#### **ISSN 2079-0740**



# **ВІСНИК**

## НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

# 27'2013

Харків

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТІ І НАУКИ УКРАЇНИ Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

# **ВІСНИК**

## НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

# Серія: Техніка та електрофізика високих напруг

### № 27 (1000) 2013

Збірник наукових праць

Видання засноване у 1961 р.

Харків НТУ «ХПІ», 2013

#### Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових

**праць.** Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х. : НТУ «ХПІ». – 2013. – № 27 (1000). – 182 с.

#### Державне видання

#### Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України КВ № 5256 від 2 липня 2001 року

Збірник виходить українською та російською мовами.

Вісник Національного технічного університету «ХПІ» внесено до «Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук», затвердженого Постановою президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4 (Бюлетень ВАК України, № 6, 2010 р., с. 3, № 20).

#### Координаційна рада:

Голова: Л. Л. Товажнянський, д-р техн. наук, проф.;

Секретар: К. О. Горбунов, канд. техн. наук, доц.;

- А.П.Марченко, д-р техн. наук, проф.; Є.І.Сокол, д-р техн. наук, чл.-кор. НАН України;
- Є. Є. Александров, д-р техн. наук, проф.; А. В. Бойко, д-р техн. наук, проф.;
- Ф. Ф. Гладкий, д-р техн. наук, проф.; М. Д. Годлевський, д-р техн. наук, проф.;
- А. І. Грабченко, д-р техн. наук, проф.; В. Г. Данько, д-р техн. наук, проф.;
- В. Д. Дмитриєнко, д-р техн. наук, проф.; І. Ф. Домнін, д-р техн. наук, проф.;
- В. В. Єпіфанов, канд. техн. наук, проф.; Ю. І. Зайцев, канд. техн. наук, проф.;
- П. О. Качанов, д-р техн. наук, проф.; В. Б. Клепіков, д-р техн. наук, проф.;
- С. І. Кондрашов, д-р техн. наук, проф.; В. М. Кошельник, д-р техн. наук, проф.;
- В. І. Кравченко, д-р техн. наук, проф.; Г. В. Лісачук, д-р техн. наук, проф.;
- О. К. Морачковський, д-р техн. наук, проф.; В. І. Ніколаєнко, канд. іст. наук, проф.;
- П. Г. Перерва, д-р екон. наук, проф.; В. А. Пуляєв, д-р техн. наук, проф.;
- М. І. Рищенко, д-р техн. наук, проф.; В. Б. Самородов, д-р техн. наук, проф.;
- Г. М. Сучков, д-р техн. наук, проф.; Ю. В. Тимофієв, д-р техн. наук, проф.;

М. А. Ткачук, д-р техн. наук, проф.

#### Редакційна колегія серії:

Відповідальний редактор: В. І. Кравченко, д-р техн. наук, проф.

Відповідальний секретар: Л. В. Ваврів, канд. фіз.-мат наук, ст. наук. співр.

- М. І. Баранов, д-р техн. наук, ст. наук. співр.; Н. І. Бойко, д-р техн. наук, доц.;
- Р. К. Борисов, канд. техн. наук; А. Г. Гурін, д-р техн. наук, проф.;
- Б. В. Клименко, д-р техн. наук, проф.; Г.М.Коліушко, канд.техн. наук, ст. наук. співр.;
- В. М. Михайлов, д-р техн. наук, проф.; В. В. Князев, канд. техн. наук, ст. наук. співр.;
- К. Ю. Сахаров, д-р техн. наук; Є. І. Сокол, д-р техн. наук, проф.;
- В. В. Рудаков, д-р техн. наук, проф.; І. В. Яковенко, д-р фіз.-мат. наук, ст. наук. співр.

У квітні 2013 р. Вісник Національного технічного університету «ХПІ», серія «Техніка та електрофізика високих напруг», включений у довідник періодичних видань бази даних Ulrich's Periodicals Directory (New Jersey, USA).

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ «ХПІ». Протокол № 5 від 4 червня 2013 р.

© Національний технічний університет «ХПІ», 2013

#### *М.И. БАРАНОВ*, д-р техн. наук, главн. науч. сотр., НТУ «ХПИ»

#### ФОРМУЛИРОВКА ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ УСЛОВИЙ ДЛЯ ВОЗНИКНОВЕНИЯ ПЛАЗМОИДОВ ШАРОВОЙ МОЛНИИ В ВОЗДУШНОЙ АТМОСФЕРЕ

Приведены результаты анализа электрофизических условий, приводящих к возможному возникновению в воздушной атмосфере при развитии и протекании в ней линейной молнии такого редкого природного электрофизического явления как шаровая молния.

Ключевые слова: воздушная атмосфера, линейная молния, шаровая молния, условия возникновения шаровой молнии.

#### Введение

Международная статистика наблюдений в земной атмосфере линейной (ЛМ) и шаровой (ШМ) молний свидетельствует о том, что последний вид молнии на нашей планете регистрируется в количестве не менее 2000 штук в год [1]. Феномен такого природного явления как ШМ оказался настолько сложным, что до сих пор он не разгадан многими учеными-физиками, предметно занимавшихся и занимаюшимися вот уже не одно столетие его происхождением и развитием в воздушной атмосфере. Это природное явление притягивает к себе внимание различных специалистов мира не только из-за своей необычности (экзотичности), но, в основном, из-за тех физических принципов, которые находятся в основе его образования. При своих сравнительно небольших геометрических размерах (обычно от 0.1 до 1 м в диаметре) сферические образования ШМ запасают во внутреннем ядре и наружной оболочке достаточно большие количества электромагнитной энергии, исчисляемые от единиц до сотен мегаджоулей [1,2]. Разгадка электрофизических основ построения, развития и существования в земной атмосфере ШМ позволит выйти на новые принципы аккумулирования электромагнитной энергии и создания с их помощью мощных малогабаритных источников этого вида энергии.

#### Основные принципы и условия, необходимые для развития и существования ШМ в воздушной атмосфере

Ограничимся в дальнейшем рассмотрением лишь природного феномена ШМ, возникающего, как правило, при развитии и протекании ЛМ в воздушной атмосфере (обычно между электрически заряженными облаками или подобными облаками и земной поверхностью). Результаты многолетних зарубежных как теоретических [3], так и экспериментальных [4] исследований, а также собственных работ [2,5,6] и выполненный анализ электрофизических

© М.И. Баранов, 2013

процессов, протекающих в воздушной атмосфере при развитии и сравнительно длительном существовании (порядка одной секунды [7]) в ней длинного сильноточного канала искрового разряда ЛМ, позволяют автору сформулировать следующие основные электрофизические принципы и условия, приводящие к возможному возникновению в воздушной атмосфере плазмоидов ШМ:

- наличие сильного (ярко выраженного) петлеобразного изгиба в цилиндрическом плазменном канале сильноточного искрового разряда ЛМ, протекающего в той или иной локальной области воздушной атмосферы;
- наличие в зоне петлеобразного изгиба канала сильноточного искрового разряда ЛМ сильного импульсного азимутального магнитного поля, скрещенного с основным импульсным азимутальным магнитным полем прямолинейных участков канала воздушного искрового разряда ЛМ;
- появление в зоне петлеобразного изгиба канала сильноточного воздушного искрового разряда ЛМ высокотемпературного тороидального контура (кольца) большого импульсного тока (БИТ) с электронной проводимостью, охватывающего по кругу снаружи цилиндрический канал грозового разряда и способного стать внутренним энергетическим ядром плазмоида ШМ;
- наличие в зоне наружного (по отношению к внутреннему цилиндрическому каналу воздушного искрового разряда ЛМ) высокотемпературного электронного тора с кольцевым БИТ (ядра плазмоида ШМ) сильного импульсного азимутального магнитного поля и соответственно появление вокруг ядра ШМ сверхсильного вихревого радиального электрического поля;
- наличие в воздушной атмосфере вблизи зоны петлеобразного изгиба цилиндрического канала сильноточного искрового разряда ЛМ огромного множества молекулярных и мелкодисперсных образований влаги (воды);
- протекание в цилиндрическом канале воздушного искрового разряда ЛМ на его финальной стадии электродинамических процессов, характерных для стадии дугового электрического разряда и характеризующихся временем протекания в нем (плазменном канале ЛМ) и образованном вне его высокотемпературном торе дрейфующих свободных электронов до единиц секунд.

Для лучшего понимания этого материала электрофизической направленности следует отметить, что в физике плазмы под понятием плазмоида понимается такое физическое понятие, которое представляет собой сравнительно небольшой объем овальной формы, заполненный высокотемпературной плазмой, удерживаемой собственным магнитным полем [8]. Что касается понятия плазмы, то под ним в физике понимается сильно ионизированный квазинейтральный газ, в котором концентрация отрицательно заряженных свободных электронов приблизительно равна концентрации положительно заряженных ионов [9]. Рассмотрим более подробнее каждое из указанных выше условий.

Первое условие. При наличии петлеобразного изгиба в цилиндрическом плазменном канале сильноточного воздушного искрового разряда ЛМ существенно изменяется электромагнитная обстановка в локальной зоне рассматриваемого канала. Чем может быть вызван в воздушной атмосфере подобный изгиб канала разряда ЛМ? Прежде всего, неоднородностями распределения электрического поля вдоль пути развития возлушного искрового разряда ЛМ. обусловленными концентрацией электропроводящих микровключений на данном пути (особенно на предпробойной стадии рассматриваемого электрического разряда). Искровой разряд ЛМ будет развиваться по пути наименьшего активного сопротивления воздушной среды. Учитывая стохастический (вероятностный) характер распределения в воздушной атмосфере проводящих и непроводящих микровключений (например, электронов, ионов атомов различных газов и металлов, кварцевых микрочастиц пыли, нейтральных молекул газов, входящих в состав атмосферного воздуха, и др.), появление на пути развития в ней (воздушной атмосфере) искрового разряда ЛМ подобных локальных зон со значительно различающимися концентрациями электропроводящих микровключений является вполне реальным физическим фактом.

Второе условие. Протекание в зоне явно выраженного петлеобразного изгиба цилиндрического плазменного канала сильноточного воздушного искрового разряда ЛМ в соответствии с законом полного тока [9] вызывает появление вокруг данного изгиба плазменного канала грозового разряда сильного импульсного азимутального магнитного поля с напряженностью *H*<sub>B</sub>:

$$H_B = i_M(t)/(2\pi r), \tag{1}$$

где  $i_M(t)$  – импульсный ток ЛМ; r – текущее значение радиуса вокруг канала.

Величина радиуса r в (1) для нормальных атмосферных условий (температура воздуха равна 0 °C, а его давление составляет 1,013·10<sup>5</sup> Па [9]) принимает значения, соответствующие следующему неравенству:  $r \ge r_m$ , где  $r_m = 0.093 \cdot (I_m)^{1/3} \cdot (t_m)^{1/2}$  – максимальный радиус канала искрового разряда ЛМ [10]; І<sub>m</sub>, t<sub>m</sub> - соответственно амплитуда импульсного тока ЛМ и время, соответствующее данной амплитуде. Из (1) для принятых МЭК нормированных амплитудно-временных параметров (АВП) тока ЛМ ( $I_m = 200$  кА;  $t_m = 10$  мкс [7]) следует, что в рассматриваемом случае при  $r \approx r_m = 17,2$  мм величина напряженности *H<sub>B</sub>* внешнего импульсного азимутального магнитного поля достигает численного значения, примерно равного  $H_B \approx 1.57 \cdot 10^6$  А/м. Заметим, что этой напряженности в воздухе соответствует магнитная индукция  $B_B = \mu_0 \cdot H_B$ , где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная [9], примерно равная 1,98 Тл. Видно, что для принятых АВП импульсного тока ЛМ в зоне петлеобразного изгиба цилиндрического канала молнии будет формироваться сильное импульсное азимутальное магнитное поле. Причем, вектор напряженности такого магнитного поля в зоне петлеобразного изгиба канала ЛМ будет перпендикулярен вектору напряженности азимутального магнитного поля, создаваемого в зоне прямолинейного канала воздушного искрового разряда ЛМ. В результате петлеобразный изгиб сильноточного канала искрового разряда ЛМ будет приводить к возникновению в его зоне скрещенных сильных импульсных азимутальных магнитных полей. Так физически просто в рассматриваемой геометрии развития в воздушной атмосфере цилиндрического канала ЛМ будет реализовываться условие скрещенности магнитных полей, имеющее определяющее значение для зарождения в дальнейшем энергетического ядра ШМ.

Третье условие. Сильное импульсное азимутальное магнитное поле, возникающее при указанных выше АВП импульсного тока молнии на прямолинейных участках цилиндрического канала ЛМ (у основания петлеобразного изгиба плазменного канала грозового разряда), приводит к образованию вблизи рассматриваемого сильноточного канала ЛМ электронных и протонных колец с соответствующими ларморовскими радиусами (порядка единиц мкм для электронов и порядка десятков мкм для протонов) [11]. Плоскости данных колец будут перпендикулярны вектору напряженности сильного импульсного азимутального магнитного поля, генерируемого вокруг цилиндрического канала ЛМ. Электроны и протоны (ядра ионизированных вблизи канала ЛМ атомов водорода) будут круговым образом вращаться по своим ларморовским радиусам во взаимно противоположных направлениях с огромными циклотронными частотами (порядка 10<sup>11</sup> Гц для электронов и 10<sup>8</sup> Гц для протонов). Такое вращение электронов и протонов вблизи плазменного канала разряда ЛМ, с одной стороны, будет способствовать их пространственному разделению, а, с другой стороны, их циклотронному нагреву [9]. В результате будут создаваться условия для бесстолкновительного движения указанных электронов и протонов вблизи канала разряда ЛМ, а также для приобретения ими (этими заряженными частицами) высоких уровней соответственно электронной и ионной температур. Множество таких вращающихся по ларморовским радиусам электронов и протонов будут создавать вокруг прямолинейного плазменного канала ЛМ проводящие тороидальные полые образования, охватывающие снаружи сильноточный канал молнии. Причем, в этих тороидальных образованиях электронные кольца будут находиться внутри протонных колец, защищающих от холодного воздуха высокотемпературные электронные тороидальные образования. В этой связи в описываемой электромагнитной микроконструкции электронов и протонов, создаваемой вокруг плазменного канала молнии сильным импульсным азимутальным магнитным полем искрового разряда ЛМ, будет автоматически решаться теплоизоляция ускоренных высокоэнергетических электронов от окружающей холодной среды.

В результате воздействия напряженности  $H_B$  сильного импульсного азимутального магнитного поля, генерируемого согласно (1) в зоне петлеобразного изгиба цилиндрического канала ЛМ, на указанные выше тороидальные образования из электронных и протонных колец в них (этих проводящих торах) в соответствии с законом электромагнитной индукции [9] и электрофизическим микромеханизмом его проявления [12] будет возникать электродвижущая сила (ЭДС). Возникновение такой ЭДС в проводящих электронных и протонных торах приведет к круговому движению в противоположные стороны их электронов и протонов. Выполненная расчетная оценка для принятых АВП тока молнии ( $I_m = 200$  кА;  $t_m = 10$  мкс;  $dH_B/dt = 1.57 \cdot 10^{11}$  А/(м·с);  $r_m \approx 17,2$  мм) показывает, что в этом случае скорость кругового движения вокруг плазменного канала ЛМ для электронов составляет порядка 10<sup>6</sup> м/с, а для протонов – порядка 10<sup>4</sup> м/с. При этом движущиеся по циклоидам электроны вызывают появление вокруг цилиндрического канала ЛМ суммарного электронного тока проводимости порядка 10<sup>4</sup> A, а циклоидально вращающиеся вокруг исследуемого канала ЛМ протоны лишь порядка 10<sup>2</sup> А. В этой связи определяющим влиянием на электромагнитную картину, возникающую вблизи сильноточного канала искрового разряда ЛМ, будет обладать БИТ в виде электронного тока проводимости, определяемого круговым вращением в зоне, примыкающей к низкотемпературной плазме грозового разряда, ускоренных электронов.

Четвертое условие. Спирально-кольцевой электронный ток проводимости, протекающий в отдельных элементарных микроторах радиусом  $r_e$  поперечного сечения (при главных радиусах  $r_{TЭ}$ ) и соответственно в эквивалентном макроторе радиусом  $r_{eT}$  поперечного сечения (при главном радиусе  $r_T$ ) вокруг плазменного канала ЛМ радиусом  $r_m < r_T$ , будет создавать вне своего высокотемпературного электронного тора-кольца сильное импульсное азимутальное магнитное поле. Напряженность  $H_{eT}$  такого поля вблизи указанного проводящего тора может быть приближенно оценена по следующей формуле:

$$H_{eT} \approx i_{eT} / (2\pi r_{eT}), \tag{2}$$

где  $i_{eT}$  – величина электронного тока проводимости, протекающего в эквивалентном макроторе, образующемся вокруг цилиндрического канала ЛМ.

Из (2) при расчетном значении амплитуды тока  $i_{eT}$  примерно в 13,87 кА и величине радиуса макротора  $r_{eT} \approx 1$  мм находим, что в рассматриваемом случае искомый уровень напряженности  $H_{eT}$  импульсного азимутального магнитного поля достигает значения 2,2·10<sup>6</sup> А/м. Этому уровню напряженности  $H_{eT}$  в воздухе будет соответствовать значение магнитной индукции  $B_{eT} \approx 2,8$  Тл. Поэтому можно говорить о том, что вблизи макротора  $(r_T \approx 20,2 \text{ мм}; r_{eT} \approx 1 \text{ мм})$  с электронным током величиной  $i_{eT} \approx 13,87$  кА генерируется сильное импульсное азимутальное магнитное поле, вызывающее появление вокруг этого макротора вихревого радиального электрического поля. Оценочный амплитудный уровень величины напряженности  $E_{eT}$  такого электрического поля в воздушной зоне вокруг электронного макротора (будущего энергетического ядра ШМ) и возможной высокополяризованной водяной оболочки ШМ радиусом  $r_0$  может быть определен по приближенному расчетному

соотношению:

$$E_{eT} \approx \left(\mu_0 / \varepsilon_0\right)^{1/2} \cdot H_{eT},\tag{3}$$

где  $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \, \Phi/\text{м} - электрическая постоянная [9].$ 

Согласно (3) при  $r_0 \approx 2r_T \approx 40,4$  мм [2,3] и соответственно  $H_{eT} \approx 0,34 \cdot 10^6$ А/м численное значение напряженности  $E_{eT}$  вихревого радиального электрического поля в зоне ядра и оболочки ШМ окажется примерно равным  $1,28 \cdot 10^8$ В/м. При учете влияния микродиполей воды, присутствующих в огромном количестве в высокополяризованной водяной оболочке ШМ, амплитудный уровень напряженности  $E_{eT}$  вихревого радиального электрического поля в зоне петлеобразного изгиба цилиндрического канала ЛМ может быть примерно равным:

$$E_{eT} \approx (\mu_0 / \varepsilon_0 \varepsilon_r)^{1/2} \cdot H_{eT}, \tag{4}$$

где  $\varepsilon_r \approx 81$  – относительная диэлектрическая проницаемость воды [9].

Тогда из (4) при используемых нами исходных данных ( $r_T \approx 20,2$  мм;  $r_0 \approx 40,4$  мм;  $H_{eT} \approx 0,34 \cdot 10^6$  А/м;  $\varepsilon_r \approx 81$ ) получаем, что  $E_{eT} \approx 1,42 \cdot 10^7$  В/м. Из этого можно заключить, что в области электронного макротора, образуемого циклоидально движущимися по кругу радиусом r<sub>T</sub> свободными электронами, генерируется сверхсильное вихревое радиальное электрическое поле. Данное поле будет радиально выстраивать и активно стягивать (транспортировать) из воздушной атмосферы в область кольцевого тока *i*<sub>eT</sub> полярные молекулы и микрочастицы воды [13], оказавшиеся вблизи петлеобразного изгиба канала ЛМ. В результате чего будет создаваться высокополяризованная водяная оболочка ШМ, аккумулирующая между своими сферическими слоями энергию сверхсильного электрического поля. Составные элементы данных слоев (полярные молекулы и микрочастицы воды) до их сборки в водяную оболочку ШМ будут подготавливаться и образовываться за счет внутренних энергетических источников самой земной атмосферы. Поэтому основными энергетическими источниками образования ШМ, не считая мощного сильноточного канала искрового разряда ЛМ, является именно сама материальная среда воздушной атмосферы с ее мощными тепловыми, механическими (кинетическими) и электромагнитными потоками энергии вне канала ЛМ. Незначительная часть этой огромной атмосферной энергии как раз и локализуется в сравнительно небольшом объеме внутреннего ядра и наружной оболочки ШМ.

Пятое условие. Непременным условием возникновения в воздушной атмосфере ШМ является наличие в зоне петлеобразного изгиба канала ЛМ огромного количества полярных молекул и микрочастиц воды, непосредственно участвующих в образовании высокополяризованной водяной оболочки ШМ. Без присутствия подобных образований воды в указанной зоне сильноточного канала искрового разряда ЛМ появление в земной атмосфере ШМ становится просто невозможным. Оценочные расчеты показывают, что энергетический запас внутреннего ядра ШМ (в нашем случае электронного тора со спирально-кольцевым током  $i_{eT}$ ) незначителен, а протекающий в нем (этом

ядре) отрицательный электрический заряд не превышает  $10^{-3}$  Кл. Поэтому основные запасы энергии ШМ сосредотачиваются в ее водяной высокополяризованной оболочке. Токи электрического смещения, радиально протекающие в подобной электронейтральной высокополяризованной оболочке ШМ, вызывают электролюминесценцию [9], сопровождающуюся холодным свечением атомов газов, присутствующих в атмосферном воздухе и автоматически оказавшихся в составе слоев водяной оболочки ШМ. Важно заметить, что согласно теории электромагнитного поля Максвелла токи смещения не выделяют джоулева тепла. По-видимому, из-за такой электрофизической особенности очевидцы наблюдений природной ШМ не отмечали при ее близком пролете от наблюдателя исходящего от нее тепла. При оценке тока электрического смещения  $i_c$ , протекающего в высокополяризованной водяной оболочке ШМ, можно воспользоваться следующим приближенным расчетным соотношением:

$$i_c = \delta_c \cdot S_c, \tag{5}$$

где  $\delta_c$  – плотность тока смещения;  $S_c = 4\pi r_0^2$  – площадь наружной поверхности высокополяризованной водяной оболочки ШМ ( $r_0 \approx 2r_T$  [2, 3]).

Что касается плотности  $\delta_c$  тока смещения, протекающего в высокополяризованной оболочке ШМ, то ее значение может быть найдено из выражения:  $\delta_c = \epsilon_0 \epsilon_c \cdot \partial E_c \pi / \partial t \qquad (6)$ 

Численная оценка временной производной 
$$\partial E_{eT}/\partial t$$
 показывает, что для  
указанных исходных данных она принимает значение около 0,59·10<sup>12</sup> В/(м·с).  
Поэтому в соответствии с (6) плотность  $\delta_c$  тока смещения в водяной оболочке  
ШМ может принимать численное значение, примерно равное 423,1 А/м<sup>2</sup>. То-  
гда с учетом (5) при  $r_0 \approx 40,4$  мм находим, что ток смещения  $i_c$  для исследуе-  
мого вида молнии составляет около 8,7 А. Такой ток смещения  $i_c$  будет при-  
водить к энергетическому возбуждению валентных электронов атомов газо-  
образных химических элементов [9], оказавшихся в области формирования  
ШМ

Шестое условие. Для надежного формирования электронного тора со спирально-кольцевым током  $i_{eT}$  необходим не только БИТ, протекающий в канале искрового разряда ЛМ, но и требуется достаточно длительное существование такого импульсного тока, создающего вокруг плазменного канала ЛМ сильное импульсное азимутальное магнитное поле с напряженностью  $H_B$ . Ведь циклотронный нагрев электронных и протонных колец, образующихся вокруг круговых силовых линий индукции магнитного поля от канала ЛМ, формирование высокотемпературного электронного тора со спирально-кольцевым током  $i_{eT}$  вокруг цилиндрического канала ЛМ и образование высокополяризованной водяной оболочки вокруг подобного электронного тора (внутреннего ядра ШМ) требует достаточно большого временного отрезка. Вот поэтому воздушный сильноточный искровой разряд ЛМ на своей финальной стадии протекания должен соответствовать стадии дугового элек-

трического разряда, характеризующейся большой силой тока (в сотни ампер), большой продолжительностью протекания (секундами) и малой напряженностью электрического поля (в сотни вольт на метр) в канале такого разряда [9].

