standard IEEE 802.22, confirming the efficiency of the algorithm are shown.

Постановка проблеми. За последние десятилетия беспроводные технологии и беспроводные устройства получили широкое распространение, что резко увеличило спрос на спектр. Нынешние решения в области доступа к радиочастотному спектру привели к тому, что свободное его количество не удовлетворяет спроса на него, то есть – к появлению дефицита спектра. В нынешних беспроводных сетях доминирует командно-административный подход к управлению использованием спектра, где фиксированные участки спектра лицензированы для каждой отдельной беспроводной услуги или технологии. Огромный успех и рост беспроводных дополнений, которые работают в нелицензированных полосах, привели к переполненности этих полос.

Одним из возможных решений данной проблемы является технология когнитивного радио, которая основана на концепции динамического доступа к спектру, что позволяет существенно повысить эффективность его использования. Согласно этой концепции, вторичным пользователям (незакрепленным за данным частотным диапазоном) предоставляется возможность использовать диапазоны первичных пользователей (закрепленных за данным диапазоном) на время, пока этот диапазон ими не используется.

Анализ литературы. Существуют различные методы мониторинга спектра: энергетическое обнаружение, детектирование на основе согласованных фильтров, цикло-стационарное детектирование и т.д. [1], [2]. До настоящего времени, наиболее широко используемые открытые платформы – это семейство универсальных открытых аппаратных платформ (USRP) [3] в комбинации с программным обеспечением GNU Radio, способным производить большую часть обработки радиоволн, принимаемых и передаваемых различными радиоустройствами [4]. В [5] представлена экспериментальная базовая система под названием Berkeley Emulation Engine 2 (BEE2), использующая БПФ вместе с энергетическим детектированием. В [6] описывается мониторинг спектра в универсальных открытых аппаратных платформах, использующий спектральную плотность мощности (PSD). Однако, реализовать алгоритм мониторинга спектра в реальном времени достаточно затруднительно. Кроме того, в перечисленных и других известных работах не представлено детальных результатов оценки рабочих характеристик предлагаемых методов мониторинга спектра.

Цель статьи. Целью статьи является исследование метода мониторинга спектра на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) в реальном масштабе времени при низком отношении сигнал-шум. Решение данной задачи является первостепенным шагом, дающим возможность эффективно осуществлять мониторинг спектра.

Основной материал. Поскольку большая часть спектра уже распределена, наиболее важной задачей является совместное использование лицензированных полос спектра, не вмешиваясь при этом в передачу лицензированных пользователей. Система когнитивного радио позволяет использовать временно свободные участки спектра, которые получили название спектральные «дыры» или пробелы в спектре, как показано на рис. 1. Если эта полоса в дальнейшем используется лицензированным пользователем, вторичный пользователь, для того чтобы не создавать помех, перемещается в другой участок спектра или остается в той же полосе, изменяя уровень мощности передачи, или схему модуляции [7].

Мониторинг радиочастотного спектра – одна из важнейших задач системы когнитивного радио. Эффективность мониторинга в значительной степени определяет то, насколько эффективно используется частотный спектр [1], [8]. Алгоритм мониторинга спектра для широкого диапазона отношения сигнал-шум должен обеспечивать высокую вероятность обнаружения лицензированных сигналов и низкую вероятность ложного обнаружения. В тоже время необходимо учитывать вычислительную сложность и эффективность этих алгоритмов.

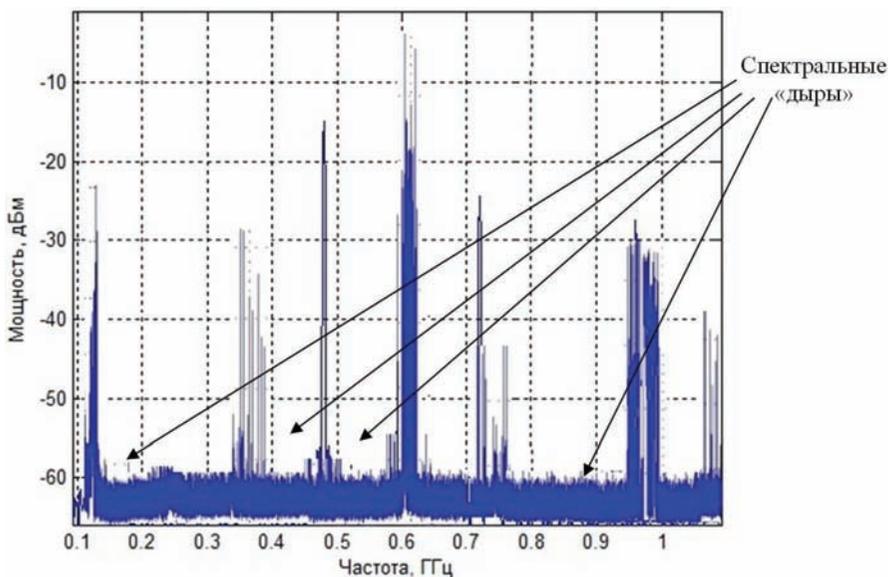


Рисунок 1 – Пример спектра в диапазоне 0.1...1 ГГц

1 Метод мониторинга спектра на основе алгоритма БПФ

Рис. 2 иллюстрирует алгоритм мониторинга спектра на основе БПФ, который может быть разделен на следующие основные шаги:

1. На первом этапе сигнал делится на фреймы T . Обозначим t -ый фрейм как $x_t(n)$, $n = 0, \dots, N-1$, $t = 0, 1, \dots, T-1$, где N – количество выборок во фрейме.

2. Затем для получения желательной спектральной формы сегментированные фреймы умножаются на весовые коэффициенты [9]

$$x_{w,t}(n) = x_t(n)w(n), \quad (1)$$

$$n = 0, 1, \dots, N-1; \quad t = 0, 1, \dots, T-1.$$

3. После этого применяется алгоритм БПФ [9]

$$X_t(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_{w,t}(n)e^{-j2\pi kn/N}, \quad (2)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1; \quad t = 0, 1, \dots, T-1.$$

4. На следующем этапе вычисляется спектральная плотность мощности фрейма [9]

$$P_t(k) = |X_t(k)|^2, \quad (3)$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}; \quad t = 0, 1, \dots, T-1.$$

5. Вычисление спектральной плотности мощности T фреймов, P_Φ :

$$P_{\phi}(k) = \frac{1}{T} \sum_{r=0}^{T-1} P_r(k),$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}.$$
(4)

где коэффициентом $1/T$ можно пренебречь.

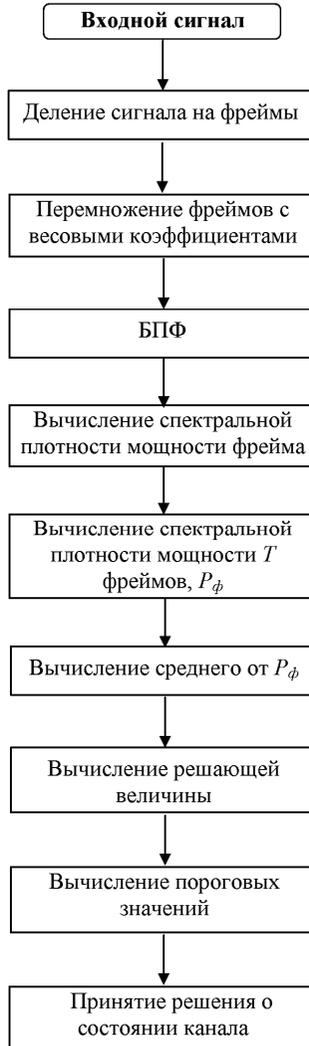


Рисунок 2 – Структурная схема обобщенного алгоритма, реализующего метод мониторинга спектра на основе БПФ

6. Вычисляем P_{cp} как среднее от P_ϕ [9]

$$P_{cp} = \frac{2}{N+2} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}} P_\phi(k). \quad (5)$$

где коэффициентом $\frac{2}{N+2}$ можно пренебречь, не затрагивая рабочие характеристики.

7. Решающая величина $r(k)$, устойчивая к уровню фонового шума, определяется соотношением [9]

$$r(k) = \frac{P_\phi(k)}{P_{cp}}, \quad (6)$$

$$k = 0, 1, \dots, \frac{N}{2}.$$

8. Вычисление пороговых значений [9]

$$\alpha = \frac{\max(r(k)) + \min(r(k))}{2}. \quad (7)$$

9. Принятие решения $r(k)$ для $k = 0, 1, \dots, N_2$ относительно занятости канала осуществляется согласно правилу:

$$\begin{cases} r(k) > \alpha \Rightarrow \text{канал занят;} \\ r(k) < \alpha \Rightarrow \text{канал свободен.} \end{cases} \quad (8)$$

где α – пороговый коэффициент. Альтернативно, решающее правило может быть сформулировано:

$$\begin{cases} P_\phi(k) - \alpha \cdot P_{cp} > 0 \Rightarrow \text{канал занят;} \\ P_\phi(k) - \alpha \cdot P_{cp} < 0 \Rightarrow \text{канал свободен.} \end{cases} \quad (9)$$

Результаты решений относительно состояния каналов могут быть объединены для принятия объединенного решения. Например, если K является набором интересующих частот, объединенное решение для частот $k \in K$ может быть сформулировано:

$$\text{Объединенное решение} = \begin{cases} \text{канал занят, если } k \in K \cap \{r(k) \geq \alpha\}; \\ \text{канал свободен, если } k \in K \cap \{r(k) < \alpha\}, \end{cases} \quad (10)$$

где \cap обозначает оператор «И».

2 Результаты моделирования

В таблице представлены требования для мониторинга спектра для разрабатываемого стандарта IEEE 802.22 для трех типов лицензированных сигналов. Как видно из таблицы, они должны быть детектированы при низком значении SNR. Это представляет первичную проблему мониторинга спектра.

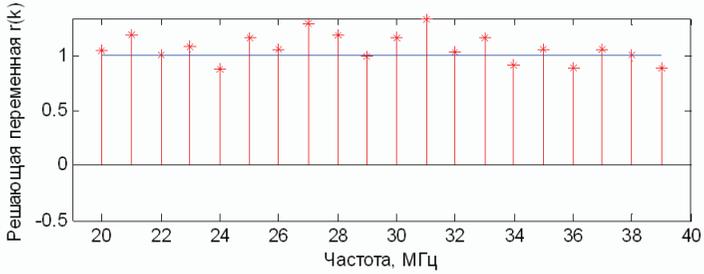
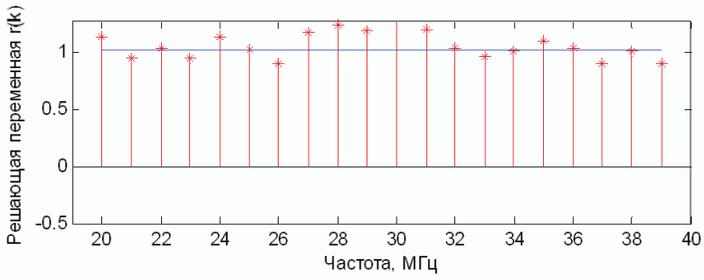


Рисунок 3 – Детектирование лицензированных сигналов в канале с AWGN при SNR = -21 дБ

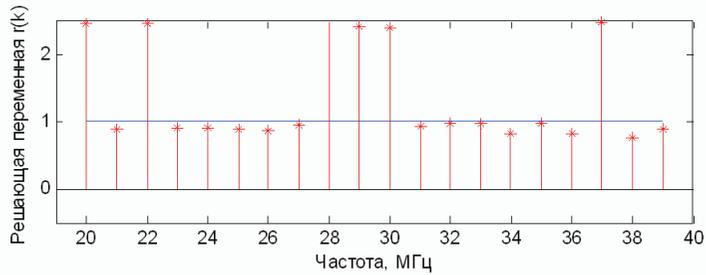
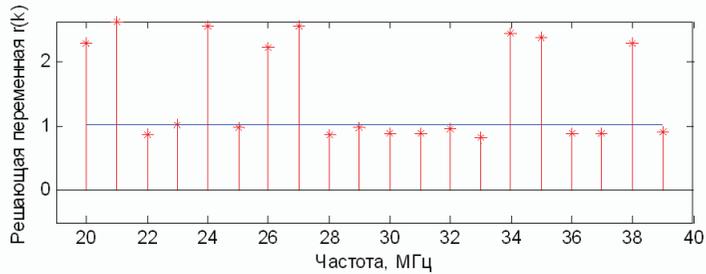


Рисунок 4 – Детектирование лицензированных сигналов в канале с AWGN при SNR = -12 дБ

Требования к мониторингу спектра

	Аналоговое ТВ	Цифровое ТВ	Сотовые телефоны
Чувствительность, дБм	-94	-116	-107
SNR, дБ	1	-21	-12

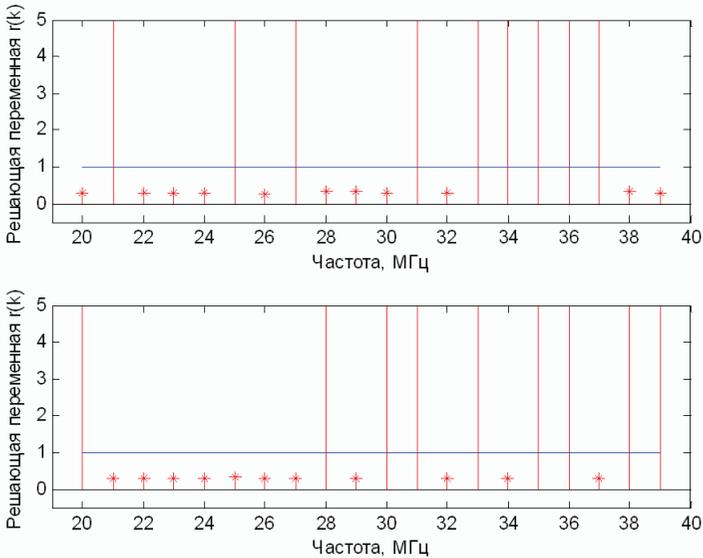


Рисунок 5 – Детектирование лицензированных сигналов
в канале с AWGN при SNR = 1 дБ

Для проверки данного алгоритма было применено компьютерное моделирование для канала с аддитивным белым шумом (AWGN) со значениями отношения сигнал-шум, указанными в таблице, количеством первичных пользователей равным 20, вероятностью ложного обнаружения лицензированных сигналов $P_{FA} = 0,001$, размерностью БПФ $N = 256$, количеством фреймов $T = 200$. Горизонтальной чертой отмечено пороговое значение. Результаты моделирования представлены ниже на рис. 3-5.

Таким образом, Необходимое число отсчетов $N \cdot T$ определяет задержку выходного решения. Кроме того, разрешающая способность по частоте f_s/N также является ограничением в разработке системы. Для того, чтобы выбрать значения N , T , и α , необходимо знать разрешающую способность по частоте и значение SNR в рабочих условиях, а также требования для минимального значения P_D и максимального значения P_{FA} . Порог α определяется относительно вероятности P_{FA} .

Выводы. В результате исследований были исследованы свойства метода мониторинга спектра на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье

(БПФ) в реальном масштабе времени при низком отношении сигнал-шум.

Преимущество метода состоит в том, что величина, по значению которой принимается решение о состоянии канала (занятости канала), нечувствительна к уровню шума, а также, в том, что данный алгоритм ориентирован на работу в частотной области, что значительно упрощает его реализацию.