#### Выводы

1. На основании анализа электромагнитных и электродинамических процессов, протекающих в зоне слабоионизированной плазмы, примыкающей к высокоионизированной области развития и достаточно длительного существования сильноточного плазменного канала ЛМ, сформулированы основные физические принципы и условия, необходимые для возможного возникновения в воздушной атмосфере плазмоидов ШМ.

2. Из приведенных в данной статье развернутых описаний каждого из сформулированных условий возникновения в атмосферном воздухе плазмоидов ШМ следует, что для появления в земной атмосфере рассматриваемого электрофизического феномена должны выполняться соответствующие сформулированные автором условия как для АВП импульсного тока в плазменном канале ЛМ, геометрии цилиндрического плазменного канала на пути его развития, так и для концентрации полярных молекул и микрочастиц влаги в воздушной атмосфере, окружающей сильноточный плазменный канал ЛМ. С учетом данных условий становится ясным то, что почему не всякий грозовой разряд в воздушной атмосфере сопровождается появлением в ней плазмоидов ШМ. Только неукоснительное выполнение в воздушной атмосфере с ЛМ указанных электрофизических условий может приводить к возникновению в ней такого достаточно редкого природного электрофизического явления как ШМ.

Список литературы: 1. Смирнов Б.М. Физика шаровой молнии // Успехи физических наук. -1990. – Т. 160, вып. № 4. – С. 1-45. 2. Баранов М.И. Электрофизическая природа шаровой молнии // Электричество. – 2009. – № 9. – С. 15-25. 3. Никитин А.И. Образование шаровой молнии при развитии линейной молнии // Электричество. - 2000. - № 3. - С. 16-23. 4. Егоров А.И., Степанов С.И., Шабанов Г.Д. Демонстрация шаровой молнии в лаборатории // Успехи физических наук. – 2004. – Т. 174, № 1. – С. 107-109. 5. Баранов М.И. Электрическая корона в микродипольной модели шаровой молнии // Электричество. - 2010. - №1. - С. 23-28. 6. Баранов М.И. Расчетная оценка температуры в микродипольной модели шаровой молнии // Электричество. - 2010. -№ 6. – С. 15-20. 7. Кужекин И.П., Ларионов В.П., Прохоров Е.Н. Молния и молниезащита. – М.: Знак, 2003. - 330 с. 8. Стаханов И.П. О физической природе шаровой молнии. - М.: Научный мир, 1996. – 264 с. 9. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский.-К.: Наукова думка, 1989. – 864 с. 10. Баранов М.И. Приближенный расчет максимальной температуры плазмы в сильноточном канале искрового разряда высоковольтного воздушного коммутатора атмосферного давления // Технічна електродинаміка. - 2010. - № 5.- С. 18-21. 11. Бортник И.М., Белогловский А.А., Верещагин И.П. и др. Электрофизические основы техники высоких напряжений / Под общ. ред. И.П. Верещагина. - М.: Издательский дом МЭИ, 2010. - 704 с. 12. Баранов М.И. Электрофизический микромеханизм явления электромагнитной индукции в неподвижном металлическом проводнике // Электричество. – 2012. – № 1.– С. 36-42. 13. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., Золотарев В.М. Электрический транспорт полярных молекул воды в неоднородном электрическом поле полимерной изоляции высоковольтных кабелей // Технічна електродинаміка. - 2010. - № 5. - С. 3-9.

Поступила в редколлегию 25.03.2013

#### УДК 621.3.022:621.7.044.7

Формулировка основных электрофизических условий для возникновения плазмоидов шаровой молнии в воздушной атмосфере / М.И. Баранов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 3-11. – Бібліогр.: 13 назв.

Приведені результати аналізу електрофізичних умов, що приводять до можливого виникнення в повітряній атмосфері при розвитку і протіканні в ній лінійної блискавки такого рідкісного природного електрофізичного явища як кульова блискавка.

Ключові слова: повітряна атмосфера, лінійна блискавка, кульова блискавка, умови виникнення кульової блискавки.

The results of analysis of electrophysics terms, resulting in a possible origin in an air atmosphere at development and flowing in it of linear lightning of such rare natural electrophysics phenomenon as a of ball lightning are resulted.

Keywords: air atmosphere, linear lightning, ball lightning, terms of origin of ball lightning.

#### УДК 551.594.221: 621.319.53

*М. И. БАРАНОВ*, д-р техн. наук, ст. науч. сотр., НТУ «ХПИ»;

В. И. ДОЦЕНКО, канд. техн. наук, вед. инж., НТУ «ХПИ»;

В. М. ЗИНЬКОВСКИЙ, зав. сектором, НТУ «ХПИ»;

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

О. С. НЕДЗЕЛЬСКИЙ, вед. инж., НТУ «ХПИ»;

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

*Е. Г. ПОНУЖДАЕВА*, зав. лабор., НТУ «ХПИ»;

*С. С. РУДЕНКО*, инженер, НТУ «ХПИ»;

В. Л. ЦЕХМИСТРО, техник, НТУ «ХПИ»

#### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОРАЖЕНИЯ ЗАЗЕМЛЕННОЙ ПЛОСКОСТИ И РАЗМЕЩЕННЫХ НА НЕЙ ОБЪЕКТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ РАЗРЯДОМ В ДЛИННОМ ПРОМЕЖУТКЕ

В статье представлены результаты экспериментальных исследований поражения электрическим разрядом заземленной плоскости и размещенных на ней проводящих объектов. Даны электрические параметры генератора импульсов напряжения, имитирующего разряд молнии при длине разрядного промежутка до 3 м. Описана конструкция стержневого электрода с элементами индикации поражения стержня разрядом.

Ключевые слова: электрический разряд, вероятность поражения, молниеотвод.

© М. И. Баранов, В. И. Доценко, В. М. Зиньковский, Г. М. Колиушко, О. С. Недзельский, А. А. Петков, Е. Г. Понуждаева, С. С. Руденко, В. Л. Цехмистро, 2013 Постановка проблемы. Усиление в настоящее время грозовой активности, которое связано с изменением климатических и экологических факторов среды обитания человека, стимулирует исследования вопросов молниезащиты объектов, подвергающихся воздействию прямых ударов молнии. Одним из направлений исследований такого рода является изучение распределения вероятности поражения различных объектов, находящихся на поверхности грунта. Несмотря на большой объем исследовательских работ, проведенных в данном направлении, задача надежной защиты объектов от прямого воздействия молнии не может считаться решенной, что требует дальнейших научных исследований и технических разработок.

Анализ публикаций. Одним из центральных направлений исследований в области молниезащиты является изучение вероятности поражения плоскости в системе электродов «стержень-плоскость», размещенного на плоскости объекта-стержня или системы из нескольких стержней [1-4] (защищаемый объект-стержень и стержни-молниеотводы).

В [1] приведены результаты испытаний в системе «стержень-плоскость» и «стержень-стержень на плоскости». Приведены графики распределения мест поражения при следующих высотах заземленного стержня: 0; 5; 12; 17 и 53 см. Эксперименты проводились при положительной полярности апериодических импульсов 250/2500 мкс и 4000/6500 мкс.

В работе [2] получены вероятности поражения одиночного стержня при его смещении относительно вертикальной оси верхнего стержня. Исследования проведены при разрядных промежутках (РП) 5, 7,5 и 10 м, для которых высота стержней составляла 0,85, 1,25 и 1,7 м, а величина смещения 1,7, 2 и 2,5 м соответственно.

В [3] исследована эффективность молниезащиты стержневых молниеотводов при длинах РП до 15 м и высоте защищаемого объекта 1 и 2 м. Приведены зависимости вероятности поражения стержня, защищенного двумя молниеотводами, от расстояния между ними, а также стержня, защищенного одним молниеотводом, от величины воздушного промежутка. При проведении экспериментов в [2] и [3] использовался импульс напряжения положительной полярности с длиной фронта 3000 мкс.

В работе [4] представлены результаты экспериментальных исследований по поражению заземленной плоскости в системе электродов «стержень – плоскость» при длине РП равной 1,27 м. Эксперименты проводились в закрытом помещении при положительной полярности апериодических импульсов напряжения с временем нарастания 1000 мкс и временами пробоя в диапазоне 400-850 мкс. Проведен анализ статистических характеристик полученных результатов и их корреляции з геометрией моделирующей электродной системы.

Однако, учитывая статистический характер полученных результатов, а также ограниченность количества рассматриваемых моделей и объема экспе-

риментов, имеющаяся информация не может считаться достаточной для усовершенствования методик и рекомендаций по повышению эффективности и надежности молниезащиты наземных объектов.

Целью настоящей статьи является расширение базы экспериментальных данных по статистическому распределению вероятности поражения заземленной проводящей плоскости и размещенных на ней проводящих объектов электрическим разрядом в длинном воздушном промежутке, имитирующим молнию.

Материалы и результаты исследований. Экспериментальные исследования поражения плоскости и расположенных на ней объектов электрическим разрядом проводились на открытой площадке высоковольтного стенда, который обеспечивал создание в режиме холостого хода на его выходе апериодического импульса напряжения 205/1900 мкс с максимальным значением амплитуды до 1,2 MB.

Суть экспериментов заключалась в формировании электрической искры в длинном (3 м) воздушном промежутке между стержнем и плоскостью и фиксировании факта поражения искрой плоскости или расположенных на ней объектов. При поражении плоскости определялись координаты точки поражения. На рис. 1 показан план размещения основного высоковольтного оборудования испытательного стенда.



Рисунок 1 – План размещения основного высоковольтного оборудования испытательного стенда и ориентация координатной сетки мишени заземленной плоскости

Заземленная плоскость представляла собой квадратную платформу площадью (5×5) м<sup>2</sup> с плоской металлической поверхностью, заземленной на общий контур заземления установки. Над геометрическим центром платформы был подвешен металлический стержень с заостренным концом, выполненный из стального круглого проката диаметром 20 мм и длиной 0,75 м. Стержень подключен к выходу высоковольтной установки. Расстояние *H* между нижним концом стержня и центром плоскости (точка «0») в процессе проведения экспериментов сохранялось постоянным и равным 3 м. Конструкция заземленной плоскости обеспечивает вертикальную установку металлических стержней различной длины в точке с заданными координатами.

На плоскость накладывалась бумажная мишень с нанесенной полярной системой координат. Радиус внешней окружности составлял R = 1,8 м. Попадание разряда в плоскость определялось точкой сквозного прожога бумажной мишени с фиксированием координат этой точки (расстояния до начала координат и номера одного из 16 секторов с углом 22,5°).

Эквивалентная электрическая схема разрядного контура испытательного стенда представлена на рис. 2.



Рисунок 2 – Эквивалентная электрическая схема разрядного контура испытательного стенда:

 $C_{\Gamma И H}, L_{\Gamma И H}, R_{\Gamma U H}$  – емкость, индуктивность и активное сопротивление разрядной цепи стенда соответственно; F – эквивалент управляемого разрядника стенда;  $R_{P\Gamma}$  – основной разрядный резистор;  $R_{P}$  – дополнительный разрядный резистор;  $R_{TO}$  – токоограничивающий резистор;  $R_{\Phi}$  – резистор, формирующий фронт импульса;  $C_{\Phi}$  – емкость, формирующая фронт импульса; PП – разрядный промежуток; ЗП – заземленная плоскость

Основные электрические параметры испытательного стенда представлены в табл. 1.

Полученные в экспериментах характерные осциллограммы импульса напряжения на РП испытательного стенда приведены на рис. 3.

Таблица 1 – Электрические параметры элементов разрядного контура

С <sub>ГИН</sub> , нФ	L <sub>ГИН</sub> , мкГн	R <sub>гин</sub> , Ом	R <sub>рг</sub> , кОм	R <sub>P</sub> , кОм	R <sub>Ф</sub> , кОм	С <sub>Ф</sub> , нФ	R <sub>то</sub> , кОм
125	100	4,5	440	33	5	13	4,6



Рисунок 3 – Осциллограмма полного и срезанного импульсов напряжения на РП длиной 3 м: *a* – без пробоя промежутка, с максимальным напряжением U<sub>m</sub> = 923 кВ; *δ* – с пробоем в момент времени t = 110 мкс при напряжении U<sub>p</sub> = 1041 кВ

В проведенной серии экспериментов по определению статистических характеристик пробоя длинного искрового воздушного промежутка использовались три модели системы электродов:

- «стержень заземленная плоскость» без вертикальных стержней (модель № 1);
- «стержень заземленная плоскость» с одним вертикальным стержнем, имитирующим молниеотвод (модель № 2);
- «стержень заземленная плоскость» с двумя вертикальными стержнями: высокий стержень (ВС) с заостренным концом, имитирующий молниеотвод, и низкий стержень (НС) с закругленным концом, имитирующий защищаемый объект (модель № 3).

В ходе проведения экспериментальных исследований статистического распределения поражения электрическим разрядом заземленной плоскости и элементов систем электродов в трех моделях было произведено 1820 разрядов имитатора молнии.

При проведении исследований на модели №1 было произведено 50 разрядов. На рис. 4 приведена функция распределения вероятности *F* поражения плоскости круга радиусом *r*.



Рисунок 4 – График функции распределения вероятности поражения круга радиусом r

При проведении исследований на модели № 2 (рис. 5) попадание разряда в молниеотвод на плоскости фиксировалось визуально двумя наблюдателями под углом обзора 90° относительно друг друга.

В процессе отработки экспериментов были использованы два типа молниеотвода высотой 0,15 и 0,3 м. Расстояние R до центра мишени принимало ряд значений: 0, 0,15, 0,5, 0,7, 1,1, 1,2, 1,3 м и 0, 0,3, 1,0, 1,4, 1,7 м соответственно. Молниеотводы устанавливались по радиусу, разделяющему сектора № 9 и № 10.



Рисунок 5 – Схема расположения стержня, имитирующего молниеотвод в модели №2

По результатам проведенных экспериментов была построена зависимость вероятности поражение молниеотвода q от расстояния его установки R(рис. 6). Общее количество разрядов для молниеотвода высотой h = 0,15 м составило 430, а для молниеотвода высотой h = 0,3 м – 390.



В процессе отработки экспериментов на модели № 3 (рис. 7) НС всегда располагался в центре мишени, а ВС устанавливался на расстоянии R от центра по радиусу секторов №9 и №10. Высота ВС составляла h = 0,3 м. В качестве НС было использовано два стержня с высотою  $h_1$ , равной 0,15 и 0,2 м. При этом расстояние R от центра мишени до ВС принимало значения 0,15, *ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)* 17 0,3, 0,7, 1,1, 1,4, 1,7 м и 0,5, 0,1, 0,15, 1,1, 1,4, 1,7 м соответственно. Общее количество разрядов для объектов высотой  $h_1 = 0,15$  м составило 450 и для объектов высотой  $h_1 = 0,3$  м – 500.



Рисунок 7 – Схема расположения стержней, имитирующих объект и молниеотвод в модели № 3

Поскольку при близком расположении стержней, имитирующих молниеотвод и объект, было визуально трудно определить в какой из стержней попал разряд, то каждый стержень конструктивно имел токопроводящий элемент, разрушающийся (с видимым разрушением) при прохождении по нему тока разряда. После каждого попадания разряда в стержень разрушающийся элемент (РЭ) требовал замены.

Конструкция стержня с РЭ показана на рис. 8.



Рисунок 8 – Конструкция стержневого молниеотвода с РЭ: 1 – металлический наконечник; 2 – элементы крепления РЭ; 3– РЭ (резистор C2-23-10 Ом-0,25 Вт); 4 – металлический стержень; 5 – фторопластовая соединительная муфта

В результате обработки экспериментальных данных были получены распределения вероятности поражения молниеотвода q для объектов различной высоты  $h_1$  (рис. 9, 10).







ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

#### Выводы

1. Определена функция распределения вероятности поражения длинной искрой заземленной плоскости.

2. Получено распределение вероятности поражение молниеотводов в зависимости от расстояния до вертикальной проекции потенциального электрода при наличии защищаемого объекта и без него.

3. Разработана и прошла испытания конструкция штыревого электрода с разрушающимся элементом, позволяющая надежно регистрировать факт попадания разряда в электрод.

Полученные в работе опытные результаты совместно с результатами ранее опубликованных экспериментов позволят усовершенствовать методики расчета зон молниезащиты зданий и сооружений с учетом современных требований к ее эффективности и надежности.

Список литературы: 1. Волкова О.В. Поражаемость искровым разрядом стержня на плоскости / О.В. Волкова, А.Р. Корявин // Электричество. – 1991. – № 5. – С. 52-55. 2. Об ориентировке канала длинной искры / Г.Н. Александров, В.Л. Иванов, Э.М. Базелян, Е.С. Садыхова // Электричество. – 1973. – № 3. – С. 63-66. 3. К вопросу об оценке защитного действия молниеотводов / Г.Н. Александров, М.М. Зеленецкий, В.Л. Иванов и др. // Известия АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1970. – № 3. – С. 48-54. 4. Экспериментальное исследование поражения плоскости длинной искрой / Г.М. Колиушко, П.Н. Мельников, О.С. Недзельский и др. // Вісник НТУ «ХПІ». Тематичний випуск «Техніка та електрофізика високих напруг». – Х.: НТУ «ХПІ», 2012. – № 21. – С. 146-153.

Поступила в редколлегию 18.03.2013

#### УДК 551.594.221 : 621.319.53

Экспериментальные исследования поражения заземленной плоскости и размещенных на ней объектов электрическим разрядом в длинном промежутке / М. И. Баранов, В. И. Доценко, В. М. Зиньковский, Г. М. Колиушко, О. С. Недзельский, А. А. Петков, Е. Г. Понуждаева, С. С. Руденко, В. Л. Цехмистро // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 11-20. – Бібліогр.: 4 назв.

У статті представлені результати експериментальних досліджень ураження електричним розрядом заземленої площини та розташованих на ній струмопровідних об'єктів. Наведені електричні параметри генератора імпульсів напруги, що імітує розряд блискавки при довжині розрядного проміжку до 3 м. Описана конструкція стрижневого електрода з елементами індикації враження стрижня розрядом.

Ключові слова: електричний розряд, вірогідність ураження, блискавковідвід.

The results of the experimental researches of the hites the ground plane and some conductive objects on it by the electrical discharges are presented in this article. The electrical parameters of the pulls voltage generator, which imitates lightning in the long gapes up to 3 m are given. The construction of the rod electrode with special element which indicates the hite the rode by discharge is described.

Keywords: electrical discharge, probability of discharge, air terminal.

*Л. З. БОГУСЛАВСКИЙ*, канд. техн. наук, зав. отд., ИИПТ НАН Украины, Николаев;

*Л. Н. МИРОШНИЧЕНКО*, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев;

**В.** В. ДИОРДИЙЧУК, мл. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев; Д. В. ВИННИЧЕНКО, мл. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев; Н.С. ЯРОШИНСКИЙ, мл. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев

#### ИСПЫТАНИЯ МАКЕТНОГО ОБРАЗЦА КОМПЛЕКСНОЙ СИСТЕМЫ ГАЗООЧИСТКИ РАЗНОИМПЕДАНСНОЙ ПЫЛИ ЭКОЛОГИЧЕСКИ ОПАСНЫХ ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

Обоснована необходимость использования для повышения эффективности систем газоочистки дополнительного разноуровневого импульсного высоковольтного высокочастотного источника питания с дополнительными коронирующими электродами, обеспечивающего дозарядку разноимпедансной пыли экологически опасных промышленных объектов.

Ключевые слова: высоковольтный высокочастотный импульсный источник питания, дозарядка разноимпедансной пыли, повышение эффективности систем газоочистки.

Введение. Одним из приоритетных направлений внедрения научных результатов является решение экологических проблем, которые связаны с ухудшением состояния окружающей среды. Действующие газоочистные системы тепловых электростанций и других промышленных объектов при работе на высокозольном топливе не обеспечивают соблюдения европейских нормативных требований по уровню выбросов твердых частиц. Кроме того, отсутствие очистки от других вредных дополнительных газовых выбросов (NO<sub>x</sub>, SO<sub>x</sub>, CO<sub>x</sub>) приводит к превышению норм ЕС в тысячу раз. Для обеспечения европейских норм газовых выбросов, особенно при использовании на ТЭС бурого угля, необходима дозарядка разноимпедансной пыли, для реализации которой необходим дополнительный разноуровневый импульсный высоковольтный высокочастотный источник, обеспечивающий стабильный разряд в различных газовых средах.

Анализ предварительных исследований. Способ повышения эффективности работы газоочистных систем путем изменения конструкции и параметров электрофильтров (ЭФ), обеспечивающий уменьшение скорости газов, увеличение числа полей и т.д., сопряжен с необходимостью капитальной реконструкции электродной системы и газового тракта котла, что пригодно, в основном, при конструировании новых промпредприятий. Один из способов

> © Л. З. Богуславский, Л. Н. Мирошниченко, В. В. Диордийчук, Д. В. Винниченко, Н. С. Ярошинский, 2013

повышения эффективности работы существующих ЭФ, который не требует его капитальной реконструкции, это применение импульсных источников питания, формирующих специальные формы напряжения и систем автоматического регулирования их электрических параметров.

В частности зарубежными фирмами разрабатываются источники униполярного питании с высокочастотной связью с сетью на частотах более 20 кГц и создаются алгоритмы управления напряжением и отряхиванием осадительных электродов, способствующие уменьшению уровня вторичного пылеуноса.

Несмотря на большое количество исследований в этой области, проблема экологически чистого производства, проблема переработки и утилизации промышленных выбросов остается актуальной, особенно это касается систем с изменяющимся составом газовых выбросов.

В химическом составе выбросов есть разные классы веществ. Разрядноимпульсная обработка некоторых классов органических соединений может привести не только к утилизации вредных выбросов, но и синтезу новых углеродных наноматериалов.

Экстремальные физические параметры, которые возникают при разрядноимпульсной обработке углеродсодержащих веществ, позволяют интенсифицировать процессы очистки разноимпедансных газовых выбросов.

Создание источника питания с заданными статическими, динамическими, экономическими, энергетическими, экологическими, массогабаритными характеристиками во многом зависит от принципов, заложенных в построение системы в целом. Институт импульсных процессов и технологий обладает достаточным опытом для создания подобных систем [1].

В данном случае могут быть разработаны унифицированные блоки с необходимыми (по требованиям промышленного объекта) параметрами мощности, напряжения, длительности и крутизны импульсов, обеспечивающие качество, надежность и стабильность работы систем электрофильтрации. Основная идея данной работы – создание комплексных систем газоочистки разноимпедансной пыли с дополнительными коронирующими электродами, предусматривающих суммирование постоянного высокого напряжения действующих газоочистных систем с дополнительным разноуровневым высоковольтным импульсным напряжением, что позволит интенсифицировать процесс газоочистки и получить новые данные по электрофизическим процессам деструкции газовых выбросов.

Цель работы – повышение эффективности систем газоочистки разноимпедансной пыли путем интенсификации электрофизических процессов деструкции газовых выбросов с помощью дополнительных коронирующих электродов и разноуровневых высоковольтных высокочастотных источников питания, позволяющих варьировать частоту следования и параметры импульса.

Задачи исследования – испытания макета комплексной системы газо-

очистки для изменяющихся напряжений и частот следования импульсов при различных положениях дополнительных коронирующих электродов.

Материалы исследований. Представленная работа проведена на разработанном в [2] стенде и является продолжением экспериментальных исследований [1], касающихся электрофизических процессов, которые происходят при высоковольтном высокочастотном импульсном разряде в разноимпедансной газовой среде. Возможности лабораторного стенда позволяли получать уровни постоянного напряжения в диапазоне от 3 до 50 кВ и импульсного на уровне до 30 кВ. Частота следования импульсов могла возрастать до 25 Гц.

При проведении эксперимента были сняты исходные вольтамперные характеристики нагрузки на постоянном напряжении без дополнительных коронирующих электродов и с различными положениями дополнительных коронирующих электродов. Для этого на выходе основного источника устанавливалось минимальное постоянное напряжение, при котором начинал протекать минимальный регистрируемый ток. После чего напряжение плавно повышалось, и регистрировался ток, протекающий через нагрузку, при последовательном увеличении напряжения на 5 кВ.

На последующем этапе были получены вольтамперные характеристики (BAX) модели нагрузки при совместной работе источника постоянного и импульсного напряжения.

Первоначально были получены ВАХ без дополнительных коронирующих электродов (рис. 1).



Рисунок 1 – ВАХ нагрузки без дополнительных коронирующих электродов для различных частот следования импульсов напряжения

Как следует из приведенных зависимостей, увеличением частоты следования импульсов до 25 Гц возможно на треть увеличить ток нагрузки при прочих равных условиях.

Следующий этап исследований касался определения зависимости ВАХ ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000) 23 от положения дополнительных коронирующих электродов. Дополнительные коронирующие электроды поочередно устанавливались в положения 1–5 (рис. 2). После чего первым в работу включался источник импульсного питания с установленной частотой следования импульсов (5, 10, 25 Гц). Затем включался источник постоянного напряжения с установленным минимальным напряжением. Постоянное напряжение плавно повышалось, и регистрировался ток, протекающий через нагрузку при увеличении напряжения на 5 кВ.



Рисунок 2 – Схема макета электродной системы (вид сверху):

1 – осадительные электроды; 2 – основные коронирующие электроды; 3 – дополнительные коронирующие электроды; пол. 1 – 5 – положения дополнительных коронирующих электродов

Исследования были проведены для всех положений дополнительных коронирующих электродов.

Результаты снятия ВАХ для положений 1 и 5 дополнительных коронирующих электродов приведены на рис. 3.

Анализируя полученные результаты, можно отметить, что изменение положения коронирующего электрода существенно влияет на изменения тока нагрузки, например, в положении 5 дополнительных коронирующих электродов ток нагрузки может быть увеличен на порядок.

В работе исследованы зависимости мощности отдаваемой в нагрузку комбинированной системой питания от частоты следования высоковольтных импульсов при различных напряжениях. Результаты исследований приведены на рис. 4.

Приведенные зависимости показывают, какую долю мощности вносит импульсный источник питания в нагрузку. Разброс кривых можно объяснить нелинейностью ВАХ нагрузки. Область насыщения, к которой подходят кривые в районе частоты в 25 Гц, можно объяснить максимальной нагрузкой на источник импульсного питания и спадом его нагрузочной характеристики.



Рисунок 3 – ВАХ при различных частотах следования импульсов для положения 1 (a) и 5 ( $\delta$ ) дополнительных коронирующих электродов

Выводы. Проведенные исследования подтвердили правомерность основной идеи данной работы. Создание комплексных систем газоочистки разноимпедансной пыли с дополнительными коронирующими электродами с суммированием постоянного высокого напряжения действующих газоочистных систем с дополнительным разноуровневым высоковольтным импульсным напряжением позволяет интенсифицировать процесс газоочистки.

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)



Рисунок 4 – Зависимость мощности отдаваемой в нагрузку комбинированной системой питания от частоты следования высоковольтных импульсов при различных напряжениях

Исследованные зависимости мощности, отдаваемой в нагрузку комбинированной системой питания, от частоты следования высоковольтных импульсов при различных напряжениях и положениях дополнительных коронирующих электродов показали возможность при определенных условиях изменять на порядок ток нагрузки.

Список литературы. 1. Богуславский Л.3. Влияние режимов работы высоковольтного источника питания на формирование стримерного коронного разряда и эффективность систем газоочистки / Л.3. Богуславский, Л.Н. Мирошниченко, Ю.Г. Казарян, Н.С. Ярошинский // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч. 1. – 2011. – С. 44-49. 2. Богуславский Л.3. Создание макетных образцов высоковольтного оборудования комплексных систем электрофильтрации экологически опасных промышленных выбросов / Л.3. Богуславский, Л.Н. Мирошниченко, В.В.Диордийчук, Д.В.Винниченко, Н.С.Ярошинский // Вестник «ХПИ». Тем. вып. «Техника и электрофизика высоких напряжений». – Х.: НТУ «ХПИ», 2012. – № 52 (958). – С. 31-39.

Поступила в редколлегию 25.03.2013

#### УДК 621.3.015.3:537.523.3:697.946

Испытания макетного образца комплексной системы газоочистки разноимпедансной пыли экологически опасных промышленных объектов / Л. З. Богуславский, Л.Н. Мирошниченко, В.В. Диордийчук, Д. В. Винниченко, Н. С. Ярошинский // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 21-27. – Бібліогр.: 2 назв.

Наведено результати випробування макетного зразка для електрофізичних досліджень комплексних систем електрофільтрації екологічно небезпечних промислових викидів. Ключові слова: додаткове високовольтне імпульсне джерело живлення, комплексні системи електрофільтрації, екологічно небезпечні промислові викиди.

It is descried high voltage high power pulse current generator creation applied for electropulse installations. The result of studying processes of high voltage impulse and it's characteristics is attached. References 2, figures 4.

**Key words:** high voltage high frequency pulse current generator, high voltage charge processes, high frequency pulse, exhausted gas treatment.

#### УДК 621.762.4:537.527.3:542.86

*Л. З. БОГУСЛАВСКИЙ*, канд. техн. наук, зав. отд., ИИПТ НАН Украины, Николаев;

Я. П. СТРУК, вед. инженер, ИИПТ НАН Украины;

**В. В. ДИОРДИЙЧУК,** мл. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины;

*Л. Е. ОВЧИННИКОВА*, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины

#### ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ ТОКА ЭНЕРГИЕЙ 120 КДЖ С ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫМ ВЫХОДОМ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОГИДРОИМПУЛЬСНЫХ УСТАНОВОК

Разработан генератор импульсов тока с 4-х канальным разрядным контуром энергией 30 кДж на канал, работающий поочередно на 8 электродных систем с частотой 10 имп./мин. для мобильных электрогидроимпульсных установок

Ключевые слова: генератор импульсов тока, разрядный контур, мобильная электрогидроимпульсная установка.

Введение. Генераторы импульсов тока (ГИТ) являются основным энергетическим элементом электрогидроимпульсных установок (ЭГУ), обеспечивающим накопление энергии в электрическом поле конденсаторной батареи с последующим импульсным выделением ее в канале разряда технологического узла ЭГУ. Источником технологического воздействия является импульс давления, генерируемый каналом высоковольтного разряда в жидкости, который возникает между электродами или электродом и изделием. Преимущества электрогидроимпульсных установок, позволяющих осуществлять концентрированное, управляемо-дозированное воздействие заданной локализации с достижением высоких удельных энергетических показателей, обеспечивают им непрерывное расширение сфер применения.

© Л. З. Богуславский, Я. П. Струк, В. В. Диордийчук, Л. Е. Овчинникова, 2013

Анализ предварительных исследований подтверждает эффективность использования ГИТ в электрогидроимпульсных установках по очистке отливок от формовочных смесей, разрушению негабаритов, обработке металлов давлением, интенсификации процессов кристаллизации и других технологий, требующих высоких концентраций энергии [1]. В последнее время появилась необходимость в создании мобильных ГИТ для таких технологий как разрушение скальных пород, обработка скважин, строительство буронабивных свай и др.

В электрогидроимпульсных установках ГИТ при разряде батареи конденсаторов обеспечивает образование канала разряда в сплошной конденсированной среде, который используется как источник импульсного давления, возникающего в результате выделения в его локальном объеме энергии плотностью  $10^{14}$ - $10^{15}$  Дж/м<sup>3</sup> за время  $10^{-5}$ - $10^{-4}$  с, что аналогично взрыву традиционных взрывчатых веществ [2]. Под действием высоких температур и давлений канала разряда в окружающей среде возникают интенсивные волны сжатия, приводящие к изменению свойств объектов обработки. Для обеспечения требуемых технологических и энергетических режимов необходимо создание специализированных ГИТ.

Целью работы является проведение исследований и создание мобильного генератора импульсных токов с 4-х канальным разрядным контуром энергией 30 кДж на канал, работающего на 8 электродных систем поочередно по 4-е одновременно, с частотой 10 имп./мин. для мобильных электрогидроимпульсных установок

Материалы исследований. Для обеспечения необходимых режимов заряда емкостных накопителей необходимо спроектировать рационально зарядную цепь ГИТ. Зарядная цепь генератора импульсов тока обеспечивает повышение напряжения питания высоковольтным трансформатором с последующим его выпрямлением и зарядкой высоковольтных импульсных конденсаторов. Зарядная цепь ГИТ содержит токоограничивающий элемент, в качестве которого используется дроссель, или индуктивно-емкостной преобразователь (ИЕП). Использование ИЕП для мобильных ГИТ является предпочтительным, так как обеспечивает заряд конденсатора постоянным током в режиме источника тока и повышает к.п.д. зарядной цепи.

Энергия, запасенная в электрическом поле конденсатора, коммутируется посредством управляемых разрядников в нагрузку через электродную систему. Для мобильного ГИТ важно снижение уровня шума, что обуславливает применение вакуумных разрядников.

Для обеспечения технологического результата необходима энергия в импульсе 30 кДж на каждый канал разряда. Технологическая схема обработки предполагает осуществление разряда на 8-м электродных систем. Для снижения мощности, что важно в условиях автономного мобильного источника питания, предложено осуществлять поочередно разряд на 2-е группы разрядных контуров по 4-е электрода в каждой группе. В результате генератор импульсных токов должен обеспечивать энергию 120 кДж при одновременном разряде на 4-е электродные системы.

Используя ранее проведенные исследования [3], с целью обеспечения необходимого воздействия на объект обработки создан генератор импульсов тока, имеющий следующие параметры:

- напряжение питания 380 В, 50 Гц;
- напряжение заряда конденсаторной батареи 10 кВ;
- количество одновременно работающих каналов разряда 4 шт.;
- емкость батареи конденсаторов на каждый канал разряда 600 мкФ;
- энергия на канал разряда 30 кДж;
- количество электродных систем 8 шт.;
- запасаемая энергия 120 кДж;
- частота следования импульсов 10 имп./с;
- режим работы, ПВ 100 %;
- общая масса до 5 т

Все составные части генератора импульсов тока располагаются на подвижной платформе. Внешний вид генератора импульсов тока показан на рис. 2.



Рисунок 1 – Внешний вид генератора импульсов тока

Конструктивно генератор импульсов тока состоит из следующих конструктивных элементов: индуктивно-емкостной преобразователь (рис. 2); зарядное устройство (высоковольтный силовой трансформатор с выпрямителем) (рис. 3); батарея импульсных конденсаторов; блок коммутации (управляемые вакуумные разрядники с блоками запуска и синхронизации) (рис. 4); электродные системы; пульт управления (рис. 5).



Рисунок 2 – Индуктивно-емкостной преобразователь



Рисунок 3 – Зарядное устройство ГИТ



Рисунок 4 – Блок коммутации



Рисунок 5 – Пульт управления

Индуктивно-емкостной преобразователь (ИЕП) предназначен для обеспечения необходимого режима заряда емкостных накопителей. Состоит из реактора для 3-х фазной сети и 21-го конденсатора К75-17 50 мкФ±10%. Предусмотрена возможность подключения разного количества конденсаторов от 1-го до 7-ми на фазу для возможности настройки режима заряда. ИЕП служит для преобразования источника напряжения в источник стабилизированного переменного тока, поступающего на высоковольтный силовой трансформатор для повышения напряжения до 10 кВ с последующим выпрямлением и подачей на батарею конденсаторов, обеспечивая повышение напряжения на конденсаторах по линейному закону.

Блок конденсаторный состоит из 24 высоковольтных импульсных конденсаторов ИМП10-100 разработки ИИПТ НАН Украины. Конденсаторы соединены параллельно шинами по 6-ть конденсаторов в 4-е батареи. Каждая из 4-х батарей конденсаторов подсоединена кабельными разделками к 2-м разрядникам и разряжается на одну из 2-х электродных систем в зависимости от положения тумблеров на пульте управления, подключающих соответствующие блоки запуска разрядников. Таким образом одновременно разряд происходит максимум на 4-е электродные системы из первой или второй группы электродов.

Для коммутации энергии, накопленной в емкостном накопителе, в нагрузку через электродную систему используется управляемый вакуумный разрядник PBУ-57, обеспечивающий коммутацию тока до 200 кА, напряжением до 18 кВ. В генераторе импульсных токов установлено 8 разрядников по одному на каждую электродную систему. Блоки запуска управляемых вакуумных разрядников БЗ-РВУ предназначены для формирования и подачи высоковольтного импульса напряжения на управляющий электрод разрядников и обеспечивают частоту коммутации до 1 Гц. Для согласования работы разрядников разработан специальный блок синхронизации.

Электродные системы предназначены обеспечить импульсную передачу запасенной энергии до 30 кДж на нагрузку. Передача энергии от разрядника до электрода осуществляется низкоиндуктивным коаксиальным кабелем марки КПВГ-100- УХЛ4-25 ТУ16-705.383.85.

Органы управления, сигнализации и измерительные приборы расположены на пульте управления. Контроль разрядного тока осуществляет блок индикации, который воспринимает сигналы от датчиков разрядного тока и на дисплее высвечиваются значения тока, а также информация о количестве номинальных и холостых разрядов. При превышении разрядным током допустимых значений (режим к. з.) поступает сигнал об аварийной ситуации, при этом ГИТ должен быть отключен.

При отключении ГИТ для безопасности обслуживающего персонала срабатывают блоки высоковольтных замыкателей, которые разряжают конденсаторы на разрядные сопротивления, а затем закорачивают их.

**Выводы.** При разработке генератора импульсов тока для мобильной электрогидроимпульсной установки выполнен расчет параметров и выбор элементов ГИТ, позволивший обеспечить необходимые технологические режимы обработки и управление технологическим циклом при допустимых массогабаритных показателях.

Список литературы. 1. Гулый Г. А. Научные основы разрядноимпульсных технологий / Г. А. Гулый. – К.: Наук. думка, 1990. – 208 с. 2. Кривицкий Е. В. Переходные процессы при высоковольтном разряде в воде / Е. В. Кривицкий, В. В. Шамко. – К.: Наук. думка, 1979. – 208 с. 3. Вовченко А. И. Исследование электрогидродинамических характеристик и тестирование алгоритмов оптимизации разрядноимпульсных технологий, использующих высоковольтный пробой жидких сред / А. И. Вовченко, Н. П. Дивак, А. Д. Блащенко, Р. В. Тертилов // Техническая электродинамика. – К.: 2011. – № 4. – С. 69-75.

Поступила в редколлегию 08.04.2013.

УДК 621.762.4:537.527.3:542.86

Генератор импульсов тока энергией 120 кДж с четырехканальным выходом для мобильных электрогидроимпульсных установок / Л. З. Богуславский, Я. П. Струк, В. В Диордийчук, Л. Е. Овчинникова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 27-32. – Бібліогр.: З назв.

Розроблено генератор імпульсних струмів з 4-х канальним розрядним контуром енергією 30 кДж на канал, що розряджається почергово на 8 електродних систем з частотою 10 імп./хв. для мобільних електрогідроімпульсних установок.

Ключові слова: генератор імпульсів струму, розрядний контур, мобільна електрогідроімпульсна установка.

The is worked pulse current generator from 4th a channel bit contour by energy of 30 kJ on a channel, working by turns on 8 electrode systems by frequency of 10 imp./min., for mobile electrohydropulse installation.

Keywords: pulse current generator, bit contour, mobile electrohydropulse installation.

УДК 621.319.53

*Н. И. БОЙКО*, д-р техн. наук, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; *Л. С. ЕВДОШЕНКО*, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; *В. М. ИВАНОВ*, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»

#### ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НА ЕМКОСТНО-ОМИЧЕСКУЮ НАГРУЗКУ

В статье рассмотрены некоторые особенностивозникающие при работе высоковольтных импульсных трансформаторов на реакторы с коронным и барьерным разрядом представляющие собой емкостно-омическую нагрузку

Ключевые слова: импульсный трансформатор, коронный разряд, импульс напряжения, транзисторный коммутатор

Введение. Трансформаторы являются устройствами, процессы в схемах с которыми изучаются в различных областях технической науки: технике сильных электрических и магнитных полей [1], теоретических основах электротехники, [2], технике высоких напряжений [3], импульсной технике, энергетике и электронике [4] и т.д.

Целью данной работы является объяснение некоторых особенностей, которые возникают в генераторах высоковольтных импульсов при работе

© Н. И. Бойко, Л. С. Евдошенко, В. М. Иванов, 2013

высоковольтных импульсных трансформаторов на емкостно-омическую нагрузку. Такой нагрузкой, в частности, являются реакторы с коронными и барьерными разрядами.

Устройство генератора высоковольтных импульсов. Высоковольтные импульсные электрофизические установки включают в себя, как правило, накопитель энергии, систему умножения (трансформации) напряжения, систему коммутации и управления, нагрузку.

Генератор состоит из таких основных блоков: генератора низковольтных импульсов с системой управления, высоковольтного импульсного трансформатора и нагрузки в виде электродной системы. Низковольтные элементы генератора смонтированы в одном металлическом экранированном корпусе. Особое внимание уделено минимизации индуктивности подводящих проводов в разрядном контуре генератора. При помощи СУ можно отрегулировать частоту следования и длительность импульсов управления силового коммутатора VT.

В качестве силового коммутатора использованы мощные транзисторы IGBT. Кроме того силовыми коммутаторами могут служить мощные быстродействующие тиристоры.

Основной емкостный накопитель генератора  $C_0$  заряжается от сети ~ 220 В, 50 Гц. Амплитуда зарядного напряжения  $C_0$  регулируется 0 до 300 В.

Высоковольтный импульсный трансформатор (ВИТ) выполнен на стальном магнитопроводе броневого типа, с первичной и вторичной обмотками на одном стержне. Площадь поперечного сечения составляет 32 см<sup>2</sup>. Толщина стальной ленты, которой выполнен магнитопровод, составляет 80 мкм. Первичная и вторичная обмотка трансформатора выполнена медными многопроволочными проводами. Число витков в первичной обмотке составляет w1 = 30, во вторичной обмотке w2 = 4200. Коэффициент трансформации  $K_{\rm тр} = w2/w1 = 140$ . Вторичная обмотка намотана сверху над первичной для уменьшения индуктивности рассеяния. Трансформатор размещен и закреплен в металлическом баке, который заполнен трансформаторным маслом для уменьшения габаритов и повышения электрической прочности. Крышка бака выполнена из оргстекла.

Упрощенная схема экспериментальной установки с высоковольтным импульсным трансформатором (ВИТ) и транзисторным коммутатором в цепи низковольтной обмотки ВИТ представлена на рис. 1. В схеме может присутствовать обостряющий искровой разрядник. Транзисторный коммутатор может работать и как замыкающий ключ, и как размыкающий ключ.

Рассмотрим режимы работы экспериментальной установки для варианта использования транзисторного коммутатора в качестве размыкающего ключа.

При работе схемы (рис. 1) на резистивную (омическую) нагрузку 39 кОм (резистор ТВО-60) осциллограммы импульсов напряжения на нагрузке представляют собой гладкие кривые, представленные на рис. 2.



Рисунок 1 – Схема экспериментальной установки с высоковольтным импульсным трансформатором (ВИТ) и транзисторным коммутатором в качестве размыкающего ключа



Рисунок 2 – Импульсы напряжения на резистивной нагрузке высоковольтного импульсного трансформатора (1 В/дел,  $\kappa_{n} = 5260$ ): *a* – 200 мкс/дел, *б* – 5 мкс/дел



Рисунок 3 – Импульсы напряжения на емкостно-омической нагрузке (в виде реактора с коронным разрядом) высоковольтного импульсного трансформатора без обострения фронта импульсов (1 В/дел, к<sub>д</sub>=5260): *a* – 200 мкс/дел, *б* – 5 мкс/дел

При работе схемы (рис. 1) на емкостно-омическую нагрузку в виде реактора с коронным разрядом на осциллограммах на нагрузке, которые представлены на рис. 3, имеют место характерные скачки.

Фото реактора с коронным разрядом над поверхностью воды, который являлся емкостно-омической нагрузкой в экспериментальной установке с ВИТ (по рис. 1), представлено на рис 4.

При работе схемы (рис. 1) на емкостно-омическую нагрузку в виде реактора с коронным разрядом с использованием обострения фронта импульсов на осциллограммах на нагрузке, которые представлены на рис. 5, также имеют место характерные скачки, отличающиеся от таковых на рис. 3.



Рисунок 4 – Фото реактора с коронным разрядом на поверхность воды



Рисунок 5 – Импульсы напряжения на емкостно-омической нагрузке (в виде реактора с коронным разрядом) высоковольтного импульсного трансформатора при использовании обострения фронта импульсов (1 В/дел, к<sub>д</sub>=5260): *a* – 200 мкс/дел, *б* – 5 мкс/дел. На каждой осциллограмме наложено по три импульса

Результаты исследований. Из осциллограмм на рис. 2-5 следует, что отрезок времени, в течение которого транзисторный ключ открыт, составляет примерно 200 мкс. На осциллограммах – это прямоугольный участок положительной полярности импульса на нагрузке (реакторе или эквивалентном *ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)* 35
активном сопротивлении). Затем, в результате размыкания транзисторного ключа, наблюдается более короткий по времени выброс напряжения отрицательной полярности на нагрузке с амплитудой, существенно превышающей амплитуду прямоугольного импульса положительной полярности.

Скачки в случае емкостно-омической нагрузки объясняются наличием колебательных контуров: «медленного»  $L_{\mu}$ -  $(C_T+C_p)$  и «быстрого»  $L_{sB}$  - с различными периодами колебаний: медленным  $T_{\rm M}$  и быстрым  $T_6$ , где  $C_p$  – приведенная к первичной обмотке емкость реактора,  $C_T$  – приведенная к первичной обмотке вторичной обмотки трансформатора.

$$T_{\rm M} = 2\pi [L_{\mu}?(C_T' + C_p')]^{1/2}, \qquad (1)$$

$$T_{\delta} = 2\pi \left( L'_{SB} \frac{C'_T C'_P}{C'_T + C'_P} \right)^{1/2}.$$
 (2)

Каждый скачок напряжения обеспечивается в тот момент, когда токи от быстрого и медленного контуров через емкость реактора арифметически складываются, достигая локальных максимумов *i*<sub>p.max</sub>.

$$U_P = \frac{1}{C_P} \int_{t_0}^{t_1} i_P dt \,. \tag{3}$$

Характерной особенностью осциллограмм при использовании обострения является удлиненное по времени «плато» на вершине (максимуме) импульса напряжения (в данном случае отрицательной полярности, которая в общем случае может быть и положительной). Эта особенность объясняется тем, что, вопервых, обострение укорачивает время нарастания импульса напряжения до вершины. Во-вторых, на вершине импульса напряжение между электродами обостряющего разрядника практически отсутствует, и искровой разряд в нем может погаснуть примерно через 10 мкс. Тем более что использован многозазорный разрядник с величиной промежутков (зазоров) по 0,3 мм, обеспечивающий наименьшее время восстановления электрической прочности искровых промежутков. При этом заряженной емкости реактора некуда разряжаться, в то время как собственная емкость вторичной обмотки трансформатора  $C_T$  разряжается на индуктивность намагничивания L<sub>u</sub>. Это приводит к появлению напряжения между электродами восстанавливающего свою электрическую прочность обостряющего разрядника, который при достижении этим напряжением пробивного значения пробивается, запуская процесс разряда емкости реактора на индуктивность намагничивания L<sub>и</sub> со скачками, возникающими из-за наличия колебаний напряжения и тока в указанных «медленном» и «быстром» контурах, позже, чем в случае без использования обострения.

При использовании транзисторного коммутатора в качестве замыкающего ключа скачки на осциллограммах импульсов напряжения на реакторе как на емкостно-омической нагрузке также возможны. Схема установки с высоковольтным импульсным трансформатором для такого режима представлена на рис. 6.