Список литературы: 1. *S. Haykin, D. Thomson, J. Reed* Spectrum sensing for cognitive radio // Proceedings of the IEEE. – May 2009. – Vol. 97, no. 5. – PP. 849-877. 2. *T. Yucek, H. Arslan* A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications // IEEE Communications Surveys & Tutorials. – March 2009. – Vol. 11, no. 1. – PP. 116-130. 3. Ettus Research LLC. [Online]. Available: <http://www.ettus.com/>. 4. GNU Radio. [Online]. Available: <http://www.gnuradio.org/>. 5. *A. Tkachenko, D. Cabric, R. Brodersen* Cognitive radio experiments using reconfigurable BEE2 // Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, October 2006. – PP. 2041-2045. 6. *O. Mian, R. Zhou, X. Li, S. Hong, Z. Wu*, A software-defined radio based cognitive radio demonstration over FM band // Proc. International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing, June 2009. – PP. 495-499. 7. *Thomas Charles Clancy III* Dynamic spectrum access in cognitive radio networks // Dissertation for the degree of Doctor of Philosophy, 2006. 8. *Carlos Cordeiro, Kiran Challapali, Monisha Ghosh* Cognitive PHY and MAC Layers for Dynamic Spectrum Access and Sharing of TV Bands. Philips Research North America. 9. *Zhe Chen, Nan Guo, Robert C. Qiu* Department of Electrical and Computer Engineering Center for Manufacturing Research Tennessee Technological University Cookeville, TN 38505, USA.

Поступила в редколлегию 28.03.2011.

УДК 004.7(075)

В. А. ТКАЧЕНКО, канд. техн. наук, доцент, НТУ «ХПИ»;
В. А. РЯБИК, студент, НТУ «ХПИ»

ОРГАНИЗАЦИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА К УНИВЕРСИТЕТСКИМ ИНФОРМАЦИОННЫМ РЕСУРСАМ И ИНТЕРНЕТ

В статті пропонуються способи організації зони завадостійкого бездротового доступу до інформаційних ресурсів ЛОМ вищого навчального закладу і до мережі Інтернет. Створення бездротової локальної мережі (WLAN) вищого навчального закладу і поєднання її з інноваційними технологіями Microsoft Live @ Edu вирішує безліч проблем вузів.

The article proposes ways of organizing the zone of error of wireless access to information resources of the university LAN and network Internet. Sozдание wireless network (WLAN) institution of higher education and its connection with innovative technologies Microsoft Live @ Edu solves many problems of universities.

Существующий парк вычислительной техники и телекоммуникационное оборудование локальных/корпоративных сетей в вузах не способствует качественной подготовке специалистов, и организации эффективной работы преподавателей и администрации.

Организация эффективного учебного процесса в вузах требует внедрения

современных информационно-телекоммуникационных технологий, которые обеспечат возможность создания информационного пространства для учебы, самостоятельной работы и общения студентов, преподавателей и администрации.

К таким технологиям относятся беспроводные сети WiFi – это один из быстроразвивающихся сегментов телекоммуникаций, которые могут обеспечить доступ к университетским информационным ресурсам и сети Интернет, создать виртуальную среду общения и взаимодействия студентов, преподавателей и администрации.

Таким образом, решение поставленной задачи (внедрения современных информационно-телекоммуникационных технологий в вузах) целесообразно осуществлять не модернизацией парка вычислительной техники вузов, а созданием помехоустойчивой зоны беспроводного доступа (Wi-Fi-зоны) к информационным ресурсам вуза и Интернет. При этом необходимо наполнить информационными ресурсами серверы и сайты кафедр, лабораторий, библиотек и других подразделений вуза. В этом случае основными средствами доступа к ресурсам и общению будут мобильные устройства (ноутбуки, КПК, смартфоны и т.д.) пользователей (студентов, преподавателей и администрации).

Протоколы беспроводных сетей. Wi-Fi аббревиатура от английского Wireless Fidelity (беспроводная надежность) – это семейство протоколов беспроводной передачи данных IEEE 802.11x (802.11a, 802.11b, 802.11g, 802.11n и т.д.) [1]. Стандарт беспроводной сети 802.11x, который является составной частью стандартов локальных сетей IEEE802.x, охватывает только два нижних уровня семиуровневой модели OSI – физический и канальный. Беспроводные сети отличаются от кабельных сетей на физическом (Phy) и частично на канальном (MAC) уровнях модели взаимодействия OSI. Но принцип работы беспроводных сетей IEEE 802.11x аналогичен принципу работы кабельных сетей с архитектурой Ethernet, только протокол IEEE 802.11 описывает передачу данных по радиоканалу, а протокол Ethernet описывает передачу данных по коаксиальному кабелю или витой паре.

Физический уровень IEEE 802.11x – радиоканал. Этот уровень характеризует параметры физической среды передачи данных. Стандарт IEEE 802.11x обеспечивает передачу сигнала, несущего информацию, одним из методов: прямой последовательности (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum) и частотных скачков (FHSS – Frequency Hopping Spread Spectrum). Эти методы отличаются способом модуляции, но используют одинаковую технологию расширения спектра.

Канальный уровень. Канальный уровень осуществляет управление доступом к передающей среде и обеспечивает пересылку кадров между любыми двумя устройствами беспроводной сети. Канальный уровень разделяется на два подуровня: MAC – управление доступом к среде передачи данных и LCC – управление логическим каналом.

Подуровень MAC или протокол доступа к среде передачи у этих стандартов несколько отличается. Отличия обусловлены тем, что в Wi-Fi используется полудуплексный режим передачи данных, а в кабельных сетях с архитектурой

Ethernet – дуплексный режим. Методы доступа к среде передачи данных, которые используются в локальных беспроводных сетях Wireless LAN (WLAN) – это методы множественного доступа с контролем несущей и предупреждением коллизий или столкновений (CSMA/CA – Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance). В ЛВС с архитектурой Ethernet используется метод доступа с контролем несущей и обнаружением коллизий (CSMA/CD – Carrier Sense Multiple Access/Collision Detect).

Подуровень LCC, организующий передачу кадров информации, в беспроводных сетях Wi-Fi и в кабельных сетях с архитектурой Ethernet один и тот же. Протокол TCP/IP накладывается поверх протокола, который описывает передачу информации по каналу связи.

Сети Wi-Fi работают на частотах 2,4 ГГц или 5 ГГц. В стандарте 802.11a используется частота 5 ГГц. В стандартах 802.11b и 802.11g (совместимость с 802.11b) используемая частота – 2,4 ГГц. В стандарте 802.11n (совместимость с 802.11a,b,g) используемая частота – 2,4 или 5 ГГц. В пределах прямой видимости беспроводная связь обеспечивается в радиусе до 300 метров от точки доступа. В закрытых помещениях беспроводная связь обеспечивается в пределах 50 метров.

Для беспроводных сетей, работающих в стандартах 802.11b,g,n на частоте 2,4 ГГц, диапазон шириной 83 МГц разделен на 14 каналов (от 2,412 до 2,484 ГГц) через 5 МГц между центральными частотами соседних каналов, за исключением 14 канала.

Скорость передачи данных для Wireless оборудования, поддерживающего стандарт 802.11b, не превышает 11 Мбит/с, а для оборудования, поддерживающего стандарт 802.11g, до 54 Мбит/с. Стандарт 802.11n способен обеспечить скорость передачи данных до 600 Мбит/с. Для 802.11a – скорость передачи данных – 54 Мбит/с.

Безопасность сетей Wi-Fi заслуживает особого внимания, так как сети Wi-Fi является источником повышенного риска несанкционированного доступа. В сетях Wi-Fi применяются комплексные методы защиты от несанкционированного доступа.

Для работы в стандарте 802.11x используется оборудование двух основных типов: точка доступа Access Point и клиенты, к которым относятся различные устройства, оборудованные Wi-Fi-адаптерами. Access Point – это программно-аппаратное устройство, которое состоит из приемопередатчика, выполняющего роль беспроводного сетевого концентратора (интерфейса для клиентов беспроводной сети – WLAN), сетевого адаптера (интерфейса проводной сети) для подключения к кабельной сети LAN или WAN и микроконтроллера для обработки данных.

Таким образом, Wi-Fi с одной стороны - это семейство стандартов, а с другой стороны Wi-Fi - это беспроводная технология передачи данных по радиоканалу, которая обеспечивает подключение устройств с беспроводными адаптерами в локальную/корпоративную сеть или обеспечивает подключение их к Интернету.

Технология Wi-Fi и способы организации зоны беспроводного доступа к информационным ресурсам. Технология Wi-Fi может быть применена для:

- создания беспроводных локальных сетей (WLAN);
- расширения возможностей сетей;
- организации доступа к Интернету.

Организация зоны беспроводного доступа к ресурсам ЛВС вуза и доступа к сети Интернет можно осуществить двумя способами:

- локальное подключение точек доступа (беспроводных маршрутизаторов) к локальным сетям вуза в учебных аудиториях (лабораториях), при этом скорость доступа к Интернет определяется скоростью прокси-сервера через который ПК локальных сетей подключены к ISP-провайдеру.
- охватить все корпуса и прилегающую к ним территорию вуза беспроводной локальной сетью, то есть создать зону беспроводного доступа, на которой пользователь, имеющий устройство с беспроводным адаптером стандарта Wi-Fi, может подключиться к кабельной сети вуза и «скоростному Интернету».

Локальное подключение точек доступа к кабельной сети вуза в аудиториях решает локальные задачи. Для создания таких беспроводных сетей типа SOHO с выходом в Интернет нашли широкое применение интегрированные устройства, включающее в себя точку доступа (приемопередатчик, выполняющий роль беспроводного сетевого концентратора, для клиентов беспроводной сети), маршрутизатор с функцией преобразования IP-адресов (NAT), DHCP-сервер, сетевой коммутатор LAN, межсетевой экран и т.д.

Такие интегрированные устройства получили название «беспроводные маршрутизаторы» (wireless router). Для подключения к кабельной сети вуза маршрутизаторы должны быть оснащены Ethernet WAN портом. Беспроводный маршрутизатор подключается к кабельной локальной сети через Ethernet WAN порт, а встроенная беспроводная точка доступа маршрутизатора, как правило, поддерживающая стандарты 802.11b, 802.11g и 802.11n, обеспечивает доступ мобильных устройств студентов и преподавателей к информационным ресурсам локальной сети и сети Интернет.

Другой способ организация зоны беспроводного доступа к ресурсам ЛВС вуза и скоростного доступа к сети Интернет заключается в том, что необходимо охватить все корпуса и прилегающую к ним территорию вуза беспроводной локальной сетью, тем самым создать зону беспроводного доступа [2].

Для реализации этого проекта необходимо разместить в корпусах несколько точек доступа, чтобы покрыть всю территорию вуза беспроводной сетью WLAN, и при этом необходимо обеспечить непрерывность передачи данных мобильным устройствам пользователей при их перемещении в пределах всей зоны радиопокрытия, то есть в пределах территории вуза. Очень важно определить места расположения точек доступа и установки выносных антенн, чтобы зоны действия базовых станций перекрывали друг друга, а средства

управления ими обеспечивали бесшовный роуминг при переходе из зоны радиопокрытия одной точки в зону радиопокрытия другой точки. Кроме того, WLAN должна поддерживать передачу голоса для качественной связи мобильного телефона с интегрированной поддержкой Wi-Fi и сервиса VoIP.

WLAN вуза должна соответствовать требованиям различных групп пользователей: гости, студенты, преподаватели и научные работники, администрация. Для различных групп пользователей должны применяться различные методы аутентификации. Технология построения WLAN вуза должна обеспечивать создание сегментов корпоративной беспроводной сети и публичной Hotspot.

Решение всех поставленных задач, а также задач безопасности, помехоустойчивости и защищенности WLAN, возможно только в рамках архитектуры беспроводной сети нового поколения, центральным местом которой является контроллер беспроводных точек доступа [3].

Для объединения точек доступа, расположенных на большой территории, можно применить коммутаторы семейства Cisco Catalyst 2950 с поддержкой работы в стеке [4], а для централизованного управления ими использовать контроллер точек беспроводного доступа. Например, контроллеры семейства Bluesocket [5] могут работать с точками доступа любых производителей.

Создание беспроводной сети (WLAN) вуза и интеграция ее с инновационными технологиями Microsoft Live @ Edu решает множество проблем вузов. Сервис Live@edu переходит на платформу Microsoft Office 365 для учебных заведений. Служба Live@edu предоставит студентам средства для совместной работы и общения, сэкономив при этом время и деньги, а также поможет освоиться с программным обеспечением (Office 365 для учебных заведений), которое используют их будущие работодатели (Office 365 для предприятий) [6].

Выводы. Создание помехоустойчивой зоны беспроводного доступа (Wi-Fi-зоны) к информационным ресурсам вуза и Интернет, и сочетание ее с инновационными технологиями Microsoft Live@Edu решает множество проблем вузов:

- создает информационное пространство для учебы и виртуальную среду для общения студентов, преподавателей и администрации
- обеспечивает оперативный доступ к учебно-методическим материалам в любое время и с любой аудитории или прилегающей территории и создает условия для самостоятельной работы студентов и преподавателей
- создает условия для использования современных мобильных устройств и программного обеспечения в процессе обучения
- создает условия для эффективной организации работы кафедр и лабораторий
- служба Live@edu создает условия для подготовки студентов к будущему и получение ими навыков, которые нужны работодателям.

Список литературы: 1. Рошан П. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11 / П. Рошан, Дж. Лизри. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2004. – 304 с. 2. КНУ им. Т.Шевченко стал первым вузом в Украине, развернувшим сеть беспроводного доступа [Электрон-

ный ресурс]: Пресс-служба Intel. – Режим доступа – <http://kiev2000.com/news/view.asp?Id=78536&Part=4>. 3. Новые решения для беспроводных локальных сетей [Электронный ресурс] / А. Горнак // Технологии и средства связи. – 2007. – № 2. – С. 7. – Режим доступа к журн.: <http://www.nstel.ru/articles/wlan>. 4. Cisco Catalyst 2950 Series Switches Models – Cisco Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.cisco.com/en/US/products/hw/switches/ps628/prod_models_home.html. 5. Controller Family [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bluesocket.com/products/controllers>. 6. Подготовка учащихся к работе – Microsoft Live@edu. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.microsoft.com/liveedu/free-email-accounts.aspx>.

Поступила в редколлегию 31.03.2011.

УДК 621.391.827

ШАХРИЯР ШАЛИЛЕХ, аспирант, НТУУ «КПИ»

АНАЛИЗ РЕГЛАМЕНТИРОВАННЫХ ДОПУСТИМЫХ УРОВНЕЙ ЭМИССИИ И ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ РАДИОИНФОРМАЦИОННЫХ СРЕДСТВ

Наведено допустимі рівні електромагнітних завад за полем та кондуктивних. Виконано порівняльний аналіз цих рівнів та фактичних даних чутливості радіоінформаційної апаратури. Показано що ці дані істотно менші допустимих рівнів зазначених в регламентних документах. Це вказує на необхідність вичерпного опрацювання питань забезпечення ЕМС на початковій стадії проектування апаратури та застосуванні адекватних протизавадових засобів.

The acceptable levels of electromagnetic noise on the field and – conductive are given. A comparative analysis of these levels and actual of sensitivity radio information apparatus are performance. It is shown that these data are less acceptable levels standards documents. This point to careful consideration exercise of EMC at the initial stage of designing the equipment and the usage of adequate means of EMI suppressors.

Вступление

Актуальность проблемы обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) в современных условиях интенсивного развития радиоинформационных средств с повышением их чувствительности – (восприимчивости – по отношению к помехам) [1] продолжает возрастать. Об этом свидетельствуют многочисленные публикации в периодических изданиях, книгах [2-6], проведение международных конференций и симпозиумов, например, во Вроцлаве (Республика Польша) – ЕМС Europe – 2010 и в Харькове – I Всеукраинская научно-техническая конференция «ПАСЕБ-2010» на базе НИПКИ «Молния» (НТУ «ХПИ»).

Средства обеспечения ЭМС можно подразделить на две группы:

- административно-организационные,
- инженерные.

К первой группе относится, в частности, система международных (IEC, CISPR), региональных (EN), национальных, (ДСТУ, ГОСТ, ...) регламенти-

рующих документов в области ЭМС – это стандарты, нормы, рекомендации, технические отчеты.

Проблема обеспечения ЭМС имеет два фактора: эмиссия и восприимчивость. Следовательно и стандарты сгруппированы по этим двум видам:

- стандарты, устанавливающие требования к испытаниям по восприимчивости (невосприимчивости), то есть связанные с чувствительностью аппаратуры (к сигналам) или восприимчивостью (к помехам); к ним относятся общие (родовые) [7, 8] и – на конкретные виды продукции;
- стандарты, регламентирующие процедуры, связанные с допустимыми уровнями эмиссии (кондуктивной – в основном, по несимметричному пути а также в окружающем пространстве – в ближней и дальней зонах к ним относятся общие (родовые) [9,10]) и – на конкретные виды продукции.

Цель настоящей работы

Сравнение допустимых уровней помех, указанных в регламентирующих документах и фактических данных чувствительности реальных устройств.

Подход к анализу

В документе [11] рекомендовано при решении задач обеспечения ЭМС составлять матрицу «источник помехи – рецептор помехи», выделив соответствующие группы оборудования, оказывающих влияние в аспектах обеспечения ЭМС рис. 1.

Группы оборудования		Виды оборудования	Свойства	Источники и рецепторы помех			
				A1A2A3A4A5	B1B2B3B4B5	C1C2C3C4	D1D2...
A	радиосвязи, радионавигации	A1-Оборудование ГМССБ, приемники	- очень воспр.				
		A2-Оборудование ГМССБ, передатчики					
B	производства и преобразования энергии	A3-Гироскопас	- воспр.				
		A4-Система рулевого управления/ автопилот	- воспр.				
		A5-Встроенные беспроводные системы связи	- воспр.				
C	Оборудование, работающее с импульсной мощностью	B1-Электрические машины	- невоспр.				
		B2-Электронные пускатели	- созд. пом.				
		B3-Преобразователи	- созд. пом.				
		B4-Трансформаторы	- невоспр.				
		B5-Осветительное оборудование	- невоспр.				
D	...	C1-Радиолокаторы	- созд. пом.				
		C2-Гидролокаторы	- созд. пом.				
		C3-Оборудование с использованием эффекта Доплера	- созд. пом.				
		C4-Эхолоты	- созд. пом.				
D				

Рисунок 1 – Фрагмент матрицы «источник помехи – рецептор помехи» (ГМССБ – глобальная морская система связи при бедствии)

На предварительном этапе анализа целесообразно обобщенно рассмот-

реть допустимые уровни предполагаемых непреднамеренных помех, пути их распространенных и возможное негативное влияние на потенциальных рецепторов в соответствующих диапазонах частот.

Рассмотрим в качестве рецептора наиболее восприимчивую к радиопомехам аппаратуру группы А – радиосвязи и навигации, а в качестве непреднамеренного источника помехи оборудование группы В – энергогенераторы, преобразователи и другие источники электропитания, как наиболее распространенные источники радиопомех [12]. В документе [11] указаны также группы: С – оборудование с импульсным потреблением мощности, D – коммутационные, и управляющие системы, Е – оборудование внутренней связи и обработки сигналов, F – неэлектрические устройства и оборудование, G – интегрированные системы.

Качественно эти данные применительно к группам А и В иллюстрирует рис. 2.

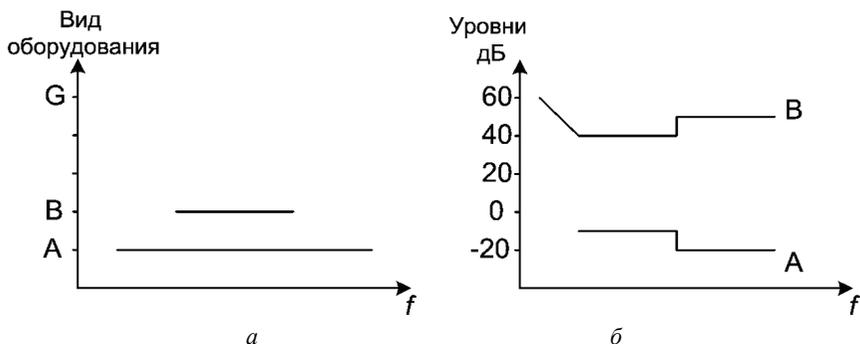


Рисунок 2 – Данные источника и рецептора помехи в нормируемых диапазонах частот: *а* – виды оборудования; *б* – уровни сигналов и помех (допустимые уровни эмиссии для В и данные чувствительности для А)

О значимости необходимости совершенствования нормативной базы в области ЭМС свидетельствует информация, приведенная в работе [13].

Сравнение регламентированных уровней помех и чувствительности

В стандарте [14] установлены для навигационного и радиоинформационного морского оборудования допустимые уровни эмиссии помех в окружающее пространство на расстоянии 3 м в полосах частот: от 150 кГц до 300 кГц – от 80 дБ до 52 дБ; от 300 кГц до 30 МГц – от 52 дБ до 34 дБ (спадание линейное в логарифмическом масштабе); от 30 МГц до 156 МГц – 54 дБ; от 156 МГц до 165 МГц – 24 дБ; от 165 МГц до 2 ГГц – 54 дБ (значения децибел – относительно 1 мкВ/м) и кондуктивных помех в полосах частот от 10 кГц до 150 кГц – от 96 дБ до 50 дБ – линейное спадание в логарифмическом масштабе; от 150 кГц до 350 кГц – от 60 дБ до 40 дБ – спадание аналогично; от 350 кГц до 30 МГц – 50 дБ (значения децибел – относительно 1 мкВ).

В связи с рассматриваемым в качестве источника непреднамеренных по-

мех преобразователя электрической энергии обратится также к данным о допустимых уровнях эмиссии, создаваемой источниками вторичного электропитания [15]. Эти уровни представлены на рис. 3 и рис. 4.

Следующий этап анализа состоит в выявлении полос частот и чувствительности (восприимчивости) радиоинформационной аппаратуры.

Данные о чувствительности к радиосигналам некоторых приемников приведены в табл.1 [11].

Результаты сравнения данных о допустимых уровнях помех в окружающем пространстве для измерения квазипиковым детектором (на расстоянии 3 м от непреднамеренного источника помехи) и чувствительности – в данном случае – восприимчивости представлены на рис. 3, где обозначены: кривые норм эмиссии от источников питания: α – для оборудования класса А (установлено в помещениях назначения коммерческого и легкой промышленности или в помещениях промышленного назначения, в которых оборудование не подключено к сетям общего пользования); β – для оборудования класса В (установленного в жилых домах); ε – для морского оборудования [14,15]; позиции, отмеченные цифрами 1...8 соответствуют позициям 1...8 табл. 1.

Таблица 1 – Характеристики радиооборудования по полю

№ ПП	Тип оборудования	Диапазон частот	Чувствительность мкВ/м (дБ)
1	Система навигации LORAN	90 – 110 кГц	20 (26)
2	Навигационное оборудование определения разностных поправок	285,5 – 315 кГц (315 – 325 кГц)	5 (14)
3	Радиотелеграфное СЧ-оборудование	415 – 535 кГц	50 (34)
4	Радиотелеграфное СЧ-оборудование	1605 – 3800 кГц	25 (28)
5	Радиотелеграфное и радиотелефонное ВЧ-оборудование	4 – 27,5 МГц	25 (28)
6	Система спутниковой связи «INMARSAT»	1525 МГц – 1544 МГц	0,03 (-30)
7	Система навигации NAVSTAR/GPS	1575,42 ± 1,023 МГц	0,07 (-23)
8	Система навигации GLONASS	1602 – 1615 МГц	0,07 (-23)

Таким образом показано, что на расстоянии 3 метра допустимые уровни эмиссии в окружающем пространстве значительно превышают уровни восприимчивости радиоинформационной аппаратуры.

Вопрос о прохождении кондуктивных помех на вход чувствительной аппаратуры более сложный, так как они распространяются по симметричному и несимметричному путям [1] через источник вторичного питания от электриче-

ской сети или непосредственно от источника вторичного электропитания, который может сам быть источником непреднамеренных электромагнитных помех [12].

Уровень помехи, попадающей на вход, например, усилителя звуковой частоты можно определить по методике, изложенной в [16].

Данные о чувствительности некоторых радиоинформационных устройств по кондуктивным цепям приведены в табл. 2. [17 – 20].

На рис. 4 представлены допустимые уровни эмиссии в электрической сети (эквиваленте сети [1]) от источников электропитания для:

α , β – оборудования класса А; детекторы квазипиковый, средних значений, и соответственно,

γ , δ – оборудования класса В; детекторы квазипиковый и средних значений, соответственно, ε – морского и навигационного оборудования согласно [11,14]; позиции, отмеченные цифрами 1...8 соответствуют позициям 1...8 табл. 2.

Таблица 2 – Характеристики радиооборудования по кондуктивным цепям

№ ПП	Тип оборудования	Диапазон частот	Чувствительность мкВ (дБ)
1	УКВ - радиостанция SAILOR SP3300	155 – 163 МГц	0,5 (-6)
2	Приемник Navtex Furuno NX-700	518 кГц 490 кГц 4209,5 кГц	2 (6)
3	Радиостанция SAILOR System 5000 MF/HF	150 кГц – 30 МГц	SSB телефония: 0,7 (-3)
4	Переносная радиостанция Иком IC-M32	156,025 – 163,275 МГц	0,25 (-12)
5	Система судового телерадиовещания SCA-700	150 кГц – 30 МГц 45 МГц – 225 МГц 470 МГц – 850 МГц	40 (32) }70 (37)
6	Линейная стационарная радиостанция ОРИОН РС-6	2,15; 2,13 МГц 151,725 – 155,975 МГц	3,0 (10) 0,4 (-8)
7	Стойка радиооборудования ОРИОН	146 – 174 МГц	0,3 (-10)
8	Стационарная радиостанция ОРИОН РСВ-7	33 – 48 МГц 57 – 57,5 МГц	0,3 (-10)

Таким образом, как следует из приведенных данных, уровни допустимой нормативными документами кондуктивной эмиссии также превышают чувствительность радиоинформационной аппаратуры.

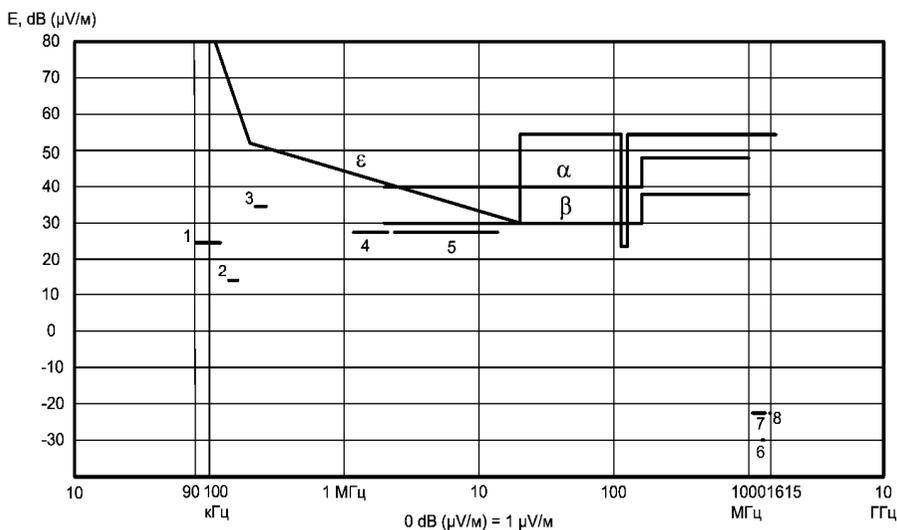


Рисунок 3 – Допустимые уровни помех в окружающем пространстве и данные чувствительности

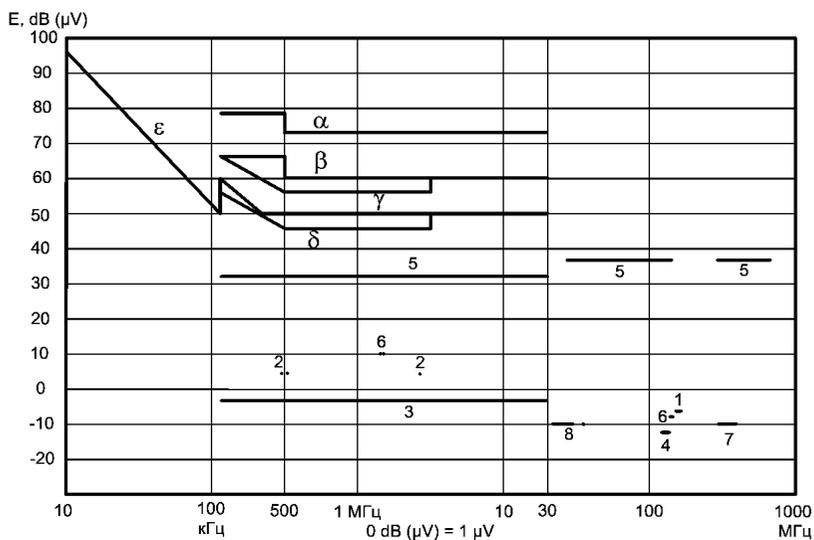


Рисунок 4 – Допустимые уровни помех в проводящих цепях и данные чувствительности

Выводы

На основе проведенного анализа показано, что несмотря на наличие ограничений, установленных нормативными документами на уровни эмиссии,

проблема обеспечения ЭМС радиоинформационной аппаратуры и источников непреднамеренных электромагнитных помех не утрачивает актуальность и в современных условиях требует постоянного совершенствования: развития методов прогнозирования уровней электромагнитных помех для конкретных условий, рационального применения локальных помехоподавляющих средств – сетевых и информационных фильтров, экранирующих устройств и др.

Отметим так же, что в процессе принятия решения о выполнении условий обеспечения ЭМС необходимо учитывать определенный запас. Как показано в [21] он должен быть не менее 10 дБ.

Выражаю благодарность научному руководителю канд. техн. наук, проф. Пилинскому В. В. за помощь в подготовке данной работы.