Рисунок 6 – Схема установки при использовании транзисторного коммутатора в качестве замыкающего ключа

В этом случае скачки можно объяснить наличием трех основных LCконтуров в разрядной цепи устройства (см. рис. 6). Назовем эти контуры условно так: медленный, средний и быстрый. Они соответственно связаны с основной накопительной емкостью, собственной емкостью импульсного трансформатора и емкостью нагрузки – реактора. Медленный контур обеспечивает заряд емкости нагрузки – реактора за определенное время - время фронта. Средний и быстрый контуры обеспечивают скачки на фронте (а затем и на спаде) напряжения на реакторе. Причем, из-за отличия периодов колебаний в быстром и среднем контурах длительность отрезков после скачков не является строго монотонной. Каждый скачок напряжения на фронте обеспечивается в тот момент, когда токи от основной накопительной емкости и собственной емкости импульсного трансформатора через емкость реактора арифметически складываются с током от емкости реактора, достигая локальных максимумов  $i_{p.max}$  (3).

Скачки имеют место и до появления разряда в реакторе.

При работе транзисторного коммутатора в качестве размыкающего ключа энергия в начальный момент каждого периода (в момент размыкания) запасена в индуктивности намагничивания импульсного трансформатора. При работе транзисторного коммутатора в качестве замыкающего ключа энергия в начальный момент каждого периода (в момент замыкания) запасена в основной накопительной емкости в цепи низковольтной обмотки импульсного трансформатора. В обоих вариантах энергия из источника передается в реактор, а затем частично (в общем случае) возвращается в источник, далее снова передается в реактор (колеблется). Следует отметить, что форма результирующего импульса напряжения на реакторе зависит от соотношения периодов колебательных контуров, указанных выше, как в режиме работы транзисторного коммутатора на размыкание, так и в режиме его работы на замыкание. При определенном соотношении периодов вместо скачков на фронте и спаде импульсов на реакторе могут иметь место наложенные колебания или другие отклонения от гладкой монотонной кривой.

Список литературы: 1. Испытательные и электрофизические установки. Техника эксперимента: Уч. пособ. для втузов по спец. «Техника высоких напряжений» / В. А. Авруцкий, И. П. Кужекин,

*Е. Н. Чернов*; под ред. И. П. Кужекинаю – М.: МЭИ, 1983. – 262 с. **2.** К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман, Н.В. Коровкин, В.Л. Чечурин Теоретические основы электротехники. В 3 тт. – 2003. **3.** Разевие Д. В. Техника высоких напряжений. – М.: Энергия, 1976. – 488 с. **4.** Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника. – М.: Наука, 2004. – 704 с.

Поступила в редколлегию 25.04.2013

#### УДК 621.319.53

Особенности работы высоковольтных импульсных трансформаторов на емкостноомическую нагрузку / Н. И. Бойко, Л. С. Евдошенко, В. М. Иванов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 32-38. – Бібліогр.: 4 назв.

У статті розглянуті деякі особливості виникають при роботі високовольтних імпульсних трансформаторів на реактори з коронним і бар'єрним розрядом представляють собою ємнісне-Омічні навантаження

Ключові слова: імпульсний трансформатор, коронний розряд, імпульс напруги, транзисторний комутатор

The paper considers some of the features resulting from the operation of high voltage pulse transformers for reactors with corona and the barrier discharge is a capacitive-resistive load

Keywords: pulse transformer, corona discharge, the voltage pulse, the transistor switch

### УДК 537.8:621.316.98

*Р. К. БОРИСОВ*, канд. техн. наук, вед. науч. сотр., Московский энергетический институт, Россия;

Д. А. КОЗЛОВ, ассистент, Московский энергетический институт, Россия

## ИСПЫТАНИЕ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ УСТРОЙСТВ, УСТАНАВЛИВАЕМЫХ НА ШИНАХ ПОДСТАНЦИЙ И ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ

В статье рассмотрены методы испытаний на устойчивость к электромагнитным воздействиям устройств, которые устанавливаются на шинах высокого напряжения распределительных устройств и на проводах линий электропередач.

Ключевые слова: электромагнитные воздействия, технические средства, методика испытаний.

Постановка задачи. Все технические средства (ТС), устанавливаемые на энергообъектах (электрических станциях и подстанциях), должны быть испытаны на помехоустойчивость в соответствии с требованиями ГОСТ Р 51317.6.5 (МЭК 61000. 6.5) [1]. Технические средства при испытаниях прове-

© Р. К. Борисов, Д. А. Козлов, 2013

ряются на устойчивость к электромагнитным воздействиям, которые могут возникнуть при эксплуатации энергообъектов: магнитные поля промышленной частоты; электромагнитные поля радиочастотного диапазона; разряды статического электричества; импульсные магнитные поля; колебательные затухающие помехи; микросекундные импульсные помехи большой энергии; наносекундные импульсные помехи; кондуктивные помехи радиочастотного диапазона; кондуктивные помехи низкой частоты. Требования к проведению испытаний на все указанные виды воздействий в основном определены в серии ГОСТ Р 51317-4...(МЭК 61000-4...). Испытаниям подвергаются порты корпуса, электропитания и сигнальные порты TC.

В последнее время в электроэнергетике достаточно широкое распространение получили TC, которые не попадают под действие указанных нормативных документов. Прежде всего к таким TC относятся устройства, применяемые для определения места КЗ в сетях среднего и высокого напряжения [2]. Такие устройства устанавливаются непосредственно на проводах ВЛ (рис. 1) и имеют автономный источник питания. Передача данных при работе таких устройств осуществляется через радиоканал.

В распределительных устройствах (РУ) электрических подстанций и станций на шинах высокого напряжения устанавливаются измерительные датчики оптических трансформаторов тока и напряжения. Информация передается от датчиков через волоконно-оптические каналы, но питание подается по проводным кабелям.

Ведутся разработки устройств релейной защиты (РЗ), измерительные блоки которых предполагается устанавливать также на шинах РУ с автономным источником питания.



Рисунок 1 – Датчики регистрации аварийных событий на ВЛ в сети 10кВ

При эксплуатации такие TC подвергаются электромагнитным воздействиям, отличающимся от предусмотренных в [1] для испытаний на помехо-

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

устойчивость. На такие TC воздействуют магнитные поля промышленной частоты в нормальном и аварийном режимах на порядки превышающие испытательные воздействия по [1]. Особенно опасны для таких устройств импульсные высокочастотные электромагнитные поля, возникающие при переходных процессах в первичных цепях, а также при ударах молнии в ВЛ. Кроме того, при установке датчиков на проводах и шинах высокого напряжения, возможны помехи от коронных разрядов. С другой стороны, отсутствие сигнальных портов исключает воздействие кондуктивными помехами. Отсутствие доступа персонала к датчикам в процессе эксплуатации также исключает воздействие разрядами статического электричества.

Методика испытаний. Необходимость определения устойчивости к электромагнитным воздействиям таких TC в лабораторных условиях потребовала разработки новой методики проведения испытаний на помехоустойчивость, так как воспроизведение реальных условий эксплуатации невозможно даже в высоковольтных испытательных центрах. Методика включает в себя проверку работоспособности TC при воздействии: электрического поля промышленной частоты, возникающего в рабочем режиме; импульсного электрического поля, возникающего при грозовых перенапряжениях; импульсного электромагнитного поля, созданного высокочастотными составляющими тока короткого замыкания; импульсного электромагнитного поля, созданного током молнии.

Испытания на воздействие электрического поля промышленной частоты. Основой выбранной методики испытаний являлось обеспечение эквивалентности напряженности электрического поля в испытательной схеме напряженности поля в реальных условиях.

Для проведения испытаний использовалась испытательная установка переменного напряжения промышленной частоты (каскад трансформаторов) типа WP200/400. Объекты испытаний закреплялись на проводе (рис. 2, 3).



Рисунок 2 – Схема испытаний (переменное электрическое поле): АТ – регулировочный автотрансформатор; V – вольтметр; Т – каскад трансформаторов; R<sub>ОГР</sub> – токоограничивающее сопротивление; ОИ – объект испытаний (модуль); Пр – провод; И – изоляторы; kV – киловольтметр; Н – высота подвеса провода



Рисунок 3 - Объект испытаний

Для того, чтобы обеспечить уровни напряженности электрического поля, соответствующие реальным условиям эксплуатации датчиков, расчетным путем была определена напряженность электрического поля на проводах ВЛ различного напряжения и соответствующие эквивалентные значения испытательного напряжения (табл. 1).

Возникновение короны на проводе и объекте испытаний определялось визуально. Коронный разряд регистрировался с помощью цифровой фотокамеры.

ruominga r rpeoyemble sna tennis nenbratembroro nanpsixennis					
U <sub>НОМ(ЛИН.)</sub> , кВ <sub>ДЕЙСТВ.</sub>	220	330	500		
Е <sub>тах</sub> , кВ <sub>АМПЛ.</sub> /см	37,9	37,1	43,2		
Епров., кВдейств./см	26,8	26,2	30,5		
U <sub>ИСП.</sub> , кВ <sub>АМПЛ.</sub>	178	175	203		
U <sub>ИСП.</sub> , кВ <sub>ДЕЙСТВ.</sub>	126	123	144		

Таблица 1 – Требуемые значения испытательного напряжения

Испытания на воздействие импульсного электрического поля. Для проведения испытаний использовался генератор импульсных напряжений ГИН-1 МВ. На провод подавались полные (ПГИ) и срезанные (СГИ) грозовые импульсы напряжения отрицательной полярности. Для получения срезанных импульсов использовался шаровой разрядник МКА75. Схема испытаний приведена на рис. 4.

Измерения амплитудных значений испытательного напряжения проводились с помощью омического делителя напряжений SMR 10/1250 (время реакции менее 10 нс) и цифрового осциллографа.

Испытания на воздействие импульсного электромагнитного поля высокочастотной составляющей тока короткого замыкания. Для прове-

дения испытаний использовался комбинированный генератор импульсных напряжений и токов ГГ-10 (рис. 5). Объект испытаний был закреплен на трубчатом токопроводе и установлен в разрядную цепь генератора в вертикальном положении. Генератор работал в режиме короткого замыкания.

Измерения импульсного тока проводились с помощью коаксиального трубчатого шунта (рабочий диапазон частот 10 кГц-10 МГц, диапазон измеряемых токов 0,1-50 кА) и цифрового осциллографа.



Рисунок 4 – Схема испытаний (импульсное электрическое поле): ШР – шаровой разрядник; ДН – делитель напряжения; ЦО – цифровой осциллограф



Рисунок 5 – Схема комбинированного генератора: ЗУ – зарядное устройство; R3 – зарядное сопротивление; С – конденсаторная батарея (С=5,1 мкФ); Р – разрядник; L – катушка индуктивности; Rp – разрядное сопротивление; ОИ – объект испытаний; Rш – измерительный шунт; R1-R2 – омический делитель напряжения

Испытания на воздействие электромагнитного поля эквивалентного импульсного тока молнии. Для проведения испытаний использовался генератор тока молнии многокомпонентный ГТМ-4 [3]. Объект испытаний закреплялся на трубчатом токопроводе и устанавливался в разрядную цепь генератора в вертикальном положении. Измерения импульсного тока проводились с помощью коаксиального трубчатого шунта (рабочий диапазон частот 10 кГц-100 МГц, диапазон измеряемых токов 1-200 кА) и цифрового осциллографа.

Испытания магнитным полем промышленной частоты. Для проведения испытаний использовался нагрузочный трансформатор и коммутирующее устройство «Сатурн». Вторичная обмотка трансформатора подключалась к проводнику, на котором был расположен испытуемый объект. Испытания проводились при нагружении рабочим током (ступенчато до 1000 A) не менее 5 минут и током КЗ (до 10 кА) кратковременно не более 0,3 секунды.

Заключение. Устройства, которые устанавливаются на шинах высокого напряжения распределительных устройств и на проводах линий электропередач, должны испытываться на устойчивость к электромагнитным воздействия по специальной методике. Они эксплуатируются в электромагнитной обстановке более жесткой, чем другие TC, устанавливаемые на электрических станциях и подстанциях. Однако воспроизвести реальные условия эксплуатации в испытательных лабораториях не представляется возможным. Предлагаемый подход к испытаниям основан на создании воздействий, эквивалентных реальным в условиях испытательной лаборатории высокого напряжения.

Список литературы: 1. ГОСТ Р 51317.6.5. (МЭК 61000.6.5) Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к электромагнитным помехам технических средств, применяемых на электростанциях и подстанциях. Требования и методы испытаний. 2. Борисов *Р.К.* О повышении надежности работы распределительных электрических сетей в грозовой сезон // Вестник НТУ «ХПИ». – 2011. – № 49. 3. Кужекин И.П., Ларионов В.П., Прохоров Е.Н. Молния и молниезащита. – М.: Знак, 2003.

Поступила в редколлегию 15.04.2013.

#### УДК 537.8:621.316.98

Испытание на помехоустойчивость устройств, устанавливаемых на шинах подстанций и линиях электропередач / Р.К. Борисов, Д.А. Козлов // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 38-43. – Бібліогр.: З назв.

У статті розглянуті методи випробувань на стійкість до електромагнітних впливів пристроїв, які встановлюються на шинах високої напруги розподільних пристроїв і на проводах ліній електропередач.

Ключові слова: електромагнітні впливи, технічні засоби, методика випробувань.

The paper describes test methods of devices installed on high voltage switchgear bus-bars and overhead line wires for electromagnetic stability.

Keywords: electromagnetic effects, hardware, test method.

*О.С. ВОЛКОВ*, канд. техн. наук доцент, УкрДАЗТ, Харків; *М.В. БЕСПАЛОВА*, студент, УкрДАЗТ, Харків

## МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ДОВЖИНИ РЕГЕНЕРАЦІЙНОЇ ДІЛЯНКИ ЦИФРОВОЇ МЕРЕЖІ ОПЕРАТИВНО-ТЕХНОЛОГІЧНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Предложена методика расчета длины регенерационного участка оперативно технологической связи, который позволяет обеспечить эффективное функционирование оперативно технологической связи с использованием технологии xDSL.

Ключевые слова: регенерационный участок, защищенность, помехозащиенность, переходные угасания

Постановка проблеми та аналіз літератури. У теперішній час на мережі оперативно-технологічного зв'язку знаходиться в експлуатації велика кількість аналогового обладнання, яке морально і фізично застаріло та не відповідає сучасним техніко-експлуатаційним вимогам [3]. Тому встановлення сучасного цифрового обладнання на мережі оперативно-технологічного зв'язку є перспективним напрямком їх розвитку. Розпорядчі станції оперативно-технологічного зв'язку розміщуються, як правило, у відділенні залізниці, а диспетчерські ділянки можуть бути досить віддалені від станції, де знаходяться відділення залізниці. Доцільно в якості первинної мережі використовувати волоконно-оптичні лінії передачі, але на залізному транспорті та деяких ділянках використовуються кабелі з мідними жилами. Це являється наслідком відсутності можливості впровадження на всіх ділянках залізниці волоконно-оптичної лінії передачі. В той же час існує проблема підключення віддалених станцій оперативно-технологічного зв'язку за допомогою кабелів з мідними жилами. На практиці ефективним вирішенням цієї проблеми являється використання технології xDSL [6].

У літературі методику розрахунку довжини регенераційної ділянки xDSL оперативно-технологічного зв'язку на залізничному транспорті недостатньо розглянуто. Тому існує необхідність вдосконалення та створення нової методики розрахунку, шляхом узагальнення параметрів, які впливають на ефективне функціонування системи в умовах специфіки роботи залізничного транспорту.

**Мета статті.** Розробка методики розрахунку довжини регенераційної ділянки цифрової мережі оперативно-технологічного зв'язку.

Основна частина. Визначення довжини регенераційної ділянки необ-

© О. С. Волков, М. В. Беспалова, 2013

хідно, для знаходження необхідної кількості регенераторів на лінії. При цьому довжина регенераційної ділянки повинна бути найбільшою, це пов'язано з тим, що необхідно мінімізувати кількість регенераторів [2]. При паралельній роботі декількох ЦСП між ними виникають перехідні впливи, викликані перехідними згасаннями між парами даного кабелю, як це показано на рис. 1 [1]. Взаємні впливи між системами, які працюють на різних кабелях не ураховуються, тому що перехідні згасання між парами різних кабелів мають великі значення [3]. Розрізняють перехідні згасання на ближньому та дальньому кінцях, при чому ці згасання в багаточетвіркових кабелях різні для пар, які мають приналежність до однієї або різним четвіркам.

Внутричетвіркові перехідні згасання при інших рівних умовах значно нижче міжчетвірочних. У даній методиці було розглянуто багато парний кабель з внутричетвірковими впливами. Тому для визначення довжини регенераційної дільниці необхідно, враховувати усі перехідні впливи, які можуть виникати в кабелі [1].



Рисунок 1 – Модель виникнення перехідних згасань в кабелі

На даному рисунку  $a_{py}$  – згасання регенераційної ділянки,  $A_{Дi}$  – згасання на ближньому кінці.

Однією з важливіших характеристик якості передачі даних у системі залізничного транспорту оперативно-технологічного зв'язку є завадозахищеність. Існує два типи понять завадозахищенності – перехідне згасання, яке знаходиться відношенням потужності сигналу на початку ланцюга, що впливає, до потужності завади у будь-якій точці ланцюга, на яку здійснюється вплив; захищеність – відношення потужності сигналу у ланцюзі, що впливає, до потужності завади в ланцюгу, на яку здійснюється вплив у будь-якій точці, загальній для обох із ланцюгів [2].

Захищеність від перехідних впливів на ближньому кінці можна знайти за допомогою виразу (1).

$$A_{3II} = -10 \cdot \lg \left\{ \left( \frac{f_p}{f_l} \right)^{1.5} \cdot 10^{-0.1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_{2(a_{PY})} \cdot 10^{0.1 \cdot a_{PY}} \right\} \cdot \left( \frac{1}{(0, 23 \cdot a_{py})^2} \right), \quad (1)$$

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

де  $f_P$  – розрахункова частота, задаємо, для кабелю заданого типу, кГц;  $f_l$  – відома частота, для кабелю заданого типу, кГц;  $A_0(f_p) = A_0(f_1) - 15 \cdot \log(f_p / f_1)$ , перехідне згасання на ближньому кінці, на розрахунковій частоті, дБ;  $A_0(f_1)$  – відоме перехідне згасання на ближньому кінці, дБ;  $j_{2(apy)}$  – поправочний коефіцієнт, який залежить від згасання регенераційної ділянки;  $a_{py}$  – згасання регенераційної ділянки; дБ/км.

Знайдемо захищеність на дальньому кінці за допомогою наступного виразу:

$$A_{3\mathcal{A}} = -10 \cdot \lg \left\{ \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1.5} \cdot 10^{-0.1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_3 + 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^m \right\} \times \left(\frac{l_p}{l_l}\right) \cdot 10^{-0.1 \cdot A_{\mathcal{A}}(f_p, l_p)} \cdot j_4 \right\},$$

$$(2)$$

де  $j_3, j_4$  – постійні поправочні коефіцієнти для багато парних кабелів при внутричетвіркових впливах; m – постійний коефіцієнт, відображаючий особливості перехідних впливів для багатопарних кабелів при внутричетвіркових впливах;  $l_P$  – довжина регенераційної ділянки при відомому згасанні, км;  $l_l$  – будівельна довжина, для кабелю заданого типу, км.

На основі вище переліченого модель впливу для внутричетвіркового кабелю при організації оперативно-технологічного зв'язку представлено на рис. 2.



Рисунок 2 – Модель впливу для внутричетвіркового кабелю

На рис. 2 було прийнято наступні позначення ПВДК – перехідні впливи на дальньому кінці, ТРР – точка «рішення» регенератору, S<sub>KУс</sub> – підсилен-46 *ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)*  ня коректуючого підсилювача.

При впливі між четвірками число впливаючих пар має велике значення. Чим більше це число, тим ближче розподілення миттєвих значень завади, що характерно для власних завад.

Розрахуємо перехідне згасання на дальньому кінці, для розрахункової довжини регенераційної ділянки *l<sub>p</sub>* на розрахунковій частоті *f<sub>p</sub>*, дБ:

$$A_{\mathcal{A}}(f_p, l_p) = A_{\mathcal{A}}(f_l, l_l) - 10 \cdot \lg \left(\frac{l_p}{l_l}\right) - m \cdot 10 \cdot \lg \left(\frac{f_p}{f_l}\right) + \sigma(f_p) \cdot l_p, \qquad (3)$$

де  $A_{\partial}(f_l, l_l)$  – відома захищеність магістральної кабельної пари від перехідних впливів на дальньому кінці для відомої будівельної довжини  $l_l$  та на відомій частоті  $f_l$ , дБ;  $\sigma(f_P)$  – коефіцієнт згасання лінії зв'язку на розрахунковій частоті.

Допустима захищеність для багаторівневого коду 2B1Q визначається за допомогою наступної формули:

$$A_{3,2,0,11} = 10,65 + 11,42 \cdot \lg\{-\lg\{K_{0,112,2,0,11} \cdot l_p\}\} + 20 \cdot \lg\left(\frac{n-1}{2}\right),\tag{4}$$

де  $K_{out don}$  – допустимий коефіцієнт помилок на 1 км лінії зв'язку: сільських та міських мереж зв'язку; n – кількість рівнів лінійного сигналу.

Для багаторівневих лінійних кодів захищеність від власних шумів буде дорівнювати:

$$A_{3III} = -10 \cdot \lg \left\{ \left( \frac{4 \cdot K \cdot T \cdot D_{IIIV}(f_p) \cdot R_{\pi}}{A_c^2} \right) \cdot 10^{0.1 \cdot a_{PV}} \cdot j_1 \cdot \left( \frac{1}{(0, 23 \cdot a_{py})^2} \right) \right\}, \quad (5)$$

де  $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/Гц град – постійна Больцмана; T – температура лінії зв'язку за Кельвіном;  $D_{uy}(f_p) = D_{uy} = 10^{d_{uu}} = \text{const}$  – коефіцієнт шуму підсилювача-коретора перерахованого на вхід вирішую чого пристрою;  $d_{III}$  – шум фактор вхідного підсилювального елементу регенератору (2...7дБ);  $R_n$  – хвильовий опір лінії зв'язку, Ом;  $A_C$  – амплітуда імпульсу сигналу на вході вирішую чого пристрою, В;  $a_{py}$  – згасання регенераційної ділянки, дБ/км;  $j_1$  – поправочний коефіцієнт, який залежить від згасання регенераційної ділянки.

Довжина регенераційної ділянки залежить від захищеності корисного сигналу, від сумарної завади, яка діє на вході вирішую чого пристрою. Враховуючи розраховані до цього типи захищеності можна визначити очікувану захищеність за допомогою наступного виразу:

$$A_{O\mathcal{K}} = -10 \cdot \lg \left[ 10^{-0,1 \cdot A_{3\mathcal{U}}} + \sum_{i=1}^{N_1} 10^{-0,1 \cdot A_{i3\mathcal{E}}} + \sum_{i=1}^{N_2} 10^{-0,1 \cdot A_{3\mathcal{I}}} \right], \tag{6}$$

За допомогою приведених вище виразів маємо можливість знайти довжину регенераційної ділянки:

$$L = \frac{-10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_3 + 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^m \cdot \left(\frac{l_p}{l_l}\right) \cdot 10^{-0,1 \cdot A_{\mathcal{I}}(f_p,l_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot \left(\frac{f_p}{f_l}\right)^{1,5} \cdot 10^{-0,1 \cdot A_0(f_p)} \cdot j_4 \right\}}{\alpha(f_l)} + \frac{10 \cdot \lg \left\{ 2 \cdot$$

 $+\frac{G+10\cdot \lg N}{\alpha(f_I)}$ 

де G – захищеність «сигнал-завада», дБ; N – кількість ланцюгів в кабелі, ущільнених пристроями ЦСП;  $\alpha(f_l)$  – згасання тракту передачі.

На основі вище розглянутої методики запропоновано покроковий алгоритм дій.

Крок 1: Для необхідного типу кабелю задаємося розрахунковою  $f_P$  та відомою  $f_l$  частотами, на основі частот та типу кабелю знаходимо перехідне згасання на ближньому кінці  $A_0(f_P)$ .

Крок 2: В залежності від згасання регенераційної ділянки знаходимо поправочний коефіцієнт *j*<sub>2(*apv*).</sub>

Крок 3: Знаходимо захищеність від перехідних впливів на ближньому кінці  $A_{3n}$ .