Список литературы: 1. ДСТУ ІЕС 60050-161: 2003 Словник електротехнічних термінів. Глава 161. Електромагнітна сумісність (ІЕС 60050-161:1990, ІДТ) 2. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции / Т. Уильямс. – М.: Издательский Дом «Технологии», 2003. – 540 с. 3. Уильямс Т. ЭМС для систем и установок / Т. Уильямс, К. Армстронг. – М.: Издательский Дом «Технологии», 2004. – 508 с. 4. Кечев Л. Н. ЭМС и информационная безопасность в системах телекоммуникаций. – М.: Издательский Дом «Технологии», 2005 г. – 320 с. 5. Воршевский А. А. Электромагнитная совместимость судовых технических средств : учебник / А. А. Воршевский, В. Е. Гальперин. – СПб: 2006. – 316 с. 6. Оу Н. W. Electromagnetic compatibility engineering / Оу Н. W. – 2009. – 843 p. 7. ДСТУ ІЕС 61000-6-1: 2007 Електромагнітна сумісність (ЕМС). Частина 6-1. Родові стандарти. Несприйнятливість обладнання у житловому і торговому середовищах та у виробничих зонах з малим енергоспоживанням (ІЕС 61000-6-1:2005, ІДТ). 8. ДСТУ ІЕС 61000-6-2: 2008 Електромагнітна сумісність (ЕМС). Частина 6-2. Родові стандарти. Несприйнятливість обладнання в промисловому середовищі (ІЕС 61000-6-2:2005, ІДТ). 9. ІЕС 61000-6-3: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 6. Generic standards – section 3: Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments. 10. ІЕС 61000-6-4: Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 6: Generic standards – Section 4: Emission standard for industrial environments. 11. ІЕС 60533: 1999 Electromagnetic compatibility (EMC). Electrical and electronic installations in ships. 12. Подавление ЭМП в цепях электропитания / Векслер Г. С., Недочетов В. С., Пилинский В. В., Родионова М. В., Темников В. А. – К.: Техника, 1990. – 167 с. 13. Захаров И. П. Нормативная база в области электромагнитной совместимости: состояние и перспективы развития / Захаров И. П., Розвадовский А. Ф., Шевченко Н. С. // Вестник НТУ «ХПИ». Тематический выпуск «Техника и электрофизика высоких напряжений». – 2010. – № 34. – С. 52-62. 14. ДСТУ ІЕС 60945: 2007 Електромагнітна сумісність (ЕМС). Оборудование и системы навигационные и радиокommunikационные морские. (ІЕС 60945: 2007, ІДТ). 15. ІЕС 61204-3: 2000 Electromagnetic compatibility (EMC) Low-voltage Power Supplies, DC output. 16. Проектирование транзисторных усилителей звуковых частот / Безладнев Н. Л., Герценштейн Б. Я., Кожанов В. К. : под ред. Н. Л. Безладнева. – М.: Связь, 1978. – 368 с. 17. International Convention for the Safety of Life at Sea (SOLAS), 1997-1998. 18. Оборудование для речных и морских судов // Каталог, 2004. – <http://www.mtcen.com>. 19. Судовое оборудование Samsung Enc Co., Ltd. Каталог, 2003. – <http://www.rivreg.ru>. 20. ВАТ Тернопільський радіозавод «ОПІОН». – <http://www.opion.te.ua>. 21. TR CISPR 31: 2003 International Electrotechnical Commission. Database on the characteristics of radio services.

Поступила в редколлегию 08.04.2011.

О. В. ШУТЕНКО, канд. техн. наук, доцент, НТУ «ХПИ»;
Д. Н. БАКЛАЙ, ассистент, НТУ «ХПИ»

ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ОКИСЛЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ МАСЕЛ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИ МНОЖЕСТВЕННОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ РЕГРЕССИИ

Розроблена та навчена модель множинної нелінійної регресії для оцінки ступеню окислювання трансформаторних масел по комплексу ознак. Доведена адекватність моделі. Виконана перевірка моделі на незалежній вибірці продемонструвала її високу ефективність. Запропоновано алгоритм оцінку ступеню окислювання масел за допомогою моделі множинної нелінійної регресії.

The model of plural nonlinear regress, for an estimation of a degree of oxidation of transformer oils, on a complex of diagnostic attributes is developed and trained. Adequacy of model is proved. The executed check of model on independent sample has shown its high efficiency. The algorithm of an estimation of a degree of oxidation of oils, with the help of model of plural nonlinear regress is offered.

Введение. В настоящее время за рубежом [1] обсуждаются две группы стратегий технического обслуживания и ремонта высоковольтного электроэнергетического оборудования (ТО и Р), акцентированные либо на поддержании рабочего состояния конкретного оборудования, либо на сохранении надежности энергосистемы с учетом возможных отказов оборудования, чреватых потерей или резким снижением этой надежности. Имеющийся зарубежный опыт можно сформулировать в четырех пунктах:

1. Стратегия планового ТО и Р забыта почти повсеместно.
2. Стратегия ТО и Р по техническому состоянию принята почти повсюду.
3. Осуществляется переход к стратегии ТО и Р по прогнозируемому техническому состоянию оборудования. При этом технические эксперты разрабатывают сценарий ТО и Р на основе прогноза, менеджеры корректируют его на основе управления рисками.
4. Применительно к коммутационному оборудованию опробована стратегия полного отказа от ТО и Р с предварительной заменой и автоматизированным мониторингом некоторых видов старого оборудования (так называемая корректирующая стратегия ТО и Р).

Опыт нескольких компаний, принявших эту стратегию в 2000–2004 гг., показал экономию затрат в 14 % [2]. Однако в Украине переход на ТО и Р по техническому состоянию находится на начальном этапе, и обслуживание эксплуатируемого оборудования продолжает осуществляться по плану. Одной из основных причин, препятствующих к переходу на обслуживания оборудования по состоянию, является отсутствие методов для оценки и прогнозирования технического состояния высоковольтного электроэнергетического оборудования. В связи с этим разработка таких методов является актуальной.

Анализ публикаций. Использование регрессионных моделей для оценки степени старения трансформаторных масел предложено в [3]. В работах [4, 5,

б) проведено усовершенствование методов для обработки результатов периодического контроля и подходов к обучению модели. В данных работах использовались линейные модели, основным недостатком которых, является отсутствие учета особенностей дрейфа показателей масел, в процессе длительной эксплуатации, что естественно снижает достоверность получаемых результатов.

Цель статьи. В статье, предложена модель множественной, нелинейной регрессии для оценки степени окисления трансформаторных масел.

Принципы построения регрессионной модели. В процессе длительной эксплуатации трансформаторное масло находится под воздействием сильных электрических полей, температуры и влиянием химически агрессивных сред. В результате этих воздействий происходит изменение химической структуры масел и ухудшение их изоляционных свойств – старение масел. Для трансформаторов напряжением 110 кВ, наиболее характерным процессом старения являются окислительные реакции, то есть взаимодействие молекул углеводородов масел с кислородом. Особенностью окисления является достаточно длительная продолжительность химических реакций, которая во многом зависит от режимов работы трансформаторов. В работах [7, 8] установлена значимая корреляционная связь между продолжительностью эксплуатации и показателями качества трансформаторных масел, характеризующих степень их окисления. Полученные в [9] значения тесноты статистической связи между показателями качества трансформаторных масел позволили установить, что наиболее статистически зависимыми являются следующие показатели качества масел: содержание в масле органических кислот (кислотное число) – содержание в масле водорастворимых кислот (реакция водной вытяжки) – цвет масел – тангенс угла диэлектрических потерь – влагосодержание масла. Это те показатели, которые характеризуют процесс окисления масел. Поэтому для описания процессов окисления масел целесообразно использовать регрессионную модель вида [3, 4]:

$$\hat{t} = \sum_{i=1}^p f(x_i). \quad (1)$$

где \hat{t} – длительность эксплуатации трансформаторных масел, определяемая по регрессионной модели; p – количество показателей качества масел (регрессоров); $f(x_i)$ – зависимости длительности эксплуатации масел от значений показателей качества масел.

При выборе вида функциональной зависимости $t = f(x_i)$ возникают существенные трудности. Зависимости показателей качества трансформаторных масел от длительности эксплуатации имеют сложный, нелинейный характер [8, 10]. Кроме того в [10] показано, что в зависимости от условий эксплуатации, сорта и качества масел характер дрейфа одного и того же физико-химического показателя может значительно отличаться. Выполненный анализ показал, что наибольшую достоверность аппроксимации для анализируемых

зависимостей можно получить, используя квадратичный полином вида:

$$\hat{t} = b_0 + b_1 \cdot p_i + b_2 \cdot p_i^2. \quad (2)$$

где \hat{t} – длительность эксплуатации трансформаторных масел, определяемая по регрессионной модели; p_i – показатель качества масла; b_0, b_1, b_2 – коэффициенты регрессионной модели, подлежащие определению.

Обучение регрессионной модели. Для обучения регрессионной модели были использованы результаты периодического контроля состояния трансформаторных масел по четырем трансформаторам Луганской, Сумской и Донецкой областей. Объем выборки составил 117 выборочных значений, которые характеризуют изменение показателей качества масел на интервале 35 лет. Данные трансформаторы имели среднее значение загрузки – 67 % и одинаковые значения показателей на момент заливки масла. Данное обстоятельство обеспечило высокую степень однородности временных рядов, о которой можно судить по значениям коэффициентов парной корреляции и корреляционных отношений, приведенных в табл. 1.

Таблица 1 – Значения коэффициентов парной корреляции и прямого и обратного корреляционных отношений между показателями качества обучающей выборки и продолжительностью эксплуатации

Показатели масла	N	Значения коэффициента парной корреляции	Корреляционное отношение	
			η_{t-p}	η_{p-t}
Кислотное число	117	0,992	0,998	0,995
Реакция водной вытяжки	117	0,768	0,815	0,795
Цвет масел	117	0,985	0,992	0,988
Тангенс угла диэлектрических потерь масел	117	0,957	0,975	0,960
Влагосодержание масел	117	0,649	0,725	0,688

Как видно из табл. 1 данные используемые для обучения имеют достаточно высокую степень статистической однородности. Это позволило отказаться от процедуры квантования данных, которая широко использовалась раньше [3, 4], и тем самым учесть особенности дрейфа показателей качества масел на длительных интервалах эксплуатации. Из табл. 1 видно, что значения корреляционных отношений явно превосходят значения коэффициентов парной корреляции для всех анализируемых показателей качества масел, что свидетельствует о значимом отклонении анализируемых зависимостей от линейных.

На основе данных табл. 1 был сформирован порядок подстановки регрессоров в регрессионную модель (1). В отличие от [3, 4], где регрессоры подставлялись в уравнение по мере убывания значения информативности показателей (для расчета которых использовалась линейная модель), предложено подставлять регрессоры по мере убывания значения обратного корреляционного отношения η_{p-t} . Таким образом, показатели качества масел подставлялись

в регрессионную модель в следующем порядке:

1. содержание в маслах органических кислот (кислотное число);
2. цвет масел;
3. тангенс угла диэлектрических потерь;
4. содержание в маслах водорастворимых кислот (реакция водной вытяжки);
5. влагосодержание масел.

Обучение регрессионной модели заключалось в последовательной подстановке регрессоров в регрессионное уравнение (1). После чего выполнялось прогнозирование времени t по одной и той же контрольной выборке с вычислением количественного значения выбранной заранее меры согласия. Оптимальным считался набор показателей (регрессоров), обеспечивающий глобальный экстремум меры согласия.

В качестве меры согласия [4] предложена модификация коэффициента R^2 , учитывающая, с одной стороны, количество задаваемых для прогноза контрольных значений времени t , а с другой, число p используемых в модели (1) регрессоров:

$$\bar{R}_p^2 = 1 - (1 - R_p^2) \left(\frac{n}{n - p} \right), \quad (3)$$

где R_p^2 – мера согласия регрессионной модели, которая рассчитывается как:

$$R_p^2 = \frac{Q_1}{Q},$$

где Q_1 – дисперсия частных средних, представляет собой средний квадрат отклонений эмпирической линии регрессии от линии генеральной средней; Q – сумма квадратов отклонений y_{ji} от среднего значения \bar{y}_j .

После нахождения глобального максимума \bar{R}_p^2 выполнялась оценка точности регрессионной модели (1) по статистическим характеристикам остатков $\{\varepsilon_i\}$: значения математического ожидания остатков M_Δ , значения коэффициентов асимметрии γ_a и эксцесса γ_s , (должны быть близки к нулю), а плотность распределения вероятности – к нормальному закону: $f(\varepsilon_i) \approx N(0, \sigma_{\text{ост}}^2)$. Точность оценки степени окисления трансформаторных масел, можно оценить по значению ошибок прогноза, которые определяются как:

$$\sigma_{\text{прог}} = \sqrt{\delta_{\text{ост}}},$$

где $\delta_{\text{ост}}$ – значение остаточной дисперсии регрессионной модели:

$$\delta_{\text{ост}} = \frac{1}{(n-1) - p} \cdot \sum_{i=1}^n \left(t_i - \hat{t}_i \right)^2.$$

Значения коэффициентов регрессии и результаты регрессионного анализа приведены в табл. 2

Как видно из табл. 2, значение меры согласия \bar{R}_p^2 имеет четко выражен-

ный максимум 0,9980, который приходится на третий член регрессионной модели. После этого с увеличением числа регрессоров значение \bar{R}_p^2 слабо снижается. Функциональная регулярность кривой \bar{R}_p^2 указывает на высокую эффективность процедур статистической обработки данных с последующей процедурой выделения однородных временных рядов, что повышает достоверность и однородность исходных данных и снижает уровень неконтролируемых случайных факторов.

Таблица 2 – Значения коэффициентов регрессии и результаты регрессионного анализа

Характеристики регрессионной модели	Регрессор				
	1	2	3	4	5
b_0	-1,452	-3,489	-4,559	-4,596	-4,583
b_{11}	+225,398· p_1	+298,526· p_1	+240,952· p_1	+244,460· p_1	+241,963· p_1
b_{12}	+347,023· p_1^2	-1093,852· p_1^2	-1456,033· p_1^2	-1469,045· p_1^2	-1454,37· p_1^2
b_{21}		+0,799· p_2	+2,467· p_2	+2,485· p_2	+2,517· p_2
b_{22}		+0,391 p_2^2	-0,264 p_2^2	-0,268 p_2^2	-0,278 p_2^2
b_{31}			+5,472· p_3	+5,292· p_3	+5,354· p_3
b_{32}			-0,0456 p_3^2	-0,00735 p_3^2	-0,0132 p_3^2
b_{41}				-122,359· p_4	-112,431· p_4
b_{42}				+7927,002 p_4^2	+5991,9 p_4^2
b_{51}					+0,0193· p_5
b_{52}					-0,000328 p_5^2
Результаты регрессионного анализа					
Q_1	9965,21	10022,7	10076,5	10076,6	10076,8
Q_2	130,137	72,603	18,8828	18,7327	18,5
Q	10095,3	10095,3	10095,3	10095,3	10095,3
R^2	0,987	0,992	0,9981	0,9981	0,9981
\bar{R}_p^2	0,986	0,992	0,9980	0,9979	0,9971
$F_{рас}$	8729,5	15461,4	58699,5	58094,8	57143,4
$\sigma_{ост}^2$	1,141	0,648	0,171	0,173	0,174
$\sigma_{прог}$	1,068	0,805	0,414	0,416	0,417
M_ϵ	-4,251 10^{-15}	2,125 10^{-16}	8,714 10^{-15}	-5,108 10^{-15}	-3,476 10^{-15}
j_a	0,238	0,0561	-0,0858	-0,108	-0,103
j_s	-0,688	-0,311	-0,591	-0,556	-0,552

Анализ адекватности модели. Адекватность регрессии для каждого из вариантов расчета проверялась с помощью параметрического теста на значи-

мость регрессии, с помощью F -критерия по следующей схеме:

1. Нулевая гипотеза H_0 : угловые коэффициенты регрессии равны нулю ($\beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_p = 0$).

2. Критериальная статистика:

$$F = \frac{R^2/(p-1)}{(1-R^2)/(n-p)} \approx F_{(p-1),(n-p)}.$$

3. Статистика сравнения:

$$F_{кр} = F_{(p-1),(n-p), 0,95}.$$

4. Решение: регрессия значима, если $F > F_{кр}$ (гипотеза H_0 отвергается).

Как видно из табл. 2 максимальное значение F -критерия приходится на 3 член регрессионного уравнения и составляет 58699,5, что намного превышает табличное значение F -критерия, при заданном уровне доверительной вероятности $p = 0,95$ и соответствующем значении степеней свободы. Таким образом гипотеза об адекватности модели не отвергается.

Для проверки адекватности полученной модели также был выполнен анализ остатков. С этой целью проверена их независимость и оценены числовые характеристики. Числовые характеристики остатков приведены в табл. 2. Зависимость остатков от времени прогноза приведена на рис. 1.

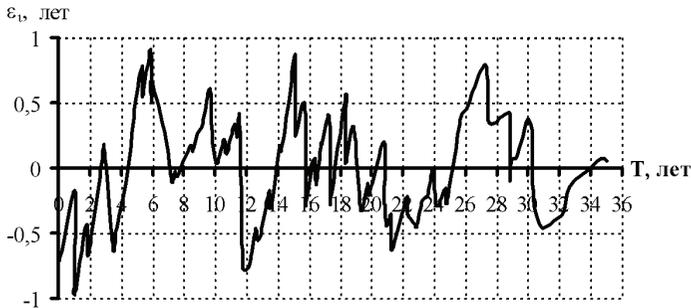


Рисунок 1 – Зависимость остатков от времени прогноза

Судя по рисунку, а также по значениям M_ε и γ_a и γ_b плотность распределения $f(\varepsilon_i)$ симметрична с нулевым средним значением и учитывая независимость остатков, что свидетельствует об адекватности регрессионной модели в рамках проведенного статистического анализа.

Проверка модели старения на независимой выборке. Более объективную оценку точности исследуемых моделей можно получить, применяя независимую, контрольную выборку (не использовавшуюся при синтезе анализируемых моделей). В качестве модели старения для проверки возьмем регрессионное уравнение, имеющие максимум \bar{R}_p^2 , и ограничимся количеством регрессоров, определяющих максимальное значение меры согласия, то есть три

регрессора. Регрессионная модель старения имеет вид:

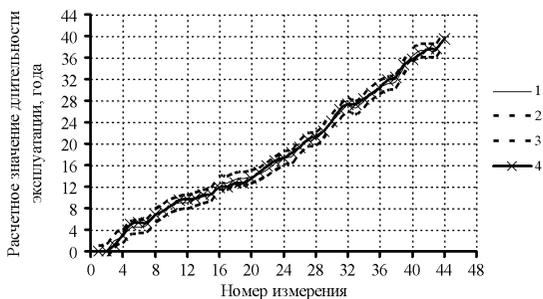
$$t = -4,559 + 240,952 p_1 - 1456,033 p_1^2 + 2,467 p_2 - 0,264 p_2^2 + 5,472 p_3 - 0,0456 p_3^2, \quad (4)$$

где t – расчетное время старения; p_1 – текущее значение кислотного числа масла; p_2 – текущее значение цвета масла; p_3 – текущее значение тангенса угла диэлектрических потерь масла при 90 °С.

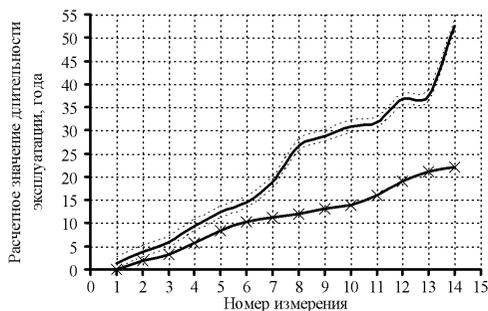
В качестве контрольной выборки были взяты результаты периодического контроля состояния трансформаторных масел для 3-х силовых трансформаторов номинальным напряжением 110 кВ. Подставив значения показателей качества масел в уравнение (4), были получены три массива расчетной длительности эксплуатации. Эти значения представлены на рис. 2.

Как видно из рис. 2, *а* для трансформатора ПС «Чистяково» Т-2 наблюдается практически полное совпадение между действительной и расчетной длительностью старения масел. На всем промежутке действительные значения длительности находятся внутри доверительного интервала (рассчитывался как $t_i \pm 3\sigma_{\text{прог}}$), что свидетельствует о том, что процесс старения трансформаторного масла протекает со скоростью характерной для заданной загрузки. Кроме этого следует отметить достаточно высокую точность прогноза предложенной модели. Ведь максимальная длительность старения у обучающей выборки составила 35 лет, а модель практически точно спрогнозировала значения длительности на интервале до 40 лет. Для трансформатора ПС «Постниково» Т-1 (рис. 2, *б*) расчетное значение длительности старения намного превышает действительные. Это свидетельствует о том, что значения показателей качества трансформаторного масла, данного трансформатора, соответствуют большим значениям длительности эксплуатации с загрузкой 67 %. Другими словами скорость старения масла в трансформаторе ПС «Постниково» Т-1 намного превышает скорость старения масла в трансформаторе ПС «Чистяково» Т-2. Скорость старения масла в трансформаторе ПС «Красная звезда» Т-2, намного меньше чем скорость старения масла в трансформаторе ПС «Чистяково» Т-2 (см. рис. 2, *в*). Расчетное значение длительности старения намного меньше действительной.

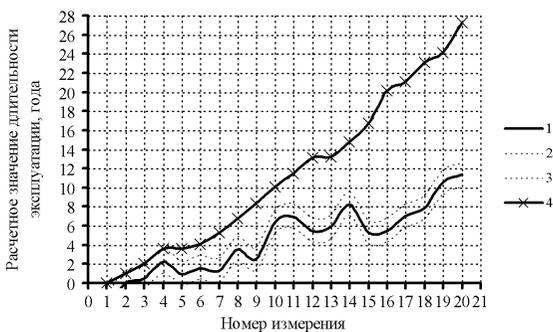
Для объяснения полученных результатов были проанализированы значения средней загрузки данных трансформаторов за анализируемый период эксплуатации. Оказалось, что средняя загрузка трансформатора «Чистяково» Т-2, практически совпадает с средней загрузкой обучающей выборки – 67 %. Трансформатор «Постниково» Т-1, эксплуатировался со значительной перегрузкой 78 %. Загрузка третьего трансформатора «Красная звезда» Т-2, составила 26 %. Такое различие в загрузке трансформаторов и обусловило различную скорость дрейфа показателей качества трансформаторных масел. Таким образом, разработанная модель позволяет распознавать трансформаторы с различной интенсивностью окисления трансформаторных масел, которая обусловлена различными режимами эксплуатации трансформаторов.



а



б



в

- 1 – расчетная длительность старения;
- 2 – верхняя граница доверительного интервала;
- 3 – нижняя граница доверительного интервала;
- 4 – действительная длительность старения.

а – трансформатор ПС «Чистяково» Т-2;

б – трансформатор ПС «Постниково» Т-1;

в – трансформатор ПС «Красная звезда» Т-2.

Рисунок 2 – Графическая иллюстрация оценки интенсивности старения масел в трансформаторах из независимой выборки

На основании приведенных примеров можно сформулировать следующую процедуру для оценки степени окисления трансформаторных масел с помощью модели множественной нелинейной регрессии:

1. Сравнению должны подлежать только трансформаторы с одинаковым значением загрузки (в данном случае 65 – 70 %);

2. Если значения действительной длительности старения находятся в пределах доверительного интервала рассчитанного с помощью регрессионной модели, то следует признать, что старение проходит с нормальной скоростью и трансформатор не нуждается в замене масла;

3. Если значения действительной длительности старения меньше нижней границы доверительного интервала рассчитанного с помощью регрессионной модели, то старение протекает с аномальной скоростью – необходимо оперативное вмешательство персонала;

4. Если значения действительной длительности старения превышают верхнюю границу доверительного интервала рассчитанного с помощью регрессионной модели, то старение протекает с замедленной скоростью – необходимо выяснить не были ли допущены нарушения при отборе, транспортировке, хранении проб масла и при проведении испытаний.

Выводы

1. Впервые разработана и обучена модель множественной нелинейной регрессии, для оценки степени окисления трансформаторных масел;

2. Выполненный регрессионный анализ показал, что гипотеза об адекватности разработанной модели не отвергается. При этом максимальное значение меры согласия $\bar{R}_p^2 = 0,998$ и минимальное значение ошибки прогноза $\sigma_{\text{прог}} = 0,414$ (года), достигнуто на третьем регрессоре, (в то время как для линейных моделей оптимум наблюдается на 4-5 регрессорах), что позволяет оптимизировать объем выполняемых испытаний;

3. Выполненная проверка разработанной модели на независимой выборке показала ее высокую эффективность и способность распознавать трансформаторы с аномальной интенсивностью окислительных процессов;

4. Предложен алгоритм оценки степени окисления масел, с помощью модели множественной нелинейной регрессии.

Повышение точности и достоверности результатов оценки степени окисления трансформаторных масел, возможно за счет определения более точных зависимостей показателей масел от длительности эксплуатации. Для оценки степени окисления трансформаторных масел для всех трансформаторов находящихся в эксплуатации необходимо разработать множество регрессионных моделей, соответствующих различным значениям нагрузок трансформаторов.

Список литературы: 1. *M. Marketz Maintenance Strategies for Distribution Networks / Marketz M., Polster J., Muhr M. // Proc. 14th International Symposium on High Voltage Engineering, Beijing. – 2005. – Paper F-55.* 2. *J.J. Smith Trends in PD-diagnostics for Asset Management of Aging HV Infrastructures*

Smith J.J. // Proc. 14th International Symposium on High Voltage Engineering, Beijing. – 2005. – Paper K-05. **3. В.Е. Бондаренко** Оптимизация системы информационных показателей качества трансформаторного масла для технического эксплуатационного контроля маслонеполненного энергетического оборудования / *В.Е. Бондаренко, О.В. Шутенко* // Информационно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків: УДАЗТ. – 2003. – № 2. – С. 46–50. **4. В.Е. Бондаренко** Повышение эффективности эксплуатационного измерительного контроля трансформаторных масел : монография / *В.Е. Бондаренко, П.Ф. Цапов, О.В. Шутенко*. – Харків: НТУ «ХПІ», 2007. – 452 с. **5. В.Е. Бондаренко** Метод выделения оптимального числа наиболее информативных показателей качества при синтезе регрессионных моделей для оценки степени старения жидкой изоляции трансформаторов / *В.Е. Бондаренко, О.В. Шутенко* // Технічна електродинаміка. – Київ: Інститут електродинаміки НАН України. – 2006. – № 5, тем. вип. – С. 88-93. **6. Бондаренко В.Е.** Сравнительный анализ эффективности традиционной и вероятностной систем оценки состояния жидкой изоляции высоковольтных трансформаторов на примере действующего оборудования / *В.Е. Бондаренко, О.В. Шутенко, В.В. Черкашина* // Вісник НТУ «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ», 2006. – № 28. – С. 7–18. **7. Шутенко О.В.** Формирование однородных массивов показателей качества трансформаторного масла в условиях априорной неопределенности результатов испытаний / *О.В. Шутенко* // Інтегровані технології та енергозбереження. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2006. – № 4. – С. 42–50; **8. Шутенко О.В.** Особенности дрейфа показателей качества трансформаторного масла в течении длительной эксплуатации / *О.В. Шутенко* // Інтегровані технології та енергозбереження. – Харків: НТУ «ХПІ», 2007. – № 4. – С. 26-30. **9. Шутенко О.В.** Комплексный корреляционный анализ показателей качества трансформаторного масла / *О.В. Шутенко* // Вісник НТУ «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ», 2008. – № 45. – С. 156-167. **10. Шутенко О.В.** Исследование особенностей старения трансформаторных масел в условиях длительной эксплуатации / *О.В. Шутенко* // Вісник НТУ «ХПІ». – Харків: НТУ «ХПІ», 2010. – № 36. – С. 131-141.



Шутенко Олег Владимирович закончил электроэнергетический факультет Харьковского политехнического института в 1992 г. по специальности «Электроизоляционная, конденсаторная и кабельная техника». В 2010 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.13 – техника сильных электрических и магнитных полей. Основным направлением научных исследований является диагностика состояния изоляции высоковольтного маслонеполненного оборудования. В настоящее время работает доцентом кафедры «Передача электрической энергии», НТУ «ХПИ».



Баклај Дмитрій Николаевич закончил электроэнергетический факультет Национального технического университета «Харьковский политехнический институт» в 2010 г. по специальности «Электрические системы и сети». Основным направлением научных исследований является диагностика состояния изоляции высоковольтного маслонеполненного оборудования. В настоящее время работает ассистентом кафедры «Передача электрической энергии», НТУ «ХПИ».

Поступила в редколлегию 01.04.2011.

В. Б. ЮФЕРОВ, д-р техн. наук, ННЦ ХФТИ, Харьков;
И. В. БУРАВИЛОВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
Д. В. ВИННИКОВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
А. Н. ПОНОМАРЕВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
Е. В. МУФЕЛЬ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
Б. В. БОРЦ, канд. техн. наук, ННЦ ХФТИ, Харьков;
А. Ф. ВАНЖА, канд. техн. наук, ННЦ ХФТИ, Харьков;
А. Ю. ПАХОМОВ, специалист, НТУ «ХПИ»;
К. И. ЖИВАНКОВ, бакалавр, НТУ «ХПИ»;
В. В. ГАРБУЗ, специалист, НТУ «ХПИ»

ОБ ИЗМЕНЕНИИ РАЗМЕРОВ КРИСТАЛЛИЧЕСКИХ ЗЕРЕН МЕТАЛЛОВ В ПРОЦЕССЕ ПЛАВКИ ПОД ВЛИЯНИЕМ ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИХ РАЗРЯДОВ

Наведені результати експериментів по впливу на розплави легкоплавких металів, одержуваних у процесі плавки в атмосферних і вакуумних умовах, з імпульсно-акустичним впливом. Запропоновано методику обробки металів в лабораторних умовах. Отримано шліфи злитків сплаву Вуда і чистого олова.

The experimental results of pulsed-acoustic impact on melts of fusible metals produced during melting process in the atmospheric and vacuum conditions, have been presented. The technique of metal processing in the laboratory has been proposed. Thin sections of Wood alloy ingots and pure tin are obtained.

Ранее, в [1, 2], обсуждалась возможность импульсно-акустической обработки расплавов металлов в вакуумно-дуговой печи с целью получения мелкокристаллической структуры слитков металлов для улучшения их коррозионно-стойких свойств. В качестве электро-разрядного генератора импульсов (ЭРГУК) используется электрогидравлическая установка, работающая в диапазоне частот до 10 Гц и запасенными энергиями от 40 до 360 Дж. В работе [3] рассмотрены результаты воздействия на расплавы в вакуумно-дуговой печи излучателей пневмомеханического типа с частотами 90 Гц и энергиями 13 Дж/имп. Получены позитивные результаты по уменьшению кристаллического зерна.

В настоящей работе рассмотрены результаты экспериментов по воздействию на расплавы легкоплавких металлов, получаемых в процессе плавки в атмосферных и вакуумных условиях, под влиянием совокупности явлений, сопровождающих электрогидравлический разряд (ЭГР). Воздействующими факторами являются импульсные акустические поля, ударные волны и высокие давления [4]. Изменения в структуре металлов достигаются за счет интенсификации гидродинамических, тепломассообменных и физико-химических процессов в расплаве, влияющих на изменения структурозависимых свойств литого металла. Быстро чередующиеся импульсы упругих колебаний вследствие несимметричности фаз сжатия и разрежения увеличивают локально градиент плотности дефектов между мультислой и другими зонами и, таким образом, способствуют росту твердой фазы. В целом появившиеся и размножив-

шиеся в полях мощных упругих колебаний зародыши кристаллов при умеренных перегревах стабилизируются во всем объеме расплава, инициируя объемную кристаллизацию на последующих стадиях затвердевания. Из микропроцессов, выполняющих существенную роль при кристаллизации, по-видимому, существенны конвективные и гравитационные потоки. Мощные упругие колебания и низкочастотная общая вибрация, генерируемые электровзрывом, благоприятно изменяют потоки так, что они эффективно разрушают ликвационный слой и систему направленного осаждения кристаллов. Этот механизм способствует и более равномерному распределению примесей.

Моделирующие эксперименты проводились с легкоплавкими металлами – оловом и сплавом Вуда на электрогидроимпульсной установке (рис. 1), где тигель 2 располагается на катоде, закрепленном на мембране электроразрядной камеры 1.