Крок 4: Задаємо довжину регенераційної ділянки, при відомому згасанні, крім цих параметрів необхідно врахувати постійний коефіцієнт *m*, який відображає особливості перехідних впливів для багато парних кабелів при внутричетвіркових впливах.

Крок 5: На відомій частоті  $f_l$  знаходимо коефіцієнт згасання лінії зв'язку  $\sigma(f_3)$ , також в залежності від будівельної довжини, задаємося захищеністю кабельної пари від перехідних впливів на дальньому кінці  $A_{\partial}(f_l, l_l)$ .

Крок 6: Знаходимо перехідне згасання на дальньому кінці для розрахункової довжини регенераційної ділянки на розрахунковій частоті.

Крок 7: Обираємо необхідний багаторівневий код, наприклад 2B1Q, для визначення кількості рівнів лінійного кодування.

Крок 8: Визначаємо захищеність від власних шумів для багаторівневих лінійних кодів  $A_{3u}$ .

Крок 9: З урахуванням отриманих раніше видів захищеності  $A_{3\partial}$  та  $A_{\mathcal{A}}(f_P, l_P)$ , визначаємо довжину регенераційної ділянки оперативнотехнологічного зв'язку L.

В якості прикладу можна розглянути отриманні значення для перехідних згасань на ближньому  $A_{3d}$  та дальньому кінцях  $A_d(f_P, l_P)$  для розрахункової частоти кабелю типу МКСА та з використанням багаторівневого лінійного коду 2В1Q. Отримаємо, що  $A_d(f_P, l_P) = 35,34$  дБ,  $A_{3d} = 38,96$  дБ. Ці дані в подальшому використовуються для розрахунку довжини регенераційної ділянки, яка дорівнює L = 25,38 км.

Висновки. Запропонована методика розрахунку довжини регенераційної ділянки дозволяє врахувати різні параметри, які впливають на якість передачі інформації, до них відносяться: згасання на ближньому та дальньому кінцях, тип модуляції, згасання регенераційної ділянки, захищеність від перехідних впливів, тип використовуємого кабелю, захищеність для багаторівневого коду, а також захищеність від власних шумів.

Використання запропонованої методики розрахунку регенераційної ділянки дозволить значно покращити принципи побудови мережі оперативнотехнологічного зв'язку, що призведе до покращення техніко-економічних показників.

Список літератури: 1. Е.Б. Алексеев, В.Н. Гордиенко, В.В. Крухмалев и др. Проектирование и техническая эксплуатация цифровых телекоммуникационных систем и сетей : уч. пособ. для ВУЗов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 392 с. 2. Ю.А. Парфенов Кабели электросвязи. – М.: Эко-Трендз., 2003. – 256 с. 3. Ю.В. Юркин, А.К. Лебединский, В.А. Прокофьев, И.Д. Блиндер Оперативно-технологическая связь на железнодорожном транспорте. – М.: ГОУ «Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007. – 264 с. 4. В.Н. Гордиенко, М.С. Тверецкий Многоканальные телекоммуникационные системы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 232 с. 6. А.В. Росляков Сети доступа : уч. пособ. для ВУЗов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 232 с. 6. А.В. Росляков Сети доступа : уч. пособ. для ВУЗов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 96 с.

Надійшла до редколегії 15.04.2013

УДК 621.391

Методика розрахунку довжини регенераційної ділянки цифрової мережі оперативнотехнологічного зв'язку / О.С. Волков, М.В. Беспалова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 44-49. – Бібліогр.: 6 назв.

Запропоновано методику розрахунку довжини регенераційної ділянки оперативнотехнологічного зв'язку, яка дозволяє забезпечити ефективне функціонування оперативнотехнологічного зв'язку з використанням технології xDSL.

Ключові слова: регенераційна ділянка, регенератор, завадозахищеність, перехідні згасання.

Proposed a method for calculating the length of the regeneration area operational and technological communication, which allows providing the effective functioning of operational and technological communication in remote areas of the railway based on the use technology.

Keywords: regeneration area, regenerator, noise immunity, transient attenuation.

# Л.С. ЕВДОШЕНКО, ст. науч. сотр., НТУ «ХПИ»

## К РАСЧЕТУ МНОГОКАНАЛЬНОГО РЕЖИМА КОММУТАЦИИ ИСКРОВЫХ РАЗРЯДНИКОВ

Определена область применения уравнения для расчета количества параллельных разрядных каналов при многоканальном режиме коммутации искровых разрядников. Показано, что уравнение применимо только для воздушных разрядников. Доказано, что на увеличение количества каналов наибольшее влияние оказывают уменьшение сопротивления разрядного контура и относительного разброса напряжения образования отдельных каналов. Даны рекомендации относительно осуществления многоканального режима коммутации воздушных разрядников.

Ключевые слова: воздушный искровой разрядник, многоканальный разряд.

Введение. При разряде мощных емкостных накопителей энергии на нагрузку с помощью искровых разрядников часто используется многоканальный режим коммутации. Это позволяет увеличить амплитуду и скорость нарастания импульсов тока в нагрузке, снизить индуктивность разрядного контура и уменьшить эрозионный износ электродов разрядника. Определение количества параллельных разрядных важно как на стадии проектирования разрядника, так и в процессе его эксплуатации. Такая информация весьма полезна для определения фронта и амплитуды выходных импульсов генератора.

Анализ последних исследований и литературы. Получение неуправляемого многоканального разряда возможно лишь при скоростях нарастания напряжения U на основном разрядном промежутке  $dU/dt \ge 10^{13}$  B/c [1]. Практическая реализация таких скоростей роста напряжения вызывает определенные технические сложности, особенно при субмегавольтних уровнях напряжения срабатывания разрядников. Поэтому на практике, как правило, используется управляемый многоканальный разряд. В этом случае напряжение между основными электродами разрядника прикладывается сравнительно медленно (по меньшей мере, порядка 10 мкс и более), а запуск разрядника осуществляется подачей управляющего импульса с коротким фронтом (несколько наносекунд и более) на управляющий электрод. Исследованию особенностей формирования такого разряда посвящены многие экспериментальные работы: [2-6] – в рельсовых газонаполненных разрядниках, [7, 8] – в тригатронах, [9] – в разрядниках с искажением поля. Однако, полученные в этих экспериментах результаты не позволяют заранее, например, в ходе проектирования разрядника иметь надежную достоверную информацию о возможности формирования многоканального разряда.

© Л.С. Евдошенко, 2013

В [10] приведена исходная система уравнений для получения соотношения, в которое кроме неизвестного числа параллельных разрядных каналов Nвходят известные параметры, определяющие условия разряда. Авторы [10] предлагают использовать это соотношение для определения N. Можно предположить, что это сводится к подбору N с тем, чтобы уравнять обе части соотношения, стоящие по разные стороны от знака равенства. Учитывая то, что в соотношении N имеет дробные степенные показатели, на практике такая методика определения N из указанного соотношения неудобна.

В работе [11] из этого соотношения получено уравнение непосредственно относительно N. Это позволяет в явном виде вычислить количество параллельных каналов N по заданным параметрам разряда, рабочего промежутка разрядника и воздействующего напряжения. Однако в этой работе не определены условия при которых правомерно применение уравнения, что ставит под сомнение результаты проведенных по нему расчетов. Кроме того, представляется интересным определить значимость влияния параметров, входящих в это уравнение, на увеличение N.

Целью работы является определение области возможного применения уравнения для расчета количества параллельных разрядных каналов и установление параметров, оказывающих наибольшее влияние на рост числа формируемых параллельных каналов.

Материалы исследований. Исследуемое уравнение имеет вид

$$N = \left[ p \left( \sqrt[3]{g/2} - \sqrt{D} + \sqrt[3]{g/2} + \sqrt{D} \right) - g \right]^{-1},$$
(1)

где  $p = \frac{88d^{\frac{1}{3}}Z^{-\frac{1}{3}}E^{-\frac{4}{3}}(\rho/\rho_0)^{\frac{1}{2}}}{lZ^{-1} + 0.8l(cf)^{-1}};$   $g = -\frac{2\delta U/U'}{fLZ^{-1} + 0.8lc^{-1}};$  $D = (p/3)^3 + (g/2)^2.$ (2)

В соотношениях (2): L – индуктивность канала разряда, нГн; Z – сопротивление разрядного контура, Ом; d – длина разрядного промежутка, см; E – напряженность электрического поля вдоль канала разряда вблизи его в единицах 1 кВ/мм);  $\rho/\rho_0$  – отношение плотности газа, в котором происходит разряд, к его плотности при нормальных температуре и давлении; f = 0,1 в первом случае, когда  $i_{\min} = 0,45i_{\max}$ , или f = 0,15 во втором случае, когда напряжение на каналах спадает примерно в 2,72 раза по сравнению с первоначальным),  $i_{\max}$  – максимальная амплитуда тока в канале, сработавшем первым,  $i_{\min}$  – минимальный ток, который еще можно считать током в канале

разряда; U – среднее напряжение срабатывания, кВ;  $\delta(U)$  – относительный разброс напряжения пробоя различных каналов, выраженный в долях от U; dU/dt = U' – скорость нарастания напряжения на поджигающем промежутке, кВ/нс; l – длина электродов, см; c – скорость света в диэлектрике, в котором осуществляется коммутация, м/нс.

Результаты исследований по определению области применимости формулы для расчета числа параллельных каналов. Для условий экспериментов с разрядниками, описанными в [2-9], по (1)–(2) было рассчитано число параллельных каналов при f = 0,1 и  $\delta(U) = 0,01$ . Условия проведения экспериментов и данные расчета числа параллельных каналов приведены в таблице.

Соотношения (1)–(2) не позволяют учесть состав газовой смеси, заполняющей разрядную камеру разрядника. Однако, как видно из таблицы, для воздушных разрядников под давлением (см. строки 1-3, 14) расхождение расчетных и экспериментальных величин составляет  $\leq 30$  %. Неплохое совпадение расчета и эксперимента получено для смеси  $6\%SF_6+49\%N_2+30\%Kr+15\%Ar$ . Наибольшее расхождение расчетных и экспериментальных величин получено для элегаза – в несколько раз.

Таким образом, результаты расчетов по полученным соотношениям (1)– (2) хорошо согласуются с экспериментальными данными, полученными в известных исследованиях, только для разрядников, заполненных воздухом.

Расхождение расчетных и экспериментальных значений числа параллельных каналов, вероятно, объясняется отличием значений времен коммутации, вычисляемых по исходным уравнениям [10], от экспериментальных. Как отмечается в [10], такое отличие может составлять 2-3 раза.

Анализ результатов расчетов для числа параллельных каналов на примере трехэлектродного разрядника с искажением поля. Согласно соотношениям (1)–(2) при существующей конструкции разрядника (при неизменной длине разрядного промежутка *d*) на число каналов влияют следующие параметры: сопротивление разрядного контура *Z*, отношение плотности газа к его плотности при нормальных температуре и давлении  $\rho/\rho_0$ , среднее напряжение срабатывания *U* и определяемая им пробивная напряженность электрического поля *E*, скорость нарастания напряжения на поджигающем промежутке dU/dt=U'и относительный разброс напряжения  $\delta(U)$  пробоя различных каналов.

На примере описанного в [11] трехэлектродного разрядника с искажением поля расчетным путем выясним влияние перечисленных параметров на число каналов в предположении, что время коммутации остается неизменным, поскольку при этом условии был проведен вывод формул (1)–(2).

Графики на рис. 1 иллюстрируют рост числа каналов с уменьшением сопротивления разрядного контура. Отметим, что при прочих равных усло-

виях число каналов возрастает с увеличением скорости нарастания амплитуды управляющего импульса. Особенно резкое возрастание числа каналов наблюдается при Z<0,5 Ом, что подтверждается другими исследователями [2].

	d	7	Ε,		1	<b>I</b> I	11/	Состав			Ис-
	u,	$\Delta_{\rm M}$	кВ/м	P/P0	<i>i</i> ,	<i>U</i> , кВ	$V_{\rm R}$	газовой	<i>N</i> эксп	$N_{\rm pacy}$	точ-
	CM	Ом	М		IVI	КD	KD/HC	смеси			ник
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	0,65	1	5,58	3	0,125	36,3	1	воздух	4	3,97	[2]
2	0,65	1	7,22	5	0,125	46,6	1	воздух	2	2,16	_//_
3	0,65	1	9,13	8	0,125	59,4	1	воздух	1	1,31	_//_
4	0,65	1	6,61	5	0,125	43	1,5	20%N <sub>2</sub> +Ar	4	6,96	_//_
5	0,65	1	6,61	5	0,125	43	1,5	20%N <sub>2</sub> +Kr	2	6,96	_//_
6	0,65	1	10,75	5	0,125	69,9	3	N <sub>2</sub> ,Ar,Kr,SF <sub>6</sub>	2÷7	8,57	_//_
7	0,65	1	13,38	7,5	0,125	87	3	N <sub>2</sub> ,Ar,Kr,SF <sub>6</sub>	2÷9	5,02	_//_
8	0,7	1,2	18,57	8	0,022	130	3,85	40%SF <sub>6</sub> +	4÷6	3,44	[7]
								60%N <sub>2</sub>			
9	0,7	1,2	21,4	10	0,022	150	4	40%SF <sub>6</sub> +	4÷6	2,69	_//_
								60%N <sub>2</sub>			
10	0,65	1	8,6	5	0,44	55,9	1,3	6%SF <sub>6</sub> +	6÷12	5,71	[3]
								$49\%N_2$ +			
								30%Kr+			
								15%Ar			
11	0,65	1	10,6	7,5	0,44	69	2,5	6%SF <sub>6</sub> +	6÷12	11,6	_//_
								$49\%N_2$ +			
								30%Kr+			
								15%Ar			
12	1	2	58,8	10	0,094	588	12	$SF_6$	6	1,18	[4]
13	5,5	35	16,36	6	0,05	900	28	8%SF <sub>6</sub> +	2÷3	1,38	[5]
								92%N <sub>2</sub>			
14	2	50	7	4	0,23	140	4	воздух	3	2,94	[6]
15	1,2	2,4	33,3	10	0,0628	360	1,75	SF <sub>6</sub>	4	0,56	[8]

Условия проведения экспериментов с известными ИР и данные расчета числа параллельных каналов в них по (1) – (2)

Согласно графикам на рис. 2, 3 с ростом скорости нарастания амплитуды управляющего напряжения наблюдается и рост числа каналов, особенно резкий рост происходит при  $U' > (1,7 \div 1,8)$  кВ/нс. При этом большее число каналов наблюдается при меньшем сопротивлении разрядного контура.

Графики на рис. 4, 5 иллюстрируют рост числа каналов с уменьшением величины относительного разброса  $\delta(U)$  напряжения срабатывания каналов.

Причем очень резкий рост числа каналов наблюдается при  $\delta(U) < 0,01$ , что достигается в разрядных промежутках с очень высокой степенью неоднородности поля.



Рисунок 1 – Зависимость числа параллельных каналов N от сопротивления разрядного контура Z для различных значений скорости нарастания амплитуды управляющего импульса (E=3,354 кВ/мм)



Рисунок 2 – Зависимость числа параллельных каналов N от скорости нарастания амплитуды управляющего импульса U'для различных сопротивлений разрядного контура Z (E = 3,354 кВ/мм)

В [10] указывается, что одним из путей увеличения числа каналов N в разряднике является увеличение L – индуктивности разрядного канала. Расчеты по (1)–(2) показывают следующее. Приняв для разрядника [11] Z = 0,142 Ом;  $\rho/\rho_0 = 1; f = 0,1; l = 0,28$  м; U' = 1 кВ/нс; c = 0,3 м/нс;  $\delta(U) = 0,05$  при неизменной пробивной напряженности поля E = 2,6 кВ/мм и изменяя  $L = (5\div20)$  нГн и соответственно  $d = (0,5\div2)$  см;  $U = (13\div52)$  кВ, были вычис-

лены значения N по (1)–(2). Результаты расчетов иллюстрируются графиком (рис. 6). Видно, что увеличение межэлектродного расстояния d или соответственно L в 4 раза приводит не к увеличению, а, наоборот, к уменьшению числа каналов более, чем в 2 раза.



Рисунок 3 – Зависимость числа параллельных каналов N от скорости нарастания амплитуды управляющего импульса U'для различных значений пробивной напряженности E (Z = 0,2 Ом)



Рисунок 4 – Зависимость числа параллельных каналов N от величины относительного разброса  $\delta(U)$  напряжения срабатывания каналов для различных значений пробивной напряженности E (U = 1, 12 кВ/нс)

Анализируя графики на рис. 1-6, можно сделать следующее заключение. В технологических электроустановках, когда рабочей средой искровых разрядников служит воздух при атмосферном давлении (что удешевляет установку), обеспечить многоканальный режим коммутации можно при выпол-

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

нении следующих условий.

1. Малая величина сопротивления разрядного контура *Z* – уменьшение индуктивности основного разрядного контура и увеличение емкости накопителя. При этом *Z* не должно превышать нескольких Ом.

2. Использование управляющих импульсов с наносекундными и субнаносекундными фронтами, при этом должно выполняться условие  $U^{'} > (2 \div 3) \cdot 10^{12}$  B/c.

3. Высокая степень неоднородности электрического поля в разрядном промежутке в момент прихода управляющего импульса, чтобы уменьшить величину разброса напряжения срабатывания для каналов  $\delta(U)$ . Для этого острые кромки управляющего электрода должны выполняться с радиусами скругления 0,1÷0,2 мм.



Рисунок 5 – Зависимость числа параллельных каналов N от величины относительного разброса  $\delta(U)$  напряжения срабатывания каналов для различных значений скорости нарастания амплитуды управляющего импульса U'(E=3,354 kB/mm)



промежутка d

### Выводы

1. Путем анализа известных экспериментальных данных установлена область применимости уравнения для расчета числа параллельных разрядных каналов разрядника при многоканальном режиме коммутации. Область применимости ограничена разрядниками, изоляцией разрядного промежутка которых служит воздух.

2. На примере 3-х-электродного разрядника с искажением поля с помощью полученных соотношений для расчета числа параллельных каналов показано:

- подтверждение рекомендаций [10] для увеличения числа каналов необходимо уменьшать сопротивление разрядного контура и относительный разброс напряжения срабатывания отдельных каналов;
- в отличие от [10] с увеличением индуктивности разрядного канала число параллельных каналов уменьшается.

3. Даны рекомендации для обеспечения многоканального режима коммутации воздушных разрядников атмосферного давления для технологических электроустановок.

Список литературы: 1. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника / Г.А. Месяц. – М.: Наука, 2004. – 704 с. 2. Капишников Н.К. Высоковольтный рельсовый разрядник тригатронного типа / Н.К. Капишников // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – № 2. – С. 127-133. 3. Капишников Н.К. Рельсовый тригатронный разрядник с лезвийным управляющим электродом / Н.К. Капишников, И.А. Кузнецов // Приборы и техника эксперимента. – 1989. – № 4. – С. 127-131. 4. Афанасьев Б.А. / Многоканальный кольцевой управляемый разрядник на 500 кВ / Б.А. Афанасьев, А.И. Герасимов, Г.Д. Кулешов и др. // Приборы и техника эксперимента. – 1976. - № 3. - С. 136-137. 5. Ельчанинов А.С. Многоискровая работа мегавольтного тригатрона / А.С. Ельчанинов, В.Г. Емельянов, Б.М. Ковальчук, Г.А. Месяц, Ю.Ф. Поталицин // Приборы и техника эксперимента. – 1974. – № 2. – С. 103-105. 6. Колесник В.Т. Высоковольтный газовый рельсовый разрядник на 150 кВ / В.Т. Колесник, А.Ю. Кропотов, С.Н. Курочкин и др. // Приборы и техника эксперимента. – 1986. – № 1. – С. 108-111. 7. Босамыкин В.С. Надежный точно синхронизируемый разрядник на 100 кВ / В.С. Босамыкин, А.И. Герасимов, Д.И. Зенков и др. // Приборы и техника эксперимента. – 1987. – № 2. – С. 94-97. 8. Бойко Н.И. Тригатроны на 400 кВ для мощных низкоиндуктивных генераторов импульсов / Н.И. Бойко, Л.С. Евдошенко, В.М. Иванов и др. // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 1. – С. 78-86. 9. Герасимов А.И. Многоканальные разрядники с ламельными управляющими электродами, их развитие и применение / А.И. Герасимов // Приборы и техника эксперимента. – 2004. – № 1. – С. 5-38. 10. Ковальчук Б.М. Сильноточные наносекундные коммутаторы / Б.М. Ковальчук, В.В. Кремнев, Ю.Ф. Поталицын. -Новосибирск: Наука, 1979. – 176 с. 11. Евдошенко Л.С. Расчет многоканального режима коммутации искровых разрядников и сравнение его результатов с экспериментом / Л.С. Евдошенко // Електротехніка і електромеханіка. - Х.: НТУ «ХПІ», 2010. - № 3. - С. 46-49.

Поступила в редколлегию 22.04.2013.

#### УДК 621.387

К расчету многоканального режима коммутации искровых разрядников / Л.С. Евдошенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 50-58. – Бібліогр.: 11 назв.

Визначена область застосування рівняння для розрахунку кількості паралельних розрядних каналів при багатоканальному режимі комутації іскрових розрядників. Показано, що область застосування обмежена повітряними розрядниками. Доведено, що на збільшення кількості каналів найбільший вплив мають зменшення опору розрядного кола і відносного розкиду напруги утворення окремих каналів. Надані рекомендації щодо здійснення багатоканального режиму комутації повітряних розрядників.

Ключові слова: повітряний іскровий розрядник, багатоканальний розряд.

The field of application of the equation for calculation of the number of parallel discharging channels under multichannel switching mode of spark dischargers was determined. It was shown that the equation is applicable only for air dischargers. It was proved that a decrease of the resistance of discharging circuit and the relative spread in the voltage of formation of individual channels has the most influence on increase of the number of the channels. The recommendations on realization of the multichannel switching mode of air dischargers have been given.

Keywords: air spark discharger, multichannel discharger.

УДК 621.316.9

# *С. В. КИПРИЧ*, науч. сотр., НТУ «ХПИ»; *Д. Г. КОЛИУШКО*, канд. техн. наук, ст. науч. сотр, НТУ «ХПИ»

# РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЗОНЫ ЗАЩИТЫ ДВОЙНОГО НАКЛОННОГО НЕПАРАЛЛЕЛЬНОГО ТРОСОВОГО МОЛНИЕОТВОДА МЕТОДОМ КОНЦЕВЫХ ТОЧЕК

В статье представлен расчет зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода с помощью метода концевых точек.

Ключевые слова: тросовый молниеотвод, математическое описание, зона защиты, метод концевых точек.

**Постановка проблемы.** Внедрение передовых технологий привело к повсеместной компьютеризации, как на производстве, так и в быту, причем не только для сложных систем, но и для простых технологических процессов. Поэтому актуальность вопроса молниезащиты усиливается, т. к. микропроцессорная техника особенно чувствительна как к прямым ударам молнии, так и к ее вторичным проявлениям. Требования к устройству молниезащиты с 2009 года ужесточились, что повлекло удорожание ее устройства. Для более эффективного использования средств молниезащиты (стержневых и тросовых молниеотводов) следует наиболее полно учитывать все комбинации зон защиты, для чего необходимо создать их математическое описание. В нормативном документе, регламентирующем устройство молниезащиты в Украине – ДСТУ Б В.2.5-38:2008 [1], приведено описание зон защиты простейших сочетаний молниеотводов (двойного стержневого и двойного тросового, а

© С. В. Киприч, Д. Г. Колиушко, 2013

также замкнутого тросового молниеотводов), однако на практике встречается ряд других типов молниеотводов и их комбинаций, учет которых увеличит объем защищенной области.