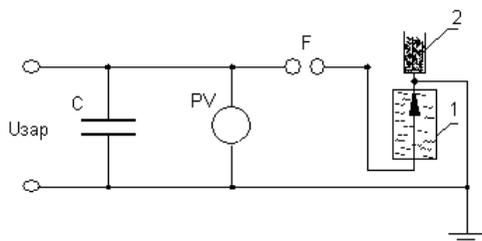


Рисунок 1 – Электрогидроимпульсная установка

Фото камеры с тиглем представлены на рис. 2. Олово и сплав ВУДА были выбраны для проведения экспериментов среди других технических металлов и сплавов, так как они выделяются относительно низкой температурой плавления, малой твердостью и высокой коррозионной стойкостью. Наличие этих свойств, а также относительная дешевизна предопределило выбор данных двух материалов по отношению к другим.

Целью эксперимента было получение мелкокристаллической структуры слитков легкоплавких металлов. При импульсном акустическом воздействии на расплав при определенных параметрах возможно уменьшение количества дендритов первого порядка с более равномерным распределением примесей по объему слитка и получение мелкодисперсной кристаллической структуры слитка.



Рисунок 2 – Фото камеры с тиглем

Были проведены экспериментальные плавки со сплавом Вуда и чистым оловом. Плавки сплава Вуда проводились при атмосферных условиях, в медном тигле с толщиной стенок 2мм (рис. 2, б). Рабочее напряжение варьировалось от 15 до 25 кВ, частота воздействия составляла 0,5-3Гц.

Импульсное акустическое воздействие начиналось, когда сплав находился в жидкой фазе и продолжалось еще 2 минуты после его затвердевания. Охлаждение слитка до комнатной температуры без принудительного охлаждения.

При изучении шлифов слитков сплавов ВУДА было установлено, что импульсное акустическое воздействие привело лишь к слабовыраженным изменениям в первоначальной структуре слитка. Причем не всегда эти изменения характеризовались уменьшением размеров кристаллов зерна. В некоторых образцах было замечено незначительное увеличение зерна. Однако во всех образцах было замечено более равномерное распределение размеров кристаллических зерен по объему, что отображено на рис. 3, где а – шлиф переплава без воздействия, соответственно б – с воздействием. Для исключения влияния примесей в сплавах в дальнейшем при проведении экспериментов использовалось чистое олово.

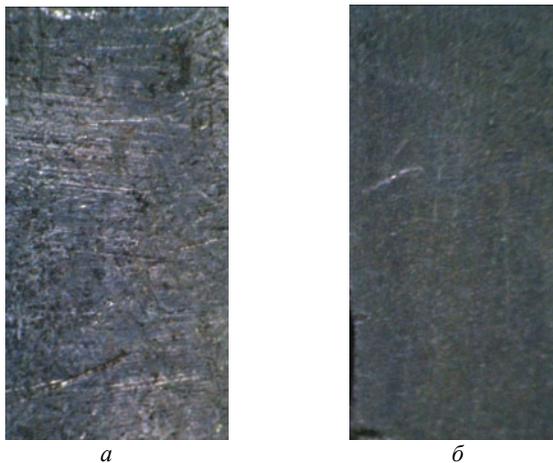


Рисунок 3 – Шлифы слитков сплавов ВУДА

Чистое олово (β -Sn) кристаллизуется из расплава в форме крупных столбчатых кристаллов.

Чистое олово плавилось в тигле из нержавеющей стали с толщиной стенок 8 мм (см. рис. 2, а). Толщина стенки изменилась для более отчетливого проявления эффекта воздействия на макроструктуру за счет увеличения времени кристаллизации и уменьшения градиента температуры, который приводит к нежелательным трещинам и кавернам на стенках слитка. Энерговклад варьировался от 240 Дж/импульс до 305 Дж/импульс, частота воздействия составляла 0,5-2Гц. Охлаждение слитка до комнатной температуры с принудительным охлаждением. Электрогидроимпульсное воздействие начиналось, когда металл уже находился в

жидкой фазе, и продолжалось в течение всего времени до и после его затвердевания, до погружения в воду с целью более быстрого охлаждения во избежание роста дендритов второго и третьего порядков (более мелких ответвлений от основного дендрита первого порядка) [5].

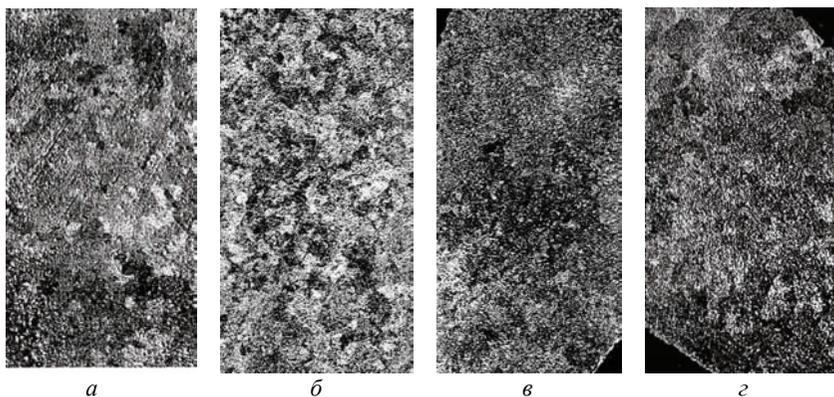


Рисунок 4 – Плавки с чистым оловом

В ходе плавки с чистым оловом были получены следующие результаты (см. рис. 4). На рисунке приведены микрофотографии слитков чистого олова, где а – шлиф слитка после переплава без электрогидроимпульсного воздействия; б – шлиф слитка после воздействия без вакуума с мощностью 240 Дж/импульс, частота 2 Гц; в – шлиф слитка после воздействия без вакуума с мощностью 305 Дж/импульс, частота 2 Гц; г – шлиф слитка после воздействия с мощностью 305 Дж/импульс, частота 2 Гц, плавка с вакуумом 100 торр, воздействие без вакуума.

Для каждого образца размеры кристаллического зерна представлены в таблице.

№ Варианта	Размер слитка, мм	Средний размер зерна в нижней трети слитка	Средний размер зерна в середине слитка	Средний размер зерна в верхней трети слитка
Вариант «а»	95x63	1,075 мм	1,075 мм	1,075 мм
Вариант «б»	80x63	0,938 мм	0,938 мм	0,938 мм
Вариант «в»	85x63	1,285 мм	1,285 мм	1,285 мм
Вариант «г»	83x63	112,875мкм	220мкм	43,9мкм

При изучении микрофотографий олова, было установлено, что в варианте «г» размер зерна уменьшился в 5-25 раз.

Выводы. Для сплавов металлов импульсно-акустическое воздействие приводит к равномерному распределению включений по объему, а для чистых металлов, в частности β – олова, размер зерна уменьшается в 5-25 раз.

Список литературы: 1. В.Б. Юферов, Б.В. Борц, А.Ф. Ванжа, И.В. Буравиллов, Д.В. Винников, Е.В. Муфель, Г.В. Писарев, А.Н. Пономарев О возможности обработки кристаллизующегося металла акустическими импульсами в вакуумно-дуговых печах // Труды XVII международной конференции по физике радиационных явлений и радиационному материаловедению. 4-9 сентября 2006. Алушта, Крым. – С. 299-300. 2. В.Б. Юферов, Б.В. Борц, А.Ф. Ванжа, И.В. Буравиллов, Д.В. Винников, Е.В. Муфель, Г.В. Писарев, А.Н. Пономарев Электроимпульсная установка для обработки расплавов // Вестник НТУ ХПИ. Техника и электрофизика высоких напряжений. – № 20. – 2007. – С. 190-197. 3. В.Б. Юферов, Б.В. Борц, А.Ф. Ванжа, И.В. Буравиллов, Д.В. Винников, Е.В. Муфель, Г.В. Писарев, А.Н. Пономарев, Озеров А.Н. Уменьшение размеров кристаллического зерна в слитках в вакуумно-дуговых печах с импульсным воздействием // Вестник НТУ ХПИ. Техника и электрофизика высоких напряжений. – № 39. – 2009. – С. 32-40. 4. Сладкошителей В.Г., Малюшевский П.П., Корытов В.А. и др. Разработка и исследование метода интенсификации процессов кристаллизации металлических расплавов и затвердевания слитков с помощью виброимпульсного воздействия // Новое в теории и практике электрогидравлического эффекта. – Киев: Наук. думка, 1983. – С. 96–99. 5. А.А. Чернов Физика кристаллизации // Вестн. АН СССР. – 1984. – 9. – С. 3-11.

Поступила в редколлегию 04.04.2011

УДК 621.52 : 533.5 : 537. 868

В. Б. ЮФЕРОВ, д-р техн. наук, ННЦ ХФТИ, Харьков;
А. Н. ПОНОМАРЕВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
А. Н. ОЗЕРОВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
И. В. БУРАВИЛОВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
Д. В. ВИННИКОВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков

ПНЕВМОИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ДЕГАЗАЦИИ ЖИДКОСТЕЙ

Досліджувалися процеси розсіювання світлового випромінювання в рідинах, що дозволяють визначити знегаження рідини під впливом акустичних імпульсів. Досліджена динаміка зростання та розпаду газо-сольових пухирців у водно-сольових розчинах під впливом імпульсного акустичного випромінювання.

The light emission scattering in liquids, allowing to determine removal of gases in liquids under the influence of acoustic pulses has been studied. The dynamics of growth and collapse of gas bubbles in salt water and salt solutions under the influence of pulsed acoustic radiation has been investigated.

Ранее в работах [1-3] были описаны эксперименты по дегазации воды с помощью акустических импульсов. Высказана гипотеза об образовании смешанных газо-солевых зародышей, которые растут и всплывают, когда Архимедова сила положительна или существуют в воде не всплывая и удерживают на себе газ, если сила – отрицательна. Сейчас эти эксперименты продолжены с 3% раствором NaCl. Эксперименты проводились на той же установке с диагностикой, определяющей наличие и размер зародышей по рассеянию лазерного излучения с длиной волны $\lambda = 470$ nm. и $\lambda = 602$ nm. Анализ полученных

данных по изменению прозрачности жидкости позволит дополнительно судить о динамике роста и распада размеров зародышевой фазы. Установка включала вакууммируемую до ~ 80 mm Hg камеру, заполненную 20 л воды, импульсного газодинамического излучателя, пьезо-акустического датчика и системы контроля прозрачности жидкости, состоявшей милливаттного лазера с $\lambda = 602$ nm, светодиода с $\lambda = 470$ nm и 2-х фотодиодов с системой регистрации. Вакуумирование проводилось с целью увеличения мощности излучателя, получения состояния пересыщения по растворенным газам и увеличения удельной подъемной силы Архимеда (атомов соли на молекулу воздуха). С точки зрения пересыщенных по газу жидкостей, здесь некоей аналогией может являться камера Вильсона, с той разницей, что в ней за счет «пересыщения и последующего роста капель на заряженных и не заряженных центрах» в газе визуализируются треки быстрых частиц [4]. В нашем случае визуализируется область роста пузырьков – и зародышей новой фазы после прохождения акустических волн в жидкости. Вид акустического сигнала, возникающего при инъекции газа из пневмоизлучателя в воду, связанный с быстрым образованием и последующим всплытием газовой полости представлен на рис. 1. Следует заметить, что сигналы от импульса к импульсу мало отличались друг от друга. Энергия импульса, определяемая по запасенной энергии в газе p_1 при его политропном или адиабатном расширении от давления $p_1 \sim 3$ ат до давления, $p_2 \sim 0.15$ ат составлял $f \sim 150$ J, количество инжектированного газа $V_{inj} \sim 0.65$ dm³. Давление газа на выходе сопла площадью $S \sim 10$ см² – равно ~ 2 ат. С помощью Фурье-анализа определена основная частота колебаний ~ 1 kHz и широкий спектр колебаний от сотни до 100 kHz.

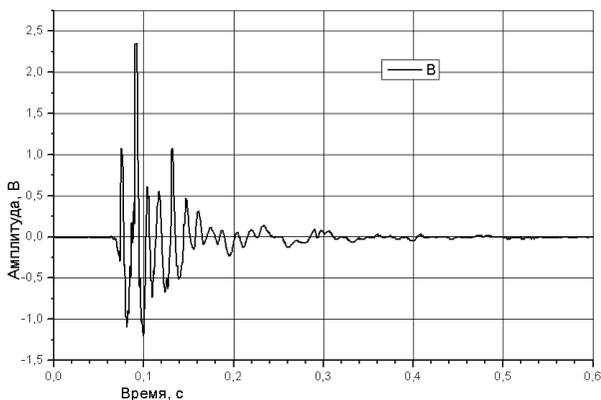


Рисунок 1

Контроль прозрачности среды позволяет судить о концентрации и размерах зародышей газовой фазы в воде, см. рис. 2 (для импульсов № 1, 10). После открытия клапана, газ инжектируется в жидкость и возникает акустический сигнал. При этом газ проходит через водную среду, которая становится опти-

чески непрозрачной (это вызвано движением массы газа вниз и последующим всплытием газового пузыря; первый минимум на осциллограмме соответствует исчезновению прозрачности, что обусловлено эффективным рассеянием света на границах раздела «воздух-вода» в камере). Затем прозрачность частично восстанавливается, однако, жидкость вскоре снова теряет прозрачность. При этом во всем объеме жидкости появляются пузырьки газа, которые постепенно растут – регистрируется второй минимум прозрачности. Затем пузырьки начинают всплывать и среда просветляется. При данном уровне мощности импульсов, жидкость остается непрозрачной вплоть до седьмого импульса. Для 10-го импульса прозрачность воды составляет почти 100% и меняется незначительно, в пределах $\pm 10\%$. При сохранении озвученной жидкости под вакуумом, при дальнейших импульсах, прозрачность не изменяется. Как видно, собственно инжекция газа в жидкость к существенному растворению газа не приводит из-за малой поверхности массообмена и из-за малого времени всплывания газового пузыря. Дистиллированная и водопроводная вода быстро обезгаживаются и перестают влиять на кривые прозрачности. Небольшое количество примесей в водопроводной воде затягивает процесс обезгаживания и уменьшает количество удаленного воздуха. Для соленой же воды процесс обезгаживания блокируется путем образования смешанных газо-солевых зародышей, препятствующих дегазации. «Морская» – подсолённая вода сохраняет непрозрачность и при 50 и более импульсах (рис. 3). Более того, в соленой воде нет фазы восстановления прозрачности, она непрозрачна с самого начала. На рис. 2 представлены кривые прозрачности жидкости во времени для дистиллированной, водопроводной воды, с количеством соли около 0.5 г/л и «морской воды», с количеством соли около 30 г/л.-3% примесей. На рис 3 представлена зависимость прозрачности солевого раствора с концентрацией около 30г/л от времени для различного количество импульсов. Постоянное от импульса к импульсу уменьшение амплитуды сигнала в солевом растворе, связано с ростом зародышей и долей отраженного сигнала. Который может свидетельствовать о росте и увеличении концентрации больших зародышей, у которых размер $D \sim \lambda$ и число частиц $N \sim 10^9$.

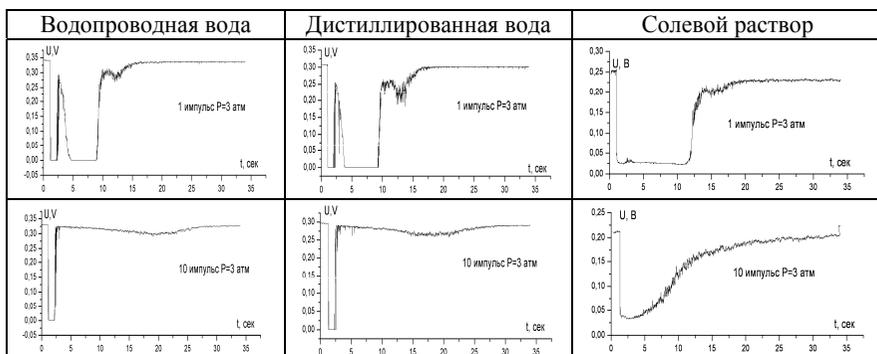


Рисунок 2

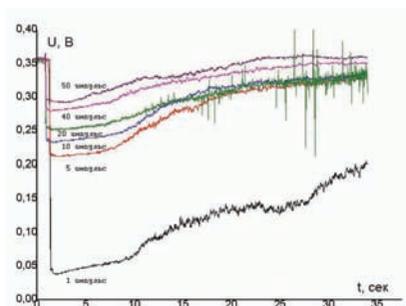


Рисунок 3

Величины газовыделения дистиллированной воды и солевого раствора (30 g/l) в зависимости от номера импульса, представлены на рис. 4. Первоначальный короткий импульс вызывает рост пузырьков и спустя достаточно продолжительное время после прохождения импульса, что заставляет предположить либо наличие длительно затухающих акустических колебаний (эффект колокола – собственные колебания системы и паразитные колебания системы, определяемые работой форвакуумного насоса), либо действие дополнительных факторов, наблюдаемых в работах [5-7]. Безусловно, лавинообразное всплытие громадного числа пузырьков на свободную поверхность и последующее их разрушение.

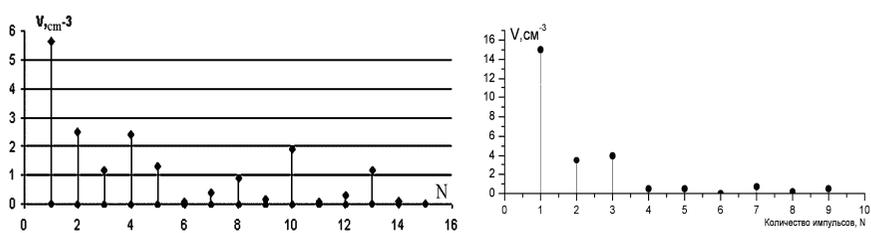


Рисунок 4

Более короткая длина волны с $\lambda = 470 \text{ nm}$, характеризующая, соответственно меньший размер зародышей указывает на их появление на более ранней стадии или даже их существование в начальный момент времени (отсчет идет от окончания времени инъекции).

На рис. 5 представлена зависимость скорости роста и распада зародышей в жидкости при импульсном воздействии. Пунктиром сделана экстраполяция. N – число частиц в зародыше.

В процессе образования из зародышевой фазы газовых пузырьков, т.е. образования поверхности раздела двух фаз с нескомпенсированной поверхностной энергией, при субатомных размерах последней, на эту поверхность могут диффундировать из объема жидкости молекулы и ионы солей, т.е. на ней может происходить адсорбция примесей. При размерах пузырьков $\sim 10 \text{ nm}$,

поверхность раздела достигает сотен $\text{м}^2/\text{г}$, то есть исключить роль сорбционных процессов нельзя. В процессе роста газовых пузырьков и их всплытия, они уносят на своей границе молекулы солей, таким образом, транспортируя их на внешнюю макроскопическую поверхность раздела «жидкость-газ». Здесь пузырьки разрушаются, а принесенные примеси в избыточной, по сравнению с раствором, концентрации находятся вблизи поверхности. В силу большого градиента концентрации и внутрижидкостных потоков эта область повышенной концентрации примесей, быстро рассасывается. В работе [2] описывались эксперименты по выведению соли и мы не будем этому здесь уделять внимание.

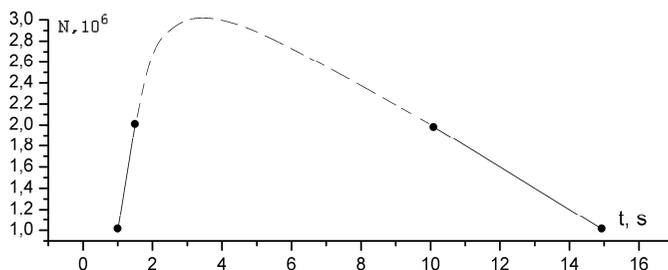


Рисунок 5

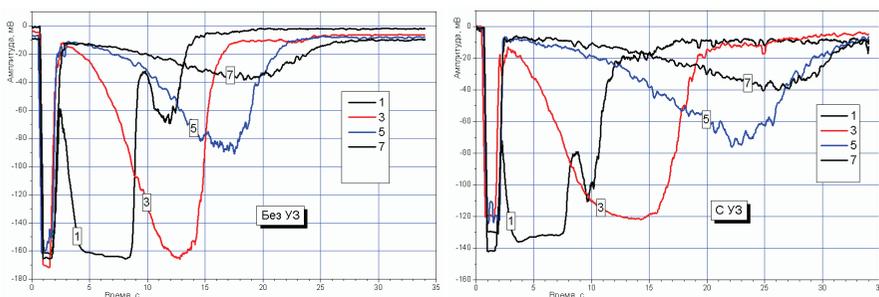


Рисунок 6

Для выяснения возможности существования и, соответственно, влияния постоянного звукового поля проводилось включение постоянного УЗ-сигнала с мощностью около 1-2 W, с частотой 22 kHz. На рис. 6 представлена зависимость прозрачности воды без и с дополнительным УЗ-излучателем во времени. Видно, что такое включение несколько продлевает время непрозрачности, хотя непрозрачность является, по-прежнему, ограниченной во времени.

Выводы. Результаты настоящей работы с учетом ранее полученных результатов и выполненных в настоящее время экспериментов подтверждена эффективность использования разработанной пневмоимпульсной технологии

для удаления из водно-солевых растворов растворенных газов. С помощью системы контроля проходящего и отражающего через жидкость лазерного излучения с длинами волн $\lambda = 470 \text{ nm}$ и $\lambda = 602 \text{ nm}$, было исследовано поведение водно-солевых растворов под воздействием импульсного акустического излучения. Показано, что при импульсном акустическом воздействии жидкость меняет свою прозрачность, что позволило нам судить о содержании в жидкости растворенных газов.

Список литературы: 1. Юферов В.Б., Холод Ю.В., Муфель Е.В., Шулаев В.М. Дегазация закаленно-охлаждающих водоподобных сред звуковыми импульсами // ОТТОМ-2, Сборник докладов. Сентябрь 10–14. – 2001. – Часть 1. – С. 126-129. 2. Юферов В.Б., Холод Ю.В., Рыбалко А.Н., Муфель Е.В., Малец В.Ф., Озеров А.Н., Слюсарь В.П. О возможности вывода солей из растворов под воздействием акустических волн // ВАНТ Сер.: Физика радиационных повреждений и радиационное материаловедение (82). – 2002. – № 6. – С. 149-151. 3. Юферов В.Б., Пономарев А.Н., Муфель Е.В., Озеров А.Н., Буравиллов И.В., Лиценко В.Н. О динамике очистки жидкости акустическими импульсами. // ВАНТ. – 2007. – № 4. – С. 171-172. 4. Сиротюк М.Г. Экспериментальные исследования ультразвуковой кавитации // Мощные ультразвуковые поля / Под ред. Л.Д.Розенберга. – М.: Наука, 1968. – С. 167-220. 5. Емец Б.Г. О влиянии электромагнитных волн оптического диапазона на жидкости // Вісник Харківського національного університету. – № 513. – Радиофізика та електроніка. – 2001. – Вип. 1. – С. 74-80. 6. Емец Б.Г. Ефекти взаємодії низькоінтенсивних електромагнітних хвиль з нанорозмірними газовими включеннями в рідких середовищах. Автореферат докторської дисертації. – Харків. 2004. 7. Казанцев В.Ф. Движение газовых пузырьков в жидкости под действием сил Бьеркнеса, возникающих в акустическом поле // ДАН СССР. – 1959. – Т. 129. № 1. – С. 64-67.

Поступила в редколлегию 06.04.2011

УДК 621.52: 533.5

В. Б. ЮФЕРОВ, д-р техн. наук, ННЦ ХФТИ, Харьков;
Д. В. ВИННИКОВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
И. В. БУРАВИЛОВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
А. Н. ПОНОМАРЕВ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
Е. В. МУФЕЛЬ, мл. науч. сотр., ННЦ ХФТИ, Харьков;
А. Ю. ПАХОМОВ, специалист, НТУ «ХПИ»;
В. В. ГАРБУЗ, специалист, НТУ «ХПИ»;
К. И. ЖИВАНКОВ, бакалавр, НТУ «ХПИ»

ЭЛЕКТРОГИДРАВЛИЧЕСКИЙ МЕТОД ОБЕЗГАЖИВАНИЯ ВАКУУМИРУЕМЫХ ЖИДКОСТЕЙ

Досліджено процеси, що тривають у рідині, під впливом електричного розряду пробою в умовах зниженого тиску. Розглядається ступень знегаження розчинів, що знаходяться у рідкому стані. Змінні параметри – енерговклад, температура рідини, насиченість розчину.

The processes that occur in liquids during electric discharge under low pressure have been investigated. The degree of degassing the liquid state solutions has been considered. The variable parameters are the following the energy input liquid temperature, solution saturation.

Постановка задачи. Ранее [1-3, 5] описаны эксперименты по дегазации воды с помощью акустических импульсов миллисекундного диапазона с энергией в импульсе до 100 Дж. Представляет интерес определение газовыделения при использовании электрогидроимпульсного источника (ЭГИ) на основе установки «ГИДРА» со следующими параметрами $C = 2 \mu\text{F}$, $U = 30 \text{ kV}$, $f = 10 \text{ Hz}$, работающего в микросекундном диапазоне с энерговыделением до 625 Дж/имп. Сравнение двух видов импульсов было проведено в работе [9] см. таблицу, некоторые из характерных параметров, такие как, например, ударные волны, количество газа вводимого в воду, казалось бы, могут существенно влиять на уровень газовыделения. Как видно из таблицы, электрогидравлика обладает практически всеми свойствами характерными для акустических импульсов миллисекундного диапазона. ЭГИ, благодаря наличию явлений сопровождающих электропробой жидкостей, а также на три порядка меньшим длительностям импульсов, обладает рядом дополнительных свойств, оказывающих влияние на обрабатываемую среду. В ходе проведенных работ, было установлено, как те или иные параметры двух типов источников влияют на процессы газовыделения.

Экспериментальная часть. Камера из нержавеющей стали объемом 60 л, со стенками толщиной 5 мм, заполнялась жидкостью рис. 1. Смотровые окна, выполнены из оргстекла толщиной 20мм. Система электродов игла-полусфера из латуни. Энергия импульса, составляла от 250 Дж до 625 Дж.

Физический процесс	μs имп.	ms имп.
Временной диапазон работы источника	мкс	мс
Ударные волны	+	-
Электромагнитные поля	+	-
Термические поля	+	-
Образование парогазового пузыря	+	-
Образование дополнительных веществ и примесей в результате химических реакций	+	-
Мощные гидротоки	+	+
Кавитация	+	+
Широкий спектр акустических частот	+	+
Внесение большого объема дополнительного газа	-	+

В поисках путей повышения дегазации жидкости, было принято решение применить метод вакуумной откачки объема, который ранее не применялся в экспериментах на основе электрогидравлики. Вакуумирование объема камеры осуществлялось до величины 80 mm Hg.

С точки зрения пересыщенных по газу жидкостей, здесь некой аналогией может являться камера Вильсона, с той разницей, что в ней за счет «пересыщения и последующего роста капель на заряженных и не заряженных центрах» в газе визуализируются треки быстрых частиц [4]. В нашем случае ви-

зуализируется область роста пузырьков-зародышей новой фазы после прохождения акустических волн в жидкости.



Рисунок 1

Диагностика включала: пьезоакустический датчик, регистрирующий звуковые и механические изменения в окружающей среде. Систему контроля прозрачности жидкости на основе милливаттного лазера с $\lambda = 532$ nm, и фотодиода с системой регистрации, для установления момента начала падения интенсивности сигнала лазера. Как известно, принцип Релеевского рассеяния, отражения и поглощения волн от структур близких к ним по размерам, на основе которого осуществлялась диагностика зарождения, роста и распада пузырьков, позволяет регистрировать размер зародышей от $\lambda/10$ до величины равной λ в процессе отражения.

На рис. 2 показаны: 1 – сигнал с фотодиода, соответствующий времени жизни токового канала и его свечению и следующий за ней акустический сигнал – 2, зарегистрированный пьезодатчиком.

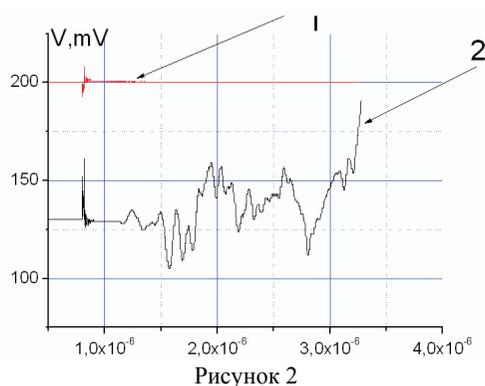


Рисунок 2

Как видно из рис.2 время протекания тока составляет около 100 наносекунд. Мощные ударные волны и кавитация, следующие после разряда приводят к зарождению газовых пузырей размером менее $\lambda/10$ и дальнейшему их

росту.

На рис. 3 представлены полученные кривые прозрачности жидкости, которые характеризуют процессы зарождения и роста пузырей. Кривые получены при различных температурах. Условия эксперимента: температуры 3 °С, 15 °С, 55 °С, давление в камере ~120 мм Hg, количество воды 25 л, энергоклад 625 Дж/имп. На рисунке показаны первый и 9 импульсы. Длительность сигналов лежит на уровне 5-15 сек. в зависимости от температуры воды и определяется полным или частичным непрохождением света через объем жидкости заполненный газопримесными зародышами, которые являются центрами рассеяния и отражения волн.

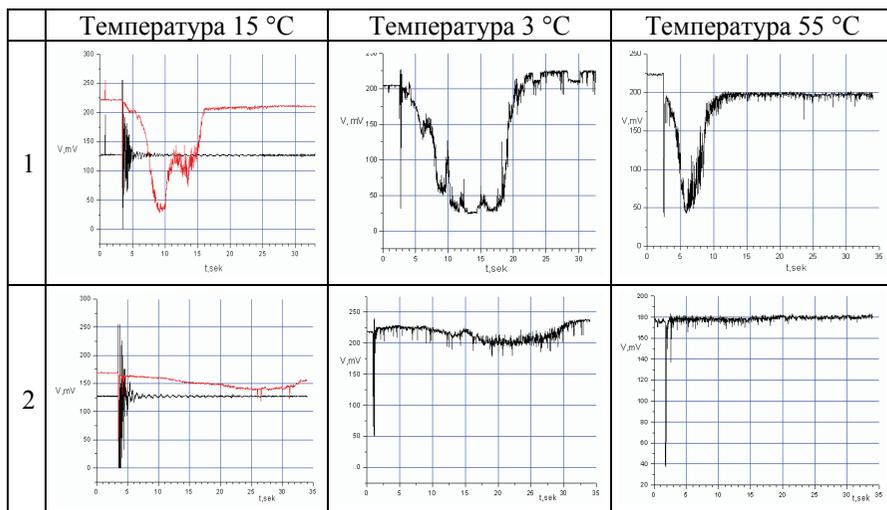


Рисунок 3

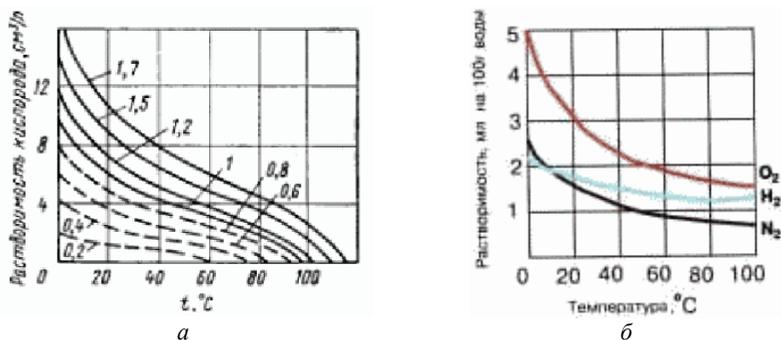


Рисунок 4

Как видно из рисунка В горячей воде находящейся под вакуумной откачкой изначально запасено меньшее количество газа, поэтому уже при первых

импульсах интегральные величины содержания газа в жидкости меньше в 3-3,5 раза. То есть разница температур 50 °С, сама по себе дает уменьшение газосодержания по сравнению с начальным уровнем как минимум в 3 раза, см. кривые растворимости кислорода воздуха в воде от температуры, рис. 4. (выбраны кривые растворимости кислорода так как растворимость кислорода в воде выше чем у азота [10].