Анализ публикаций. В указанном выше нормативном документе [1] отсутствует описание зоны защиты двойного тросового молниеотвода с различными высотами подвеса тросов на опорах и непараллельным расположением тросов (далее – двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода (ЛННПТМО)). Вместе с тем, данный тип молниеотводов широко распространен на электроэнергообъектах различных классов напряжения. Для анализа молниезащищенности подобных объектов в [1] рекомендуется использовать программное обеспечение, позволяющее вычислять зоны защиты при произвольном расположении практически любого числа молниеотводов разных типов. Для этого необходимо разработать описание недостающих типов молниеотводов аналогично [2] и [3]. Так как поверхность зоны защиты ДННПТМО имеет сложный рельеф, то для создания ее математической модели целесообразно применить метод концевых точек [4]. Сущность метода состоит в определении координат концевых точек фигур и радиусов дуг окружностей, составляющих замкнутые линии границ зоны защиты на заданных высотах анализа.

Целью настоящей работы является расчет параметров зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода методом концевых точек.

Материалы и результаты исследований. Зона защиты ДННПТМО состоит из торцевых и внутренней областей. При построении торцевых областей зоны защиты ДННПТМО будем использовать соотношения, приведенные в [1] для одиночного и двойного тросового молниеотвода. Внутренняя область зоны защиты (между опорами ДННПТМО) представляет собой две пересекающиеся двускатные поверхности, которые соединяют между собой торцевые области. Пример построения зоны защиты ДННПТМО приведен на рис. 1.

Размеры торцевых областей зоны защиты у первой и второй пар опор  $(h_{01}, R_{01} \text{ и } h_{02}, R_{02})$  определяются по табл. 1, как для одиночных тросовых молниеотводов [1].

Параметры  $h_{C1}$  и  $h_{C2}$  в зависимости от надежности защиты, высоты пар опор молниеотводов и граничных расстояний между ними (см. табл. 2) определяются по (1) и (2).

При выполнении условия  $L_i \leq L_{Ci}$  величина  $h_{Ci}$  определяется по (1), а при  $L_{Ci} < L_i \leq L_{maxi}$  величина  $h_{Ci}$  определяется по (2), где *i* – номер пары опор молниеотвода (1 или 2).

$$\mathbf{h}_{\mathrm{C}i} = \mathbf{h}_{0i} \; ; \tag{1}$$

59



Рисунок 1 – Зона защиты наклонного непараллельного тросового молниеотвода и ее границы на пяти высотах анализа (HA1, HA2, HA3, HA4 и уровне грунта) при  $h_{1on} < h_{2on}$ :

 $h_{1on}$  – высота подвеса тросов на меньшей (первой) паре опор;  $h_{2on}$  – высота подвеса тросов на большей (второй) паре опор;  $h_1$  и  $h_2$  – высоты подвеса тросов с учетом провеса на первой и второй парах опор соответственно;  $L_1$  – расстояние между опорами первой пары тросов;  $L_2$  – расстояние между опорами второй пары тросов;  $L_2$  – расстояние между опорами второй пары тросов;  $L_2$  – расстояние между опорами второй пары тросов; D' и D'' – расстояния между первой и второй опорой тросов (в рассмотренном случае D' = D''); D – проекция длин тросов на горизонтальную ось;  $h_{01}$ ,  $R_{01}$  и  $h_{02}$ ,  $R_{02}$  – размеры торцевых областей зоны защиты у первой и второй пар опор соответственно;  $h_{C1}$  и  $h_{C2}$  – минимальные высоты зоны защиты посередине между первой и второй парами опор соответственно;  $R_{H1}$  и  $R_{H2}$  – радиусы конусов торцевых областей на соответствующих высотах анализа;  $R_{CH1}$  и  $R_{CH2}$  – ширина горизонтального сечения в центре между первой и второй парами опор соответственно на соответствующих высотах анализа; 1-15, 1'-2', 6'-7'', 11'-13', 1''-2'', 6''-7''' – характерные концевые точки на различных высотах анализа

Належ			
ность	Высота		
защи-	молниеотвода	Высота конуса h <sub>0</sub> , м	Радиус конуса R <sub>0</sub> , м
ты, Рз	h, 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	$[0,95-7,14\cdot10^{-4}(h-30)]h$
	от 100 до 150	0,8h	$[0,9-1.10^{-3}(h-100)]h$
0,999	от 0 до 30	0,75h	0,7h
	от 30 до 100	$[0,75-4,28\cdot10^{-4}(h-30)]h$	$[0,7-1,43\cdot10^{-3}(h-30)]h$
	от 100 до 150	$[0,72 - 1.10^{-3}(h - 100)]h$	$[0,6-1.10^{-3}(h-100)]h$

Таблица 1 – Параметры торцевых областей зоны защиты тросового молниеотвода

Таблица 2 – Расчет граничных расстояний зоны защиты двойного тросового молниеотвода

Надеж- ность защи- ты, Рз	Высота молниеотво- да h, м	L <sub>С</sub> , м	L <sub>max</sub> , м
0,9	от 0 до 150	3,0h	6,0h
0,99	от 0 до 30	2,5h	5,0h
	от 30 до 100	$[2,5-7,14\cdot10^{-3}(h-30)]h$	5,0h
	от 100 до 150	$[2,0-5\cdot10^{-3}(h-100)]h$	$[5,0-5\cdot10^{-3}(h-100)]h$
0,999	от 0 до 30	2,25h	4,75h
	от 30 до 100	$[2,25-3,57\cdot10^{-3}(h-30)]h$	$[4,75-3,57\cdot10^{-3}(h-30)]h$
	от 100 до 150	$[2,0-5\cdot10^{-3}(h-100)]h$	$[4,5-5\cdot10^{-3}(h-100)]h$

$$h_{Ci} = h_{0i} \frac{L_{maxi} - L}{L_{maxi} - L_{Ci}}.$$
 (2)

В зависимости от соотношений между параметрами зоны защиты ДННПТМО изменяется и ее форма. Характерные формы зон защиты на различных высотах анализа (НА) для ДННПТМО при определенных соотношениях параметров приведены в табл. 3.

Для построения границ зоны защиты ДННПТМО на различных высотах анализа необходимо определить координаты концевых точек фигур, составляющих зону защиты и радиусы конусов торцевых областей. При анализе зоны защиты ДННПТМО (вариант 1) были выведены формулы для определения координат концевых точек (см. рис. 1) на характерных высотах анализа, которые приведены в табл. 4.

Вариант зоны	Усповие изменения	
зашиты	формы зоны заши-	Форма (эскиз) зоны защиты ДННПТМО
ДННПТМО	ты ДННПТМО	на различных высотах анализа
1	$h_{C2} \ge h_{01} > h_{C1}$	
2	h <sub>C2</sub> < h <sub>C1</sub>	
3	$h_{C1} < h_{C2} < h_{01}$	

Таблица 3 – Формы зоны защиты ДННПТМО на различных высотах анализа

№ точки	Координата Х	Координата Ү
1, 1', 1"	$-R_{H1} \cdot \left[\frac{2D \cdot (R_{H2} - R_{H1}) + A \cdot (L_2 - L_1)}{2{D'}^2}\right]$	$\frac{L_1}{2} + \sqrt{R_{H1}^2 - x^2}$
2, 2', 2"	$D - R_{H2} \cdot \left[ \frac{2D \cdot (R_{H2} - R_{H1}) + A \cdot (L_2 - L_1)}{2D'^2} \right]$	$\frac{L_2}{2} + \sqrt{R_{H2}^2 - (D - x)^2}$
3	$D + R_{02}$	L <sub>2/2</sub>
4	$-R_{01}$	$\frac{L_1/2}{2}$
5	- C	$\frac{L_{1/2}}{\sqrt{R_{H1}^2 - C^2}}$
6, 6', 6"	D + B	$\frac{L_2}{2} - \sqrt{R_{H2}^2 - B^2}$
7, 7', 7"	D+R <sub>CH2</sub>	0
8	- R <sub>CH1</sub>	0
9	$-\sqrt{R_{H1}^2 - (\frac{L_1}{2} - y)^2}$	$\frac{L_{1/2}}{L_{1}} - \frac{2R_{H1}^{2}(h_{01} - h_{C1})}{L_{1}(h_{01} - HA)}$
10	0	$\frac{L_1(HA - h_{C1})}{2(h_{01} - h_{C1})}$
11, 11'	$\frac{\mathrm{D}(\mathrm{HA}-\mathrm{h}_{\mathrm{C1}})}{\mathrm{h}_{\mathrm{C2}}-\mathrm{h}_{\mathrm{C1}}}$	0
12, 12'	$D - \frac{D(h_{02} - HA)}{h_{02} - h_{01}}$	$L_2/2 - \frac{(L_2 - L_1)(h_{02} - HA)}{2(h_{02} - h_{01})}$
13, 13'	$D - R_{H2} \cdot \frac{2DR_{H2}(h_{02} - h_{01}) + (L_2 - L_1) \times}{\sqrt{D'^2(h_{02} - HA)^2 - R_{H2}^2(h_{02} - h_{01})^2}} \dots$ $\dots \frac{\sqrt{D'^2(h_{02} - HA)^2 - R_{H2}^2(h_{02} - h_{01})^2}}{2D'^2(h_{02} - HA)}$	$\frac{L_2}{2} + \sqrt{R_{H2}^2 - (D - x)^2}$
14	$D + R_{H2} \sqrt{1 - \frac{4R_{H2}^2(h_{02} - h_{C2})^2}{L_2^2(h_{02} - HA)^2}}$	$\frac{L_2}{2} - \sqrt{R_{H2}^2 - (x - D)^2}$
15	D	$\frac{L_2}{2} - \frac{L_2(h_{02} - HA)}{2(h_{02} - h_{C2})}$

Таблица 4 – Определение координат концевых точек

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

В табл. 4 принято:

$$R_{H1} = \frac{R_{01}}{h_{01}} (h_{01} - HA); \qquad (3)$$

$$R_{H2} = \frac{R_{02}}{h_{02}} (h_{02} - HA); \qquad (4)$$

$$R_{\rm CH} = R_0 \frac{h_{\rm C} - \rm HA}{h_{\rm C}};$$
(5)

$$D' = \sqrt{D^2 + \left(\frac{L_2 - L_1}{2}\right)^2} ;$$
 (6)

$$A = \sqrt{D'^2 - (R_{H2} - R_{H1})^2}; \qquad (7)$$

$$B = \frac{R_{H2}L_2\sqrt{L_2^2 + 4R_{CH2}^2 - 4R_{H2}^2 + 4R_{H2}^2R_{CH2}}}{L_2^2 + 4R_{CH2}^2};$$
(8)

$$C = \frac{R_{H1}L_1\sqrt{L_1^2 + 4R_{CH1}^2 - 4R_{H1}^2} + 4R_{H1}^2R_{CH1}}{L_1^2 + 4R_{CH1}^2}.$$
 (9)

Формулы для определения координат концевых точек для других вариантов зон защиты (вариант 2 и 3) выводятся аналогичным способом.

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. 2 показано рабочее окно разработанной программы для определения параметров зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода (для надежности защиты  $P_3 = 0.99$ , при высотах подвеса тросов с учетом провиса на первой паре опор  $h_1 = 40$  м, на второй паре опор  $h_2 = 120$  м, расстоянием между первыми и вторыми парами опор в горизонтальной проекции D = 200 м, расстоянием между опорами первой пары  $L_1 = 120$  м и расстоянием между опорами второй пары  $L_2 = 300$  м), а также графического отображения габаритов зоны защиты и ее границ на заданных высотах анализа НА (0, 22, 30, 60 и 80 м).

В ячейках С1 – С6 вводятся исходные данные, правильность задания которых проверяется блоком контроля.

В ячейки C8 – C17 программа выдает габаритные размеры зоны защиты ДННПТМО. В ячейке D4 вычисляется приведенная длина заданных тросов (без провиса).

В ячейках F1 – J1 задаются желаемые высоты для построения границ зоны защиты.

В ячейках F2-8, G2-8, H2-8, I2-8, J2-8 отображаются значения радиусов дуг окружностей и других характеристических размеров границ зоны защиты



Рисунок 2 – Интерфейс программы расчета параметров зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода и построения границ зоны защиты ДННПТМО на заданных высотах анализа

для соответствующих анализируемых высот. В ячейках G22-25 – H22-25, G29-34 – H29-34, G38-44 – H38-44, G48-52 – H48-52, G56-59 – H56-59 выдаются значения координат концевых точек границ зоны защиты на соответствующих высотах анализа НА. По этим данным автоматически строится два рисунка: сечение по продольной оси зоны защиты ДННПТМО с заданными параметрами и границы зоны защиты ДННПТМО на заданных высотах – высотах анализа.



Рисунок 3 – Проверка условий вырождения ДННПТМО в другие виды

	A	В	С	D
1	Надежность защиты	P3	0,9	
2	Высота 1 опоры тросового молниеотвода	h <sub>1</sub>	45	
3	Высота 2 опоры тросового молниеотвода	h <sub>2</sub>	120	<b>D</b> '
4	Расстояние между 1 и 2 опорой (в гориз проекции)	D	100	107,70
5	Расстояние между первыми опорами	L <sub>1</sub>	120	
6	Расстояние между вторыми опорами	L <sub>2</sub>	200	
7				
8	Радиус от первой опоры на уровне грунта	R <sub>01</sub>	67,50	
9	Радиус от второй опоры на уровне грунта	R <sub>02</sub>	180,00	
10	Высота конуса 1	h <sub>01</sub>	39,15	
11	Высота конуса 2 (МАХ высота зоны защиты)	h <sub>02</sub>	104,40	
12	Высота провисания между меньшими опорами	h <sub>C1</sub>	39,15	
13	Высота провисания между бОльшими опорами	h <sub>C2</sub>	104,40	
14	Минимальное предельное расстояние (1 опора)	L <sub>C1</sub>	135,00	
15	Минимальное предельное расстояние (2 опора)	L <sub>C2</sub>	360,00	
16	Максимальное предельное расстояние (1 опора)	L <sub>max1</sub>	270,00	
17	Максимальное предельное расстояние (2 опора)	L <sub>max2</sub>	720,00	
18		D	ACHE	
19	Двойной стержневой МО высотой h2оп	<u> </u>	ACYE	1

Рисунок 4 – Результаты работы программы при вырождении ДННПТМО в двойной стержневой молниеотвод

ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

Ячейка A19 является информационной, в которой могут появляться сообщения о некорректном задании исходных данных либо вывод о вырождении зоны защиты ДННПТМО заданных параметров в зону защиты другого вида.

При определенном сочетании исходных данных зона защиты ДННПТМО может вырождаться либо в совокупность зон защиты наклонного тросового молниеотвода (НТМО) и одиночного стержневого молниеотвода (ОСМО), либо в зону защиты двойного стержневого молниеотвода (ДСМО). Проверка условий вырождения приведена на рис. 3.

В качестве примера на рис. 4 показано окно программы для случая вырождения ДННПТМО в ДСМО, которое происходит вследствие того, что построить внутреннюю область зоны защиты не представляется возможным из-за размещения малых торцевых областей внутри больших. Таким образом, при выполнении указанных условий тросовые молниеприемники теряют свои функции и зона защиты образуется только за счет опор, на которых они подвешены.

### Выводы.

1. Создано математическое описание зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода.

2. Разработана компьютерная программа для расчета параметров и графического представления формы зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода с блоком контроля исходных данных.

3. Определены условия, при которых зона защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода вырождается либо в совокупность зон защиты наклонного тросового молниеотвода и одиночного стержневого молниеотвода, либо в зону защиты двойного стержневого молниеотвода.

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. : Мінрегіонбуд України, 2008. – 48 с. – (Національний стандарт України). 2. Киприч С. В. Применение метода концевых точек для построения зоны защиты двойного разновысокого стержневого молниеотвода / С. В. Киприч, Г. М. Колиушко, Д. Г. Колиушко, А. А. Петков // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск : Техніка і електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2009. – № 39. – С. 69-78. З. Киприч С. В. Расчет параметров зоны защиты наклонного тросового молниеотвода методом концевых точек / С.В. Киприч, Д.Г. Колиушко, А.А. Петков // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2009. – № 39. – С. 69-70. № 16. – С. 90-96. 4. Киприч, Д.Г. Колиушко, А.А. Петков // Вісник НТУ «ХПІ», 2011. – №16. – С. 90-96. 4. Киприч С. В. Киприч, А. П. Киприч, А. Петков, Д. Г. Колиушко // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск : Техніка і електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 1008. – С. 90-96. 4. Киприч С. В. Киприч, А. Петков, Д. Г. Колиушко // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск : Техніка і електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2008. – №21. – С. 66-78.

Поступила в редколлегию 22.04.2013.

#### УДК 621.316.9

Расчет параметров зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода методом концевых точек / С. В. Киприч, Д. Г. Колиушко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 58-68. – Бібліогр.: 4 назв.

У роботі наведено розрахунок зони захисту подвійного нахиленого непаралельного тросового блискавковідводу за допомогою методу кінцевих точок.

Ключові слова: тросовий блискавковідвід, математичний опис, зона захисту, метод кінцевих точок.

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

Keywords: lightning conductor, mathematical formulation, protection zone, ending points method.

УДК 621.317.3

*В. В. КНЯЗЕВ*, канд. техн. наук, вед. науч. сотр.; НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; *Ю. С. НЕМЧЕНКО*, гл. метролог, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; *И. П. ЛЕСНОЙ*, зав. лаб., НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; *С. Б. СОМХИЕВ*, вед. инженер, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»

### ГЕНЕРАТОР ИГЛА-МКУ-3-1 ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ МОЛНИЕСТОЙКОСТИ БОРТОВОГО АВИАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ («МНОГОКРАТНЫЕ УДАРЫ»)

Описано конструкцию и результаты аттестации специализированного генератора, предназначенного для испытаний уровня восприимчивости бортового авиационного оборудования к действию переходных процессов в гальванических цепях, обусловленных молниевым разрядом. Генератор формирует циклограммы импульсов напряжения формы №3 с частотой 1 МГц по пяти испытательным уровням. Испытания проводятся методом «кабельной инжекции». Выходные параметры генератора полностью соответствуют требования стандарта DO-160D.

Ключевые слова: испытания, бортовое оборудование, восприимчивость, многократные удары, генератор

В настоящее время обязательным видом испытаний бортового электротехнического и электронного оборудования (БАО) летательных аппаратов являются испытания на восприимчивость к переходным процессам, вызванных 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

© В. В. Князев, Ю. С. Немченко, И. П. Лесной, С. Б. Сомхиев,, 2013

угрозу для современной слаботочной электроники БАО.

Поэтому определение уровня восприимчивости БАО к переходным процессам, сопровождающим молниевый разряд, выделено 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» (в СНГ аналог этого документа КТ-ВВФ/DO-160D [1]).

В данной статье рассмотрен вид испытаний «многократные удары», реализуемый методом кабельной инжекции, при котором испытательные импульсы заданной формы и амплитуды индуцируются в проводниках МЛС при помощи инжекционного трансформатора. Этот метод используется для проверки способности авиационного оборудования выдерживать внутренние электромагнитные эффекты, создаваемые внешним воздействием молний.

Параметр	Напряжение <i>U</i> <sub>ucn</sub> (ф.3)	Ток <i>I<sub>пред</sub></i> (ф.3)	
<ol> <li>Испытательный комплект № 3 (формы сигналов – зату- хающая синусоида)</li> </ol>	$\begin{array}{c} U \\ U $	$\begin{array}{c} I \\ I $	
<ul> <li>2. Уровни испытаний:</li> <li>1 (первый удар)</li> <li>1 (последующие удары)</li> <li>2 первый удар)</li> <li>2 (последующие удары)</li> <li>3 (первый удар)</li> <li>3 (последующие удары)</li> <li>4 (первый удар)</li> <li>4 (последующие удары)</li> <li>5 (первый удар)</li> <li>5 (последующие удары)</li> </ul>	$\begin{array}{c} (100+20) \ \mathrm{B} \\ (50+25) \ \mathrm{B} \\ (250+50) \ \mathrm{B} \\ (125+62,5) \ \mathrm{B} \\ (600+120) \ \mathrm{B} \\ (300+150) \ \mathrm{B} \\ (1500+300) \ \mathrm{B} \\ (750+150) \ \mathrm{B} \\ (3200+640) \ \mathrm{B} \\ (1600+800) \ \mathrm{B} \end{array}$	$\leq (20 + 4) A$ $\leq (10 + 5) A$ $\leq (50 + 10) A$ $\leq (25 + 12,5) A$ $\leq (120 + 24) A$ $\leq (60 + 30) A$ $\leq (300 + 60) A$ $\leq (150 + 75) A$ $\leq (640 + 128) A$ $\leq (320 + 160) A$	
<ol> <li>Частота колебаний, МГц</li> </ol>	$1 \pm 0,2$	$1 \pm 0,2$	
4. Степень затухания, ∂	$U_{m5} = (0,25 \div 0,75) U_{m1}$	$I_{m5} = (0, 25 \div 0, 75) I_{m1}$	

Таблица 1 – АВП генерируемых импульсов напряжения и тока

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

69

Идеология построения схемы формирования требуемой формы импульсов напряжения и тока приведена в работе [2].

Генератор ИГЛА-МКУ-3-1 МГц предназначен для проведения вида испытаний «многократные удары» методом «кабельной инжекцией». Выходные параметры генератора полностью соответствуют требованиями НД [1] для испытательных импульсов напряжения и тока формы «З» частотой 1 МГц обеих полярностей по пяти уровням испытаний. В табл. 1 приведены требования к форме и амплитудно-временные параметры (АВП) испытательных импульсов напряжения и тока, которые с учетом допусков в полном объеме реализованы в генераторе ИГЛА-МКУ-3-1.

Генератор ИГЛА-МКУ-3-1 МГц представляет собой высоковольтную электроразрядную установку с программируемым таймеромкоммутатором, которая генерирует многократные испытательные импульсы напряжений и тока положительной и отрицательной полярности по пяти уровням испытаний. Циклограмма испытательных многократных ударов приведена на рис. 1.



Рисунок 1 – Циклограмма многократных ударов 3 формы: Временные параметры циклограммы:

- количество испытательных импульсов в испытательном пакете N<sub>BI</sub> 14;
- интервал между испытательными импульсами в испытательном пакете T<sub>BI</sub> 100 мс;
- длительность испытательного пакета  $T_{B\Pi}$  до 1,5 с;
- количество испытательных пакетов *N*<sub>ИП</sub> от 1 до 999.

Общий вид генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц с инжекционным трансформатором ИТ-3 приведен на рис. 2, а передняя панель генератора – на рис. 3.

Генератор ИГЛА-МКУ-3-1 МГц собран в металлическом корпусе габаритами 360х440х210 мм. На передней панели генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц (рис. 3) расположены следующие органы управления и контроля:

- клавиша СЕТЬ с подсветкой служит для подачи напряжения питания 220 В 50 Гц на генератор ИГЛА-МКУ-3-1 МГц и для его отключения после окончания работы;
- переключатель ИСПЫТ. УРОВЕНЬ служит для установления уровня испытательного напряжения генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц и имеет пять положений: «1», «2», «3», «4», «5»;
- переключатель ИНТЕРВАЛ, СЕК служит для установления временных интервалов в циклограмме между испытательными пакетами и имеет пять положений: «однократный», «10», «20», «40», «60»;
- табло КОЛИЧЕСТВО УДАРОВ служит для установления количества испытательных пакетов в заданной циклограмме многократных ударов;
- кнопка СТАРТ служит для запуска генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц;
- кнопка УСТАН. для установления количества испытательных пакетов (для уменьшения этого количества - пользоваться кнопкой СБРОС);
- кнопка СБРОС служит для остановки генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц и сброса ранее установленного количества испытательных пакетов до нуля;
- светодиод ИНД. ИМП служит для фиксации каждого импульса в испытательном пакете.