На рис. 4 представлены: *а* – Зависимость растворимости кислорода воздуха в воде от температуры. Цифры на кривых – давление, ат. *б* – зависимость растворимости газов – кислорода, азота и водорода в воде от температуры, при атмосферном давлении.

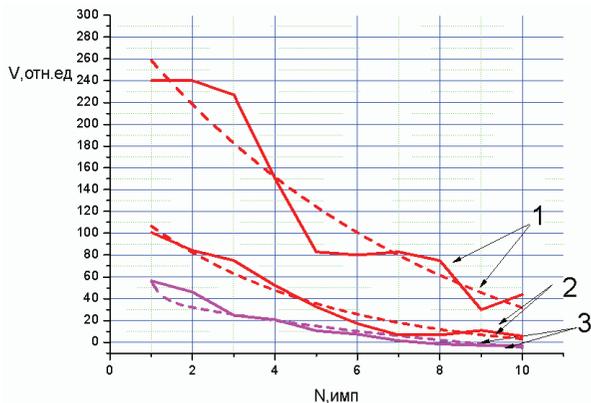


Рисунок 5

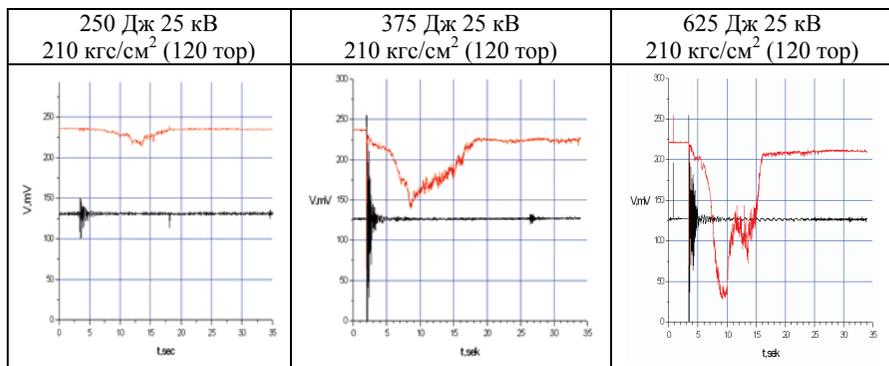


Рисунок 6

На рис. 5 представлена зависимость газовой выделению измеряемого в относительных единицах от числа импульсов для трех температур 1 – 3 °С, 2 – 15 °С, 3 – 55 °С. На графике показаны экспериментальные кривые и соответствующие им аппроксимационные кривые, на рисунке показаны пунктиром. Видно, что наибольшее удаление газа происходит за первые пять-шесть импульсов.

сов, затем содержание газа в жидкости стабилизируется и колеблется возле некоторого среднего значения, характерного для каждой определенной температуры.

На рис. 6 отображены кривые прозрачности первых импульсов, для различных уровней энергий, вводимых в разряд.

Определив площади кривых прозрачности взятых из рис. 7 для различных уровней энергии, можно сделать вывод о том, что с ростом вводимой энергии, количество выведенного газа стремится к насыщению см. рис. 7.

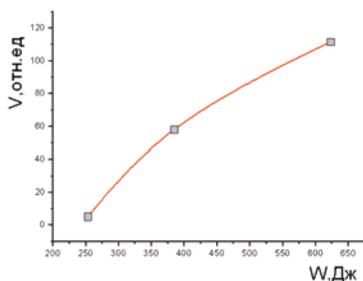
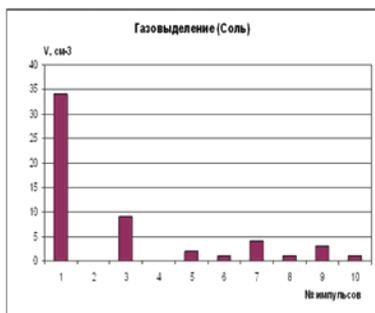
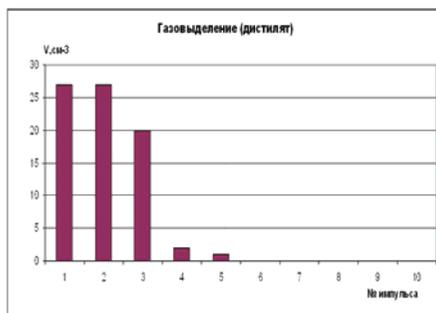


Рисунок 7

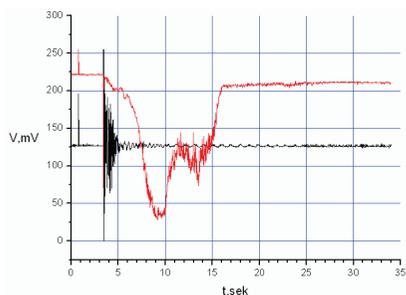


а

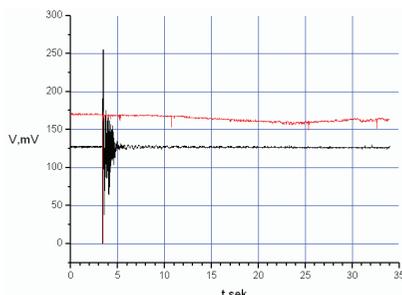


б

Рисунок 8



а



б

Рисунок 9

Газовыделение в зависимости от числа импульсов для жидкостей с различной концентрацией примесей, (в качестве примеси использовался NaCl) показано на рис. 9. Эксперименты проводились с жидкостями разной степени минерализации, дистиллированной водой и водой с увеличенной концентрацией соли. Известно, что при повышении минерализации воды растворимость газа падает. Так, при 0°C растворимость кислорода в 1 л воды с минерализацией менее 1 г/л составляет 49 мл, а при минерализации 30 г/л — только 15, то есть в три раза меньше [10]. Как видно из рис. 8, в солевом растворе с концентрацией соли 30 г/л не удавалось полностью вывести газ. В дистиллированной газ выводился за 6 импульсов, см. рис. 9. а — первый импульс, б — шестой импульс.

Выводы. Можно сделать вывод о том, что системы на основе миллисекундного и микросекундного обеспечивают дэаэрацию жидкостей. Количество импульсов за которое жидкости обезгаживались находятся в пределах статистического разброса в обоих случаях. Однако обезгаживание при использовании миллисекундного источника достигается на уровнях энергии 100 Дж/имп, тогда как такой же уровень обезгаживания для микросекундного источника связан с уровнями энергии превышающими 300 Дж/имп. Были получены зависимости газовыделения в жидкости от температуры, энерговыклада и концентрации солей. Анализ предыдущих работ [5-9], в совокупности с полученными здесь данными позволяет говорить о том, что ЭГИ выводит газы из жидкостей, как и источники, работающие в миллисекундных диапазонах.

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 (82). — № 6. — 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. Белый И.В., Фертик С.Н., Хименко Л.Т. Справочник по магнито-импульсной обработке металлов. — Харьков: Из-во при Хар. гос. объед. «Вища школа», 1977. 5. В.Б. Юферов, Ю.В. Холод, А.Н. Рыбалко, Е.В. Муфель, В.Ф. Малец, А.Н. Озеров, В.П. Слюсарь О возможности вывода солей из растворов под воздействием акустических волн // ВАНТ Сер.: Физика радиационных повреждений и радиационное материаловедение (82). — 2002. — № 6. — С. 149-151. 6. В.Б. Юферов, Ю.В. Холод, Е.В. Муфель, В.М. Шулаев Дегазация закаленно-охлаждающих водоподобных сред звуковыми импульсами // ОТТОМ-2, Сборник докладов. Сентябрь 10-14. — 2001. — Ч. 1. — С. 126-129. 7. В.Б. Юферов, А.Н. Пономарев, Е.В. Муфель, А.Н. Озеров, И.В. Буравиллов, В.Н. Ищенко О динамике очистки жидкости акустическими импульсами // ВАНТ. — 2007. — № 4. — С. 171-172. 8. В.Б. Юферов, И.В. Буравиллов, А.Н. Пономарев, Е.В. Муфель, В.Н. Ищенко, А.Н. Озеров О выведении примесей из воды с помощью акустических импульсов // Журнал технической физики. — 2009. — Т. 79, вып. 5. — С. 124-128. 9. В.Б. Юферов, Д.В. Винников, А.Н. Пономарев, И.В. Буравиллов, Е.В. Муфель Сравнительный анализ акустических импульсов от излучателей от излучателей милли- и микросекундного диапазонов // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск: Техника и электрофизика высоких напряжений. — Харьков, 2009. — № 11. — С. 185-189. 10. http://www.o8ode.ru/article/answer/voda_bez_vozduha_gazov.htm

Поступила в редколлегию 05.04.2011

ЗМІСТ

Г. В. Алешин, Д. А. Бойко Метод оптимального согласования параметров информационного и синхронизирующего каналов цифровых систем передачи по условному критерию минимальной ошибки передачи	3
М. И. Баранов, В. О. Лысенко Расчетная оценка радиуса плазменного канала подводного искрового разряда в цепи высоковольтного генератора больших импульсных токов	9
М. И. Баранов, В.М. Зиньковский, Н.Н. Игнатенко Выбор параметров цепей поджига в мощных генераторах импульсных токов молнии с крубар-замыкателями нагрузки	13
Н. И. Бойко Промышленное и экологическое использование импульсного коронного разряда – основы и перспективы	18
А. Ю. Бондаренко, Р. А. Рыльский Экспериментальный стенд для исследования характеристик прозрачных материалов для гелиоколлекторов	22
М. М. Борзов Результати проведення експериментальних робіт безконтактного виявлення каналів витоків інформації по віброакустичному каналу	30
С. М. Бутко, В. П. Кравченко, В. В. Рудаков, С. Н. Свиридок Электрическая прочность конденсаторной изоляции с повышенным содержанием полипропиленовой пленки	35
О. Ю. Виноградова, С. О. Нікітін Метод підвищення ефективності використання радіочастотного діапазону для мереж IEEE 802.22 WRAN	39
З. А. Воронина, О. Ю. Глебов, Г. М. Колиушко Определение уровней электромагнитных помех в кабелях трансформаторов тока при коротком замыкании на шинах подстанции с целью обеспечения электромагнитной совместимости	44
И. А. Громько, С. Ю. Кильмаев Анализ функционирования излучающих систем с искровым возбуждением	60
И. А. Громько, В. Я. Певнев, М. Н. Борзов Коррекция элемента модели лазерного луча	64
А. А. Гученко, В. В. Князев, П. Н. Мельников, А. Ю. Чернухин Устройство для формирования коммутационных импульсов напряжения амплитудой до 1,2 МВ	69
О. О. Дем'яненко Методика оцінки електромагнітної стійкості радіоелектронного обладнання	75
Н. Н. Игнатенко Повышение энергетической эффективности работы генераторов импульсных токов и напряжений	81
О. В. Касілов, М. Ф. Стручаєв Розробка універсальної білінгової системи	86
С. В. Киприч, Д. Г. Колиушко, А. А. Петков Расчет параметров зоны защиты наклонного тросового молниеотвода методом конечных точек	90
В. В. Князев, Ю. С. Немченко, И. П. Лесной, В. Н. Дныщенко, А. И. Танцура Использование Эталона РЭМП в работах по исследованию импульсных экранирующих свойств металлических экранов	97

В. В. Князев, Ю. С. Немченко, И. П. Лесной, С. Б. Сомхив, Т. Н. Островерх Генератор для проведения испытаний бортового авиационного оборудования на восприимчивость к переходным процессам, вызванным молнией («многократные вспышки») ИГЛА-МВ-10 МГц . . .	111
Д. Г. Колиушко, А. А. Петков Статистическая двумерная модель разряда молнии на бесконечный прямолинейный проводник	118
Д. Г. Колиушко, С. С. Руденко Аппроксимация функции, характеризующей трехслойную модель грунта, методом наименьших квадратов	126
Ю. Курашко, О. Хвоцан, В. Литвинов, О. Сизоненко Анализ режимов работы генератора импульсно-плазменного спекания порошковых материалов с резонансным инвертором тока	133
Л. Е. Овчинникова, С. С. Козырев Система управления электроимпульсными установками для обработки объектов сложной формы с нейросетевым регулятором	139
В. Я. Певнев, М. В. Цуранов, М. В. Кривобок Метод неразрушающего контроля строительных сооружений	142
О. Л. Резинкин Магнитное поле спирального генератора импульсов высокого напряжения	147
В. В. Рудаков, А. И. Коробко, А. А. Коробко Получение эмульсии типа углеводородное топливо – вода с помощью электрогидравлического эффекта	154
М. И. Рыщенко Метод идентификации двумерных графических объектов	158
А. Ю. Скобликов Анализ точности гибридного метода при расчете электрического поля внутри неоднородного электромагнитного экрана	162
И. И. Сопронюк, В. П. Лысечко Метод мониторинга спектра в когнитивных радиосетях на основе БПФ	173
В. А. Ткаченко, В. А. Рябик Организация помехоустойчивого беспроводного доступа к университетским информационным ресурсам и интернет	180
Шахрияр Шалилех Анализ регламентированных допустимых уровней эмиссии и чувствительности радиоинформационных средств	185
О. В. Шутенко, Д. Н. Баклай Оценка степени окисления трансформаторных масел с помощью модели множественной нелинейной регрессии	192
В. Б. Юферов, И. В. Буравиллов, Д. В. Винников, А. Н. Пономарев, Е. В. Муфель, Б. В. Борц, А. Ф. Ванжа, А. Ю. Пахомов, К. И. Живанков, В.В.Гарбуз Об изменении размеров кристаллических зерен металлов в процессе плавки под влиянием электрогидравлических разрядов	201
В. Б. Юферов, А. Н. Пономарев, А. Н. Озеров, И. В. Буравиллов, Д. В. Винников Пневмоимпульсная технология дегазации жидкостей	206
В. Б. Юферов, Д. В. Винников, И. В. Буравиллов, А. Н. Пономарев, Е. В. Муфель, А. Ю. Пахомов, В. В. Гарбуз Электрогидравлический метод обезгаживания вакуумируемых жидкостей	211

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО
УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

Тематичний випуск
«Техніка і електрофізика високих напруг»

Випуск № 16'2011

Науковий редактор д-р техн. наук, проф. В. І. Кравченко

Технічний редактор канд. фіз.-мат. наук Л. В. Ваврів

Відповідальний за випуск канд. техн. наук І. Б. Обухова

Обл.вид. № 68–11

Підп. до друку 19.05.2011 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. № 168. Ціна договірна.

Видавничий центр НТУ «ХПІ».
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК № 3657 від 24.12.2009 р.
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня ВАТ «Цифра Прінт», Харків, вул. Культури, 20, в