Рисунок 2 – Общий вид генератора ИГЛА-МКУ-3-1 с ИТ-3



Рисунок 3 – Передняя панель генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц


Рисунок 4 – Расположение элементов внутри корпуса генератора ИГЛА- МКУ-3-1 МГц



### Генератор ИГЛА-МКУ-3-1 МГц

Рисунок 5 – Блок-схема генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц:

БФЦ – блок формирования циклограммы испытательного импульса;

ПВУ – повысительно-выпрямительное устройство;

СИП-30 – блок стабилизации постоянного напряжения 30 В;

БП-30/12 – блок преобразования 12 кВ;

БЕН – блок емкостных накопителей;

УМК – управляемый механический коммутатор;

БН – блок нагрузок;

БФП- блок формирования пачки из 14 импульсов;

БФИ – блок формирования интервалов между импульсами в пачке;

БУП - блок установки количества пачек;

ИТ-3 – инжектирующий трансформатор;

БАО – бортовое авиационное оборудование

На задней панели генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц расположены следующие органы управления и контроля:

- клемма <sup>⊥</sup> служит для подключения генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц к контуру заземления.
- разъем СЕТЬ (~ 220 В) служит для подключения к генератору ИГЛА-МКУ-3-1 МГц сетевого кабеля;
- «1А» и «2А» предохранители;
- клеммы К ИТ-3 служат для подключения выхода генератора через кабель СК-1 к ИТ-3;
- тумблер Езар. служит для автономного включения или отключения

источника высокого напряжения.

Расположение элементов внутри корпуса генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц приведено на рис. 4.

Блок-схема генератора ИГЛА-МКУ-3-1 МГц приведена на рис. 5.

На рис. 6 приведены осциллограммы выходных импульсов напряжения формы «3» положительной и отрицательной полярностей для 5 уровня испытаний.



На рис. 7 приведена осциллограмма первого удара 5-го испытательного уровня выходного импульса напряжения формы «3» положительной полярности при определении степени затухания (определяются амплитуды 1 и 5 полупериодов).





На рис. 8 приведена циклограмма испытательного пакета «многократные удары», состоящего из 14 ударов общей длительностью 1,44 с.

Схема испытаний БАО с МЛС приведена на рис. 9.



Рисунок 8 – Циклограмма испытательного пакета «многоразовые удары» из 14 ударов общей длительностью 1,44 с





ИГЛА-МКУ-3-1 МГц – испытательный генератор;

ИТ-3 – инжектирующий трансформатор;

КК – калибровочный контур;

Р6015А – щуп высоковольтный Р6015А 1000Х;

МЛС – межблочная линия связи;

БАО-1, БАО-2 – испытываемое оборудование

ЭО – осциллограф Tektronix TDS 1012

Выводы. Генератор ИГЛА-МКУ-3-1 МГц успешно прошел первичную аттестацию с участием представителей ГП «Харьковстандартметрология» по разработанной в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» соответствующей программе и методике аттестации, введен в эксплуатацию в НИПКИ «Молния» НТУ

ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

## «ХПИ» и используется при испытаниях БАО на восприимчивость к переходным процессам, вызванных молнией методом «многократные удары».

Список литературы: 1. КТ-ВВФ / DO-160D. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. (Внешние воздействующие факторы – ВВФ). Требования, нормы и методы испытаний. Раздел 22.0 Восприимчивость к переходным процессам, вызванным молнией. 2. Князев В.В., Немченко Ю.С., Лесной И.П., Сомхиев С.Б., Островерх Т.Н. Генератор для проведения испытаний бортового авиационного оборудования на восприимчивость переходным процессам, вызванным молнией («многократные вспышки») ИГЛА-МВ-10 МГц. // Вестник НТУ «ХПИ» «Техника и электрофизика высоких напряжений». – 2011. – Вып. 16. – С.111-117.

Поступила в редколлегию 30.03.2013

### УДК 621.317.3

Генератор ИГЛА-МКУ-3-1 для испытаний молниестойкости бортового авиационного оборудования («Многократные удары») / В. В. Князев, Ю. С. Немченко, И. П. Лесной; С. Б. Сомхиев // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 68-75. – Бібліогр.: 2 назв.

Описано конструкцію та результати атестації спеціалізованого генератора, призначеного для випробувань рівня несприйнятливості бортового авіаційного обладнання до дії перехідних процесів у гальванічних колах, що обумовлені розрядом блискавки. Генератор формує циклограми імпульсів напруги форми 3 частотою 1 МГц по 5-м випробувальним рівням. Випробування проводяться методом «кабельної інжекції». Вихідні параметри генератора повністю відповідають вимогам стандарту DO-160D.

**Ключові слова:** випробування, бортове обладнання, несприйнятливість, багаторазові удари, генератор.

A construction and results of attestation of the specialized generator intended for the tests of level of immunity of board equipment to the action of transients in galvanic circles, that the create by lightning, are described. A generator forms cyclogram of impulses of tension of form 3 frequencies of 1 MHz for 5th to the proof-of-concept levels. Test do by the method of «cable injection». The initial parameters of generator fully answer the requirements of standard DO – 160D.

Keywords: test, board equipment, immunity, frequent shots, generator.

*А. В. КОБРИН*, аспирант, ХНУРЭ, Харьков; *Б. С. ТУР*, аспирант, ХНУРЭ, Харьков

# ОЦЕНКА ЗАДЕРЖКИ С ПОМОЩЬЮ РОБАСТНОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА

Предложена модель задержки, включающая в себя скачки и выбросы, позволяющая моделировать более реальный процесс задержки. Предложено использовать робастный фильтр Калмана для оценивания задержки. Фильтр, благодаря своей робастности, позволяет игнорировать единичные всплески задержки и быстро переключаться на новое значение задержки при изменении тренда.

Ключевые слова: робастный фильтр Калмана, задержка, формирующий фильтр

**Введение.** В данной работе мы предлагаем модель процесса задержки, расширив формирующий фильтр, введя в него два типа выбросов задержки, которые могут привести к значительным сбоям в цифровом обмене пакетами реального времени.

Использование рекурсивных фильтров позволяет получать оперативную оценку процесса. Так как задержка имеет разнородные типы выбросов, которые могут привести к проблеме неограниченого изменения оценки за один шаг в классическом фильтре Калмана (ФК), мы предлагаем использовать робастный фильтр Калмана (РФК), который оставаясь достаточно простым, позволяет решить ряд проблем, возникающих из-за выбросов.

Стационарная рекурсивная задержка. Достаточно конструктивной моделью случайного динамического процесса, является формирующий фильтр, описываемый уравнением состояния.

 $dx(t) / dt = F(t)x(t) + G(t)\zeta(t).$ 

Учитывая то, что мы рассматриваем информационный обмен в цифровой форме в виде пакетов, уравнение состояния, описывающее случайные изменения задержки на каждом из k шагов дискретизации, представляется в виде:

$$x(k+1) = F(k+1,k)x(k) + G(k)\zeta(k),$$
(1)

где F(k+1,k) – матрица перехода, G(k) – порождающий коэффициент,  $\zeta(k)$  – порождающий Гауссовый белый шум (ГБШ), со спектральной плотностью мощности  $N_{\zeta}$ .

Процесс измерения задержки будем считать линейным. Уравнение наблюдения в линейном приближении представлено в виде:

$$y(k) = Hx(k) + v(k), \qquad (2)$$

© А. В. Кобрин, Б. С. Тур, 2013

где v(k) – фазовый шум ошибки измерения, являющийся белым Гауссовым шумом со спектральной плотностью мощности  $N_v$ , некоррелированный с процессом  $\zeta(k)$ .

**Модель задержки со случайными выбросами.** Как показывают многочисленные исследования в статистике, модель описанная уравнением (1), является идеальной, в реальных же ситуациях процесс задержки претерпевает различные случайные скачки и выбросы обусловленные наличием инерционных элементов, таких как буферы, маршрутизаторы и др.

Очевидно, указанные выбросы и скачки можно представить, как уравнение состояния (1) так и как уравнение наблюдения (2). Учитывая то, что для оценки задержки будем использовать рекуррентный фильтр Калмана-Бьюси, оставим уравнение состояния (1) без изменения и преобразуем уравнение наблюдения (2).

При наличии кратковременных выбросов компонента помех v(k) соответственно преобразовывается, с учетом вероятности появления выброса  $r_v$ . Данная компонента приобретает вид:

$$v(k) = (1 - r_v)L(v(k)) + r_vL(v_v(k)),$$

где  $L(v_v(k))$  представляет собой случайный процесс выброса, а  $0 \le r_v \le 1$  представляет собой вероятность появления выброса относительно стационарного случайного процесса v(k).

Иная ситуация при появлении скачка, который влияет на уравнение наблюдения в целом, после скачка в уравнение наблюдения появляется смещение, изменяющее несколько последующих состояний, это уравнение представлено в виде:

$$y(k) = (1 - r_s)L(y(k)) + r_sL(y_s(k)),$$

где  $L(y_s(k))$  представляет собой уравнение наблюдения случайного процесса скачка, а  $0 \le r_s \le 1$  представляет собой вероятность появления скачка.

Учитывая то, что в рассматриваемой модели имеет место два типа уравнения наблюдения: для выброса и для скачка, необходимо дополнительное устройство, предназначенное для идентификации типа изменений.

**Моделирование процесса задержки.** Выделяют три вида изменения задержки [1], которые могут быть вызваны различными причинами:

1. Переходной джиттер, когда один пакет в потоке оказывается задержанным на значительно больший интервал времени по отношению к другим. Это наблюдается в тех случаях, когда происходят обновление таблицы маршрутизации, LAN перегрузки, изменения маршрута и др.;

2. Постоянный джиттер – это желаемая передача с примерно постоянным изменением задержки пакетов;

3. Изменение джиттера на коротком интервале времени, возникающего из-за всплеска пакетной активности. Это явление, как правило, связано с пе-

регрузками линии доступа или изменением маршрута.

С помощью предложенной модели случайного процесса сгенерируем ряд задержек с переходным джиттером рис. 1, *а* и ряд задержек с изменением джиттера на коротком интервале времени рис. 1, *b*.



Рисунок 1 – Моделирование ряда задержек: а – с выбросами, b – со скачками

Классический фильтр Калмана. Поскольку задержка в соответствии с уравнением (2) наблюдается на фоне Гауссового белого шума, а само значение задержки случайно из-за множества факторов формирующих эту случайность. В результате можно утверждать, что в силу центральной предельной теоремы распределение случайной задержки также подчиняется нормальному закону. Знание закона распределения и использование в таких случаях минимума среднеквадратичного отклонения позволяет рассчитывать на то, что полученные оценки окажутся более точными из-за их оптимальности.

Уравнение оценки в виде условного среднего значения задержки с использованием фильтра Калмана имеет вид:

$$\hat{x}(k+1) = F\hat{x}(k) + K(k)\Delta y, \qquad (3)$$

где  $\Delta y = HF\hat{x}(k) - y(k)$  – невязка, K(k) – коэффициент, обеспечивающий устойчивость и сходимость процедуры, в частности K(k) может быть константой  $K(k) \leq 1$ . Коэффициент усиления фильтра Калмана K(k) является функцией от апостериорной дисперсии v(k), что ускоряет его сходимость:

$$K(k) = V(k)H^T N_{\nu}^{-1}.$$

На рис. 2 представлена схема сглаживающего фильтра, построенная в соответствии с (3). Ключевую роль в оценке фильтром Калмана текущего среднего значения задержки, является параметр *F* позволяющий регулировать сглаживающие свойства фильтра.

РФК в ситуации выброса. Очевидно, что с использованием модернизированного уравнения наблюдения, ФК становится не оптимальным, а его сходимость к установившемуся состоянию проблематичной. Существует несколько методов, позволяющих обеспечить сходимость ФК среди которых метод кусочно-линейной аппроксимации, метод дискретно-непрерывных моделей и др. Данные методы являются близкими к оптимальности, но достаточно громоздкими поэтому рассмотрим РФК, который является более простым и обеспечивает получение устойчивого решения в широком диапазоне входных воздействий.



Воспользуемся методологией работы [2]. Короткий выброс задержки и возвращение ее в стационарное состояние, является как правило ложным и основной задачей фильтра, является сгладить данный выброс обеспечив текущую величину этого значения неизменной по сравнению с прошлым шагом. Процедура Калмана-Бьюси при этом приобретает следующий вид:

$$\hat{x}(k+1) = F(k+1,k)\hat{x}(k) + K(k)\Delta y \min\left\{1, \frac{b}{|K(k)\Delta y|}\right\},\$$

где *b* является некоторым ограничителем изменения значения функции. Это предложение убирает проблему неограниченого изменения оценки за один шаг в классическом фильтре Калмана, оставаясь при этом достаточно простой. Если  $b \ge |K(k)\Delta y|$ , то  $\min\left\{1, \frac{b}{|K(k)\Delta y|}\right\} = 1$  и фильтр работает как ФК (3), если  $b < |K(k)\Delta y|$ , то произошел выброс и невязка умножается на понижающий коэффициент, равный  $\frac{b}{|K(k)\Delta y|}$ .

**РФК в ситуации скачка.** Следуя разработке [2] РФК в ситуации скачка приобретает вид:

$$\hat{x}(k+1) = F(k+1,k)\hat{x}(k) + H(k)[I - H(k)K(k)\Delta y] \times \min\left\{1, \frac{b}{|I - H(k)K(k)\Delta y|}\right\}$$

где *b* тот же аргумент, ограничивающий изменение значения функции, что и для РФК в ситуации выброса.

Одновременная фильтрация выбросов и скачков. Одновременная фильтрация возможна только с некоторой задержкой. С помощью этой задержки мы можем принять решение о типе выброса. Если произошел выброс то мы скорей всего увидим один большой всплеск, если скачок – то их должна быть подряд целая последовательность. Гибридный фильтр может быть реализован следующим образом [2]: РФК в ситуации скачка работает по умолчанию и всякий раз когда ширина выброса больше окна наблюдения w, единожды используется процедура РФК в ситуации скачка.



**Примеры симуляции оценки.** Чтобы сравнить алгоритмы фильтрации промоделируем описанные робастные алгоритмы и ФК. Результаты приведе-

ны на рис. 3-6. В идеальной ситуации рис. 3, все фильтры работают хорошо.

В ситуации с выбросами рис. 4, РФК для ситуации с выбросами работает лучше и с небольшим отставанием гибридный РФК. В то время как ФК и РФК для ситуации скачка выполняет намного хуже.

В ситуации со скачками рис. 5, РФК для скачков лучший, опередив ФК, и гибридный РФК. В то время как РФК для ситуации с выбросом оказался не в состоянии отслеживать скачки.

Наконец в смешанной ситуации скачков и выбросов рис. 6, лучше всего справляется гибридный РФК, а все остальные фильтры выполняют оценку недопустимо плохо.



Рисунок 6 - Моделирование фильтрации в смешанной ситуации скачков и выбросов

**Выводы.** В статье предложена модель задержки включающая в себя скачки и выбросы, позволяющая моделировать более реальный процесс задержки.

Предложено использовать РФК для оценивания задержки. Фильтр, благодаря своей робастности, позволяет игнорировать единичные всплески задержки, которые могут возникает в случае обновления таблицы маршрутизации, LAN перегрузок и др. При изменении тренда или уровня задержки, которые происходят из-за всплеска пакетной активности, фильтр позволяет быстро переключиться, благодаря некоторому окну наблюдения позволяющему принять решение о типе выброса.

Список литературы: 1. Clark A. Analysis, measurement and modelling of Jitter // ITU-T Delayed Contribution COM12 - D98, International Telecommunication Union. – Geneva, January 2003. 2. Ruckdeschel P. Optimally robust kalman filtering // Berichte des Fraunhofer ITWM. – 2010. – № 185. 3. Jacobson V. Congestion Avoidance and Control // In Proc. ACM SIGCOMM 88. – 1998. 4. Skurowski P., Gruca A. SMPDV – a new jitter estimator proposal // Studia Informatica. – V. 29. – P. 37, Issue 4b. 5. Поповский В. В., Олейник В. Ф. Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах. – X.: СМИТ, 2011. – 362 с.

Поступила в редколлегию 15.04.2013.

### УДК 621.391

Оценка задержки с помощью робастного фильтра Калмана / А. В. Кобрин, Б.С Тур // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 76-82. – Бібліогр.: 5 назв.

Запропоновано модель затримки, що включає в себе стрибки і викиди, що дозволяє моделювати більш реальний процес затримки. Запропоновано використовувати робастних фільтр Калмана для оцінювання затримки. Фільтр, завдяки своїй робастності, дозволяє ігнорувати одиничні сплески затримки і швидко перемикатися на нове значення затримки при зміні тренда.

Ключові слова: робастний фільтр Калмана, затримка, формуючий фільтр.

A model of the delay included jumps and emissions was suggested in paper, it allows to simulate a real process delays. We proposed to use the robust Kalman filter to estimate the delay. Robust Filter ignores individual bursts delay and switchs to the new delay value when the trend is changed.

Keywords: robust Kalman filter, delay, shaping filter.

*В.И. КРАВЧЕНКО*, д-р техн. наук., профессор, НТУ «ХПИ»; *Ф.В. ЛОСЕВ*, канд. техн. наук, науч. сотр., НТУ «ХПИ»; *И.В. ЯКОВЕНКО*, д-р физ.-мат. наук; профессор, НТУ «ХПИ»

# ВЛИЯНИЕ ПОТОКА ЗАРЯЖЕННЫХ ЧАСТИЦ, НАВЕДЕННОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ, НА ВОЛНОВОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ КОМПЛЕКТУ-ЮЩИХ ЭЛЕКТРОРАДИОИЗДЕЛИЙ

Показано.что воздействие импульсного электромагнитного излучения (ЭМИ) на электрорадиоизделия часто сопровождаются возникновением токов в проводящих элекментах изделий и образованием внутронних полей. Определены энергетические потери потока заряженных частиц . обусловленных их взаимодействием с собственными полями на возбуждение поверхностных поляритонов в полупроводниковых структурах.

Ключевые слова: импульсное электромагнитное излучение, электрорадиоизделие, неустойчивость собственных колебаний.

### Введение

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

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

Большинство имеющихся теоретических и экспериментальных результатов исследований влияния ЭМИ на радиоизделия относятся к области необратимых отказов. Моделирование механизмов взаимодействия наведенных ЭМИ токов и напряжений с процессами, характеризующими функциональное назначение изделий, обычно проводится в рамках теории цепей с распределенными параметрами. Этот подход позволяет оценить критерии работоспособности в целом (например, оценить критическую энергию, характеризую-

© В.И.Кравченко, Ф.В.Лосев, И.В.Яковенко, 2013

щую тепловой пробой), однако, вопросы связанные с определением различного-рода электромагнитных взаимодействий, протекающих непосредственно в комплектующих изделия при воздействии ЭМИ остаются открытыми.

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

## 1 Основные результаты

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

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

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

$$\vec{D}(x, y, t) = \int_{0}^{t} \widehat{\varepsilon}(t - t') \vec{E}(x, y, t) dt';$$
(1)

$$\vec{J}(x,y,t) = e \int \vec{v} f(x,y,t,\vec{p}) d\vec{p} ; \qquad (2)$$

$$\frac{\partial f}{\partial t} + \vec{v} \frac{\partial f}{\partial \vec{r}} + e\vec{E} \frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}} = -\upsilon f , \qquad (3)$$

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

 $-\infty$ 

В дальнейшем, зависимость всех переменных величин, входящих в уравнения (1)-(3), от координат и времени выбираем в виде

$$\vec{E}(x, y, t) = \vec{E}(\omega, q_x, y) \exp[i(q_x x - \omega t)], \ \omega > 0, \qquad q_x > 0.$$

Тогда 
$$\vec{D}(\omega, q_x, y) = \varepsilon(\omega)\vec{E}(\omega, q_x, y)$$
, а  $\varepsilon(\omega) = \int_{0}^{\infty} \widehat{\varepsilon}(t)\exp(i\omega t)dt$  – диэлек-

трическая проницаемость среды. Предполагая, что  $\varepsilon(\omega) = \varepsilon_0 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}$ , где  $\varepsilon_0$  –

диэлектрическая постоянная решетки,  $\omega_0$  – ленгмюровская частота электронов проводимости среды, а  $\omega > 0$ ;  $q_x > 0$ . Решение кинетического уравнения (3.4) можно представить в виде:

$$f = -\frac{e}{v_y} \int_C^y \vec{E} \frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}} \exp\left[\frac{i\widetilde{\omega}}{v_y}(y - y')\right] dy'; \quad \widetilde{\omega} = \omega - q_x v_x + i\upsilon; \qquad (4)$$
$$v_y > 0.$$

Неопределенная константа *C* находится из граничных условий. Поскольку при  $y \to -\infty$  функция распределения должна быть ограничена, то  $C = -\infty$ . Поэтому в области  $y \le 0$  получим:

$$f_1 = -\frac{e}{v_y} \int_{-\infty}^{y} \vec{E}_1 \frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}} \exp\left[\frac{i\widetilde{\omega}}{v_y}(y - y')\right] dy'.$$
(5)

В случае слабой пространственной дисперсии выражение (5) можно упростить, воспользовавшись неравенством  $\omega >> q_x v_x$ ,  $l\omega/v_0 >> 1$ , l - глубина проникновения поля в среду. Произведя замену переменных y' = y = z и разлагая  $\vec{E}(y + z)$  в ряд по z, получим:

$$f_1(y) = \frac{eE_1(y)}{i\omega} \frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}}; \quad \omega >> \upsilon.$$
(6)

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

$$f_1(y=0) = f_2(y=0).$$
(7)

Отсюда находим:

$$f_2(y) = \frac{e}{i\omega} \frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}} \left[ \vec{E}_2(y) + \vec{F}(y) \exp\left(\frac{i\omega^*}{v_y}y\right) \right]; \quad \omega^* = \omega + i\upsilon, \tag{8}$$

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

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

$$\vec{D}(\omega, q_x, y) = \varepsilon(\omega)\vec{E}(\omega, q_x, y) + \frac{4\pi i}{\omega}\vec{j}(\omega, q_x, y)$$

в средах 1, 2 приобретает следующий вид:

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

$$\vec{D}_{1}(\omega, q_{x}, y) = \varepsilon_{1}(\omega)\vec{E}_{1}(\omega, q_{x}, y); \qquad (9)$$

$$\vec{D}_2(\omega, q_x, y) = \varepsilon_2(\omega)\vec{E}_2(\omega, q_x, y) + \frac{4\pi e^2}{\omega^2} \int v \left(\frac{\partial f_0}{\partial \vec{p}}\vec{F}(y)\right) \exp\left(i\frac{\omega^*}{v_y}y\right) d\vec{p} , \quad (10)$$

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

Система уравнений (1)-(3) для каждой из сред преобразуется к уравнениям:

$$\frac{\partial^2 E_{x1}}{\partial y^2} - q_x^2 E_{x1} = 0 ; (11)$$

$$\frac{\partial^2 E_{x2}}{\partial y^2} - q_x^2 E_{x2} = \frac{4\pi e^2 q_x F_y}{\omega \varepsilon_2(\omega)} \int \frac{\partial f_0}{\partial p_y} \exp\left(\frac{i\omega^*}{v_y}y\right) dp_y \,. \tag{12}$$

В среде 1 выражения для полей приобретают вид:

 $E_{x1} = A_1 \exp(q_x y); \quad E_{y1} = -iE_{x1}.$  (13)

Уравнение (12) решаем методом последовательных приближений, полагая, что концентрация электронов пучка много меньше концентрации электронов среды:  $\omega_0 >> \omega_b$ . Тогда  $E_{x2}$  принимает вид:

$$E_{x2} = A_2 \exp(-q_x y) +$$
  
+ 
$$\frac{4\pi e^2 q_x (A_1 + A_2 \exp(-q_x y))}{\omega^3 \varepsilon_2(\omega)} \int v_y^2 \frac{f_0}{\partial p_y} \exp\left(\frac{i\omega^*}{v_y}y\right) dp_y, \qquad (14)$$

где  $\varepsilon(\omega) \neq 0$ .

Нормальная составляющая вектора электрической индукции оказывается равной:

$$D_y = i\varepsilon_2(\omega)A_2 \exp(-q_x y).$$
(15)

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

$$\frac{1+\varepsilon(\omega)}{1-\varepsilon(\omega)} = \frac{2i\omega_b^2 q_x v_0}{\omega^3 \varepsilon(\omega)}.$$
 (16)

Принимая во внимание малость правой части выражения (16), определим собственную частоту поверхностных плазмонов и их декремент:

$$\omega_3 = \frac{\omega_0}{\sqrt{\varepsilon_0 + 1}} - \frac{2i\omega_b^2}{\omega_0^2} q_x v_0 \,. \tag{17}$$

Таким образом, затухание поверхностных плазмонов обусловлено их преобразованием в волны малой плотности частиц - волны Ван-Кампена, воз-

буждаемые вблизи границы раздела. Сравнение формулы (16) с результатами [3], показывают: что в гидродинамическом приближении для получения величины декремента необходимо в среде 2 учитывать в потоке частиц две волны пространственного заряда, убывающие и нарастающие при  $y \to \infty$ . При этом на границе, кроме обычных электродинамических условий для полей, должны выполняться два дополнительные условия: непрерывность потока частиц и потока импульса частицы через границу.

Если же в гидродинамическом приближении учитывать только убывающие от границы волны пространственного заряда с условием непрерывности нормальной составляющей потока частиц на границе (поток импульса частиц разрывен), то декремент плазмонов оказывается в два раза меньше, чем в формуле (17).

Ясно, что кинетическое описание взаимодействия плазмонов с потоком частиц через волны Ван-Кампена является более рациональным и корректным, поскольку все величины являются конечными при  $y \to \infty$  и используется только одно дополнительное граничное условие.

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

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

$$f^{+}(p_{x}, p_{y}, p_{z}, y = 0) = f^{-}(p_{x}, -p_{y}, p_{z}, y = 0)$$
(18)

получим:

$$f^{+}(\vec{p}, y) = \frac{e\vec{E}_{1}(y)}{i\omega} \frac{\partial f_{0}^{+}(\vec{p})}{\partial \vec{p}}; \qquad (19)$$

$$f^{-}(\vec{p}, y) = \frac{e}{i\omega} \vec{E}_{1}(y) \frac{\partial f_{0}^{-}(\vec{p})}{\partial \vec{p}} - C(\vec{p}, y) \exp\left(\frac{i\omega^{*}}{v_{y}}y\right);$$
(20)

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

Уравнение (11) преобразуется к виду:

$$\frac{\partial^2 E_{x1}}{\partial y^2} - q_x^2 E_{x1} = \frac{4\pi i e q_x}{\varepsilon_1(\omega)} \int_{v_y > 0} C(\vec{p}, y) \exp\left(\frac{i\omega^* y}{v_y}\right) d\vec{p} .$$
(21)

Из уравнений (20)-(21) следует:

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

$$E_{x1}(\omega, q_x, y) = A_1 \left[ \exp(q_x, y) + \frac{8\pi i e^2 q_x}{\omega^3 \varepsilon_1(\omega)} \int v_y^2 \frac{\partial f_0^-(\vec{p})}{\partial p_y} \exp\left(\frac{i\omega^* y}{v_y}\right) dp_y \right].$$
(22)

Электрическая индукция в среде 1:  $D_{y1}(\omega, q_x, y) = \varepsilon_1(\omega) \times E_{y1}(\omega, q_x, y) + \frac{4\pi i e}{\omega} \int v_y f^-(\vec{p}, y) d\vec{p}$  при  $\omega^2 >> \omega_b^2$  оказалась равной  $-iA_1 \exp(q_x, y)$ . Правая часть уравнения (12) в этом случае равна нулю и поле в среде 2 запишется:

$$E_{x2} = A_2 \exp(-q_x, y); \quad E_{y2} = iE_{x2}.$$
 (23)

Воспользовавшись граничными условиями для поля и электрической индукции, находим:

$$1 + \varepsilon(\omega) = -\frac{4i\omega_b^2 q_x v}{\omega^3} \,. \tag{24}$$

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

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

$$f(\vec{p}) = n_{0b}\delta(p_x - p_0)\delta(p_z)\delta(p_y); \quad p_0 = mv_0.$$
 (25)

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

## Выводы

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

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

Приведенные количественные оценки показывают, что величина энергии излучения лежит в пределах чувствительности современных приемников

излучения субмиллиметрового диапазона  $\left(\frac{\partial W}{\partial t} \approx 10^{-11} \text{Br}\right)$ .

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

Поступила в редколлегию 13.05.2013.

#### УДК 621.318

Влияние потока заряженных частиц, наведенного электромагнитным излучением, на волноводные характеристики полупроводниковых комплектующих электрорадиоизделий / В.И. Кравченко, Ф.В. Лосев, И.В. Яковенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 83-89. – Бібліогр.: 5 назв

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

Ключові слова: імпульсне електромагнітне випромінювання, електрорадіовиріб, нестійкість власних коливань.

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

Keywords: pulsed electromagnetic radiation, electroradioitem, the instability of natural oscillations.

УДК 621.318

*В.И. КРАВЧЕНКО*, д-р техн. наук., профессор, НТУ «ХПИ»; *Ф.В. ЛОСЕВ*, канд. техн. наук, науч. сотр., НТУ «ХПИ»; *И.В. ЯКОВЕНКО*, д-р физ.-мат. наук; профессор, НТУ «ХПИ»

# ВЛИЯНИЕ СТОРОННЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕ-НИЯ НА ВОЛНОВОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВО-ДНИКОВОЙ СВЕРХРЕШЕТКИ

Определены механизмы возникновения неустойчивостей собственных колебаний полупроводниковых сверхрешеток., обусловленных их взаимодействием с потоками заряженных частиц в условиях влияния внешнего электромагнитного излучения. Показано, что влияние импульсного электромагнитного излучения сопровождается возникновением токов в проводящих елементах

© В.И.Кравченко, Ф.В.Лосев, И.В.Яковенко, 2013

изделий и возникновением их внутренних полей.

Ключевые слова: импульсное электромагнитное излучение, полупроводниковые сверхрешетки, неустойчивость собственных колебаний.

### Введение

Большинство имеющихся теоретических и экспериментальных результатов исследований влияния электромагнитного излучения (ЭМИ) на радиоизделия относятся к области необратимых отказов (как известно, все типы отказов, возникающие в электрорадиоизделиях принято разделять на обратимые и необратимые [1, 2]). Необратимые отказы характеризуются полной утратой работоспособности изделия. Они наступают в случае, когда изменение рабочих характеристик аппаратуры превышает допустимые пределы (при воздействии внешнего электромагнитного необратимые отказы обычно возникают вследствие теплового пробоя комплектующих).

Моделирование механизмов возникновения необратимых отказов, возникающих вследствие взаимодействия наведенных ЭМИ токов и напряжений с процессами, характеризующими функциональное назначение изделий, обычно проводится в рамках теории цепей с распределенными параметрами. Этот подход позволяет оценить критерии работоспособности в целом (например оценить критическую энергию, характеризующую тепловой пробой),

В то же время, для обратимых отказов, характеризуемых временной утратой работоспособности, использование теории цепей не позволяет определять искажения выходных характеристик радиоизделий. Поэтому, большинство вопросов, связанных с определением механизмов обратимых отказов, связанных с влиянием наведенных токов на работоспособность изделия в области обратимых отказов остаются открытыми.

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

### Основные результаты

Объектом исследования является периодическая структура, состоящая из полупроводниковых пластин (полупроводниковая сверхрешетка). Предполагается, что в результате воздействия ЭМИ, в структуре возникает поток заряженных частиц, который теряет часть своей энергии на возбуждение ее собственных электромагнитных колебаний. В статье исследуются дисперсионные характеристики данной структуры и механизмы взаимодействия потока заряженных частиц с электростатическими колебаниями. Получены выражения для собственных частот и определены энергетические потери наведенных ЭМИ токов на их возбуждение в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах электромагнитных волн.

Пусть моноэнергетический нейтральный поток заряженных частиц с

плотностью  $n_0$  проходит с постоянной скоростью  $v_0$  через периодическую структуру (период q), состоящую из чередующихся плазменных слоев  $d_1$ ,  $d_2$  и различающихся диэлектрическими постоянными концентрациями электронов проводимости  $N_{01}$ ,  $N_{02}$ . Определим спектр и затухание (нарастание) электромагнитных колебаний такой системы. Выбираем систему отсчета таким образом, чтобы оси X, Y были направлены параллельно, а ось Z – перпендикулярно границе раздела. Заметим, что потери энергии заряженной частицы при прохождении через слоистый диэлектрик впервые рассматривались в работе [3].

Для описания электромагнитных свойств структуры состоящей из плазменных слоев, в пренебрежении эффектами запаздывания, воспользуемся следующей системой уравнений:

$$rot \vec{E} = 0; \quad div[\varepsilon_0(z)\vec{E} = 4\pi e(N+n);$$
  

$$\frac{\partial N}{\partial t} + div[N_0(z)\vec{u}] = 0; \\ m\frac{\partial \vec{u}}{\partial t} = e\vec{E};$$
  

$$\frac{\partial n}{\partial t} + div(n_0\vec{v} + \vec{v}_0n); \\ m(\frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + v_0\frac{\partial \vec{v}}{\partial z}) = e\vec{E}.$$
(1)

Здесь n(r,t), N(r,t), v(r,t), u(r,t) – возмущенные концентрации и скорости электронов пучка и неподвижной плазмы,  $\varepsilon_0(z), N_0(z)$  – являются периодическими функциями, принимающими в пределах  $d = d_1 + d_2$  значения  $\varepsilon_{01;02}; N_{01;02}$ . Индексы «1» и «2» будут означать принадлежность величин, входящих в уравнения (4.66) к слоям с индексами толщины «1» и «2». В дальнейшем необходимо ввести скалярный потенциал  $\varphi(r,t); (\vec{E} = -\vec{\nabla}\varphi)$ .

На границе слоев выполняются условия непрерывности потенциалов и полных токов *J<sub>i</sub>* (смещения и проводимости):

$$\varphi_1(0) = \varphi_2(0);$$
 $J_1(0) = J_2(0),$ 
(2)

где  $J_i = \frac{\varepsilon_{0i} \partial E_{iz}}{4\pi \partial t} + e(N_{0i}u_{iz} + n_0v_{iz} + v_0n_i), i = 1,2.$ 

В связи с образованием в структуре волн пространственного заряда (ВПЗ), обусловленных движущимся потоком частиц, возникает необходимость в дополнительных граничных условиях. В качестве таковых используются непрерывности потоков заряженных частиц и их импульсов. Эти условия имеют вид:

$$n_1(0) = n_2(0);$$
  

$$v_{1z}(0) = v_{2z}(0).$$
(3)

Используя свойство трансляционной симметрии  $\varphi(z+d) = \varphi(z) \exp(ikd)$ (*k* – произвольный волновой вектор), можно представить граничные условия *ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)* 91 на плоскостях, разделяющих слои, следующим образом:

$$\varphi_1(d_1) = \varphi_2(-d_2) \exp(ikd); \quad J_1(d_1) = J_2(d_2) \exp(ikd); \quad (4)$$
  
$$n_1(d_1) = n_2(-d_2) \exp(ikd); \quad v_{1z}(d_1) = v_{2z}(-d_2) \exp(ikd).$$

Представляя зависимость всех переменных величин от координат и времени экспоненциальной, легко получить решение уравнений в каждом слое. С помощью граничных условий (2)-(3) можно исключить неопределенные константы и получить дисперсионное уравнение, связывающее между собой частоту, волновые векторы –  $\omega, q_{x,y}, k$  и параметры среды.

Рассмотрим одномерный случай:  $q_x = 0$ ;  $q_y = 0$ ;. Решение системы уравнений (1) в *i*-м слое имеет вид:

$$\begin{split} \varphi_{i}(z) &= A_{i}z + B_{i} + \frac{4\pi e^{2}v_{0}}{\varepsilon_{i}} \left[ \frac{C_{i}\exp(i\lambda_{i}z)}{(\omega + v_{0}\lambda_{i})^{2}} + \frac{F_{i}\exp(-i\lambda_{i}z)}{(\omega - v_{0}\lambda_{i})^{2}} \right] \exp\left(i\frac{\omega}{v_{0}}z\right); \\ E_{i} &= -A_{i} - \frac{4\pi i e v_{0}}{\varepsilon_{i}} \left[ \frac{C_{i}\exp(i\lambda_{i}z)}{\omega + v_{0}\lambda_{i}} + \frac{F_{i}\exp(-i\lambda_{i}z)}{\omega - v_{0}\lambda_{i}} \right] \exp\left(i\frac{\omega}{v_{0}}z\right); \\ n_{i} &= \left(C_{i}\exp(i\lambda_{i}z) + F_{i}\exp(-i\lambda_{i}z)\right) \exp\left(i\frac{\omega}{v_{0}}z\right); \\ v_{i} &= -\frac{4\pi e^{2}}{m\lambda_{i}\varepsilon_{i}} \left[ \frac{C_{i}\exp(i\lambda_{i}z)}{\omega + v_{0}\lambda_{i}} - \frac{F_{i}\exp(-i\lambda_{i}z)}{\omega - v_{0}\lambda_{i}} \right] \exp\left(i\frac{\omega}{v_{0}}z\right) + \frac{eA_{i}}{im\omega}. \end{split}$$
3десь  $\varepsilon_{i} &= \varepsilon_{0i} - \frac{\omega_{0i}^{2}}{\omega^{2}}; \quad \lambda_{i} &= \frac{\omega_{0}}{v_{0}\sqrt{\varepsilon_{i}}}; \quad \omega_{0i}; \omega_{0} - \text{ленгмюровские частоты} \end{split}$ 

 $v_0\sqrt{\epsilon_i}$ электронов неподвижной плазмы и пучка *A*, *B*, *C*, *F* – произвольные постоянные. Видно, что потенциал содержит слагаемые различного рода. Первое и второе представляют собой решение уравнения Лапласа  $\partial^2 \varphi / \partial z^2 = 0$ , третье и четвертое – потенциалы, создаваемые ВПЗ. Легко убедиться, что граничные условия допускают решения  $A_i = 0$ , так как при этом  $J_i(z)$  тождественно обращается в нуль, концентрация и скорость частиц зависят от констант *C*, *F*, а граничные условия для потенциалов (3) и (4) позволяют определить  $B_1, B_2$ 

через С, F. При этом из граничных условий получим дисперсионное уравнение:

$$\cos\left(\frac{\omega}{v_0} - k\right) d = \cos\lambda_1 d_1 \cos\lambda_2 d_2 - \frac{\lambda_1^2 + \lambda_2^2}{2\lambda_1 \lambda_2} \sin\lambda_1 d_1 \sin\lambda_2 d_2.$$
(6)

Это уравнение впервые было получено в работе [4], где была показана возможность возникновения неустойчивых состояний. При этом в [80] не принимались во внимание связанные с частотной дисперсией диэлектрической приницаемости собственные колебания, существующие в структуре в отсутствие пучка. В случае малой плотности пучка  $\lambda_1 d_1 << 1; \quad \lambda_2 d_2 << 1$  уравнение (6) преобразуется к виду:

$$\cos\left(\frac{\omega}{v_0} - k\right) d = 1 - \frac{\omega_0^2 d^2}{2v_0^2 \varepsilon_{zz}},\tag{7}$$

где  $\varepsilon_{zz}(\omega) = d\varepsilon_1 \varepsilon_2 / (d_1 \varepsilon_2 + d_2 \varepsilon_1)$  – компонента тензора диэлектрической проницаемости мелкодисперсной среды.

В случае слабой пространственной дисперсии:  $\frac{\omega d}{v_0} << 1; kd << 1$  из вы-

ражения (7) получим:

$$\left(\frac{\omega}{v_0} - k\right)^2 = \frac{\omega_0^2}{v_0^2 \varepsilon_{zz}} \,. \tag{8}$$

Закон дисперсии колебаний имеет тот же вид, что и в однородной среде, диэлектрическая проницаемость которой равна  $\varepsilon_{zz}(\omega, d_1, d_2)$ .Из выражения (8) в приближении малой плотности пучка полагая получим:

$$\Delta \omega^2 = \frac{\omega_0^2}{\varepsilon_{zz}(\omega = kv_0)}; \quad \Delta \omega << kv_0.$$
<sup>(9)</sup>

В этом случае возникают колебания с частотой, определяемой временем пролета  $\tau$  частицей пространственного периода структуры  $\tau = d/v_0$ . Целое число *l* равно отношению времени пролета к периоду колебаний.

Колебания становятся неустойчивыми при условии  $\varepsilon_{zz} < 0$  ( $\Delta \omega^2 < 0$ ), то есть диэлектрическая проницаемость хотя бы одного из слоев должна обладать частотной дисперсией и быть отрицательной.

Пусть  $\varepsilon_2 > 0$ ;  $\varepsilon_1 < 0$ . Тогда из формул (8), (9) следует:

$$\Delta\omega^3 = \frac{\omega_0^2 \omega_{p1} d_1}{2\varepsilon_{01} d} \,. \tag{10}$$

Инкремент неустойчивости равен:

Im 
$$\Delta \omega = \frac{\sqrt{3}}{2} \left( \frac{\omega_0^2 \omega_{p1} d_1}{2\varepsilon_{01} d} \right)^{\frac{1}{3}}$$
 где  $\omega_{p1} = \frac{\omega_{01}}{\sqrt{\varepsilon_{01}}}$ 

Если  $\omega = kv_0$  то мы имеем неустойчивость в условиях черенковского резонанса с инкрементом, который в  $(d_1/d_2)^{\frac{1}{3}}$  раз меньше чем в однородной плазме. В случае  $\omega_p = \frac{2\pi v_0}{d}l$  неустойчивость связана с черенковским параметрическим излучением заряженной частицы [3]. Из выражения (8) следует, что неустойчивость возникает также при условии когда  $\varepsilon_{zz}$  является комплексной величиной и Re  $\varepsilon_{zz} > 0$ .

Исследуемая модель взаимодействия наведенных токов и колебаний в полупроводниковых комплектующих ЭРИ является достаточно универсальной и позволяет рассмотреть ряд частных случаев наиболее интересных при проведении экспериментов по определению критериев стойкости в области обратимых отказов.

## Численные оценки

В таблице приведены численные оценки инкрементов неустойчивостей собственных электромагнитных колебаний полупроводниковых слоистых структур, обусловленные их взаимодействием с потоками заряженных частиц, наведенных сторонним ЭМИ электростатических колебаний. Результаты приведены для ряда полупроводниковых структур [5], используемых в современной СВЧ – электронике.

Амплитуда тока  $J \approx 100$  мкА, длительность импульса прямоугольной формы 1 мкс.

Структура МДП	Концентрация носителей <i>n</i> <sub>0</sub> , см <sup>-3</sup> . Толщина сверхрешетки <i>d</i> , см	Инкремент неустойчивости $\delta \omega, c^{-1}$
Au-Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> -GaAs	$n_0 = 5 \times 10^{14} \ d = 3 \times 10^{-4}$	$\delta \omega = 2 \times 10^{11}$
Au-Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> -AlGaAL	$n_0 = 1.3 \times 10^{15} \ d = 2 \times 10^{-4}$	$\delta \omega = 4,7 \times 10^{11}$
Au-SiO <sub>2</sub> -CuInAs	$n_0 = 3.6 \times 10^{14} \ d = 9 \times 10^{-5}$	$\delta \omega = 5,2 \times 10^{11}$
Au-Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> -AlGaAL	$n_0 = 1,2 \times 10^{15} \ d = 3 \times 10^{-3}$	$\delta \omega = 2.9 \times 10^{11}$
Au-Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> -Si	$n_0 = 3 \times 10^{15} \ d = 1.6 \times 10^{-4}$	$\delta \omega = 3,2 \times 10^{11}$
Au-Al <sub>3</sub> O <sub>2</sub> -Si	$n_0 = 3 \times 10^{15} \ d = 3.6 \times 10^{-5}$	$\delta \omega = 2 \times 10^{11}$
Au-SiO <sub>2</sub> -Si	$n_0 = 3 \times 10^{15} \ d = 3 \times 10^{-4}$	$\delta \omega = 6,1 \times 10^{11}$

Численные оценки инкрементов неустойчивостей собственных электромагнитных колебаний полупроводниковых слоистых структур

# Выводы

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

Получены расчетные соотношения, связывающие величину инкремента неустойчивостей с величиной наведенных токов и параметрами МДП – структур: концентрацией свободных носителей, диэлектрической проницае-

мостью, размерами структуры.

Приведенные количественные оценки показывают, что величина энергии излучения лежит в пределах чувствительности современных приемников излучения субмиллиметрового диапазона

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

Поступила в редколлегию 14.05.2013.

### УДК 621.318

Влияние стороннего электромагнитного излучения на волноводные характеристики полупроводниковой сверхрешетки / В.И. Кравченко, Ф.В. Лосев, И.В. Яковенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 89-95. – Бібліогр.: 5 назв

Визначено механізми виникнення нестійкостей власних коливань напівпровідникових надграт, обумовлених їх взаємодією з потоками заряджений частинок в умовах дії стороннього електромагнітного випромінювання. Показано, що дія імпульсного електромагнітного випромінювання на електрорадіовироби часто супроводжується виникненням струмів у провідних елементах виробів та утворенням їх внутрішніх полів.

Ключові слова: імпульсне електромагнітне випромінювання, напівпровідникові надгратки, нестійкість власних коливань.

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

Keywords: pulsed electromagnetic radiation, semiconductor superstructure, the instability of natural oscillations.

*В.И. КРАВЧЕНКО*, д-р техн. наук., профессор, НТУ «ХПИ»; *И.В. ЯКОВЕНКО*, д-р физ.-мат. наук; профессор, НТУ «ХПИ»; *Ф.В. ЛОСЕВ*, канд. техн. наук, науч. сотр., НТУ «ХПИ»

# ЗАТУХАНИЕ ПОВЕРХНОСТНЫХ КОЛЕБАНИЙ ПОЛУПРОВО-ДНИКОВЫХ СТРУКТУР ЭЛЕКТРОРАДИОИЗДЕЛИЙ В УСЛО-ВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ СТОРОННЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Показано что воздействие импульсного электромагнитного излучения на электрорадиоизделия часто сопровождаются возникновением токов в проводящих элементах изделий и образованием их внутренних полей. Определены механизмы взаимодействия заряженных частиц и собственных колебаний комплектующих электрорадиоизделия, приводящие к затуханию поверхностных колебаний в полупроводниковых структурах.

Ключевые слова: импульсное электромагнитное излучение, электрорадиоизделие, неустойчивость собственных колебаний.

### Введение

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

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

Все многообразие отказов, возникающих в РЭА как результат воздействия сторонних факторов, принято разделять на обратимые и необратимые [2]. Необратимые отказы характеризуются полной утратой работоспособности РЭА. Они наступают в случае, когда изменение внутренних параметров аппаратуры превышает допустимые пределы (при воздействии внешнего ЭМИ

© В.И.Кравченко, И.В.Яковенко, Ф.В.Лосев, 2013

необратимые отказы обычно возникают вследствие теплового пробоя комплектующих). Для обратимых отказов характерна временная утрата работоспособности, приводящая к искажению выходных характеристик.

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

### Основные результаты

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

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

$$\varepsilon_i = \varepsilon_{0i} - \frac{\omega_{0i}^2}{\omega^2}$$

Для нахождения спектра и бесстолкновительного затухания поверхностных колебаний в условиях пренебрежения эффектом запаздывания электромагнитного поля воспользуемся следующими уравнениями

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

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

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

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

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

$$(1)$$

$$(2)$$

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

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

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

Тогда материальное уравнение можно записать:

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

Здесь 
$$\vec{A}(\omega,\vec{r}) = \frac{c}{i\omega}\vec{E}(\omega,\vec{r})$$
 – вектор-потенциал,  $n_0 = \sum \rho_k^0 \psi_k^*(\vec{r}) \psi_k(\vec{r})$  –

равновесная концентрация носителей заряда,  $\rho_k^0$  их равновесная функция распределения,  $\psi_k(\vec{r}) = V^{-1/2} \exp(ik\vec{r})$  – волновая функция частицы с законом дисперсии  $E_k = \frac{\hbar^2 k^2}{2m}$ , V – объем среды,  $\vec{j}'(\omega, \vec{r}) = \sum \rho_{kk'}(\omega)\vec{j}_{k'k}(\vec{r})$  – ток проводимости, обусловленный переходами электронов между состояниями k и  $k'(k_z = k'_z)$  вследствие их неупругого рассеяния на потенциале  $\vec{A}(\omega, \vec{r}) = \vec{A}(\omega, q_x, y) e^{i(q_x x - \omega t)}$  (далее полагаем для определенности  $q_x > 0, \omega > 0$ ),  $\rho_{kk'}^0(\omega)$  – возмущенная недиагональная поправка к равновесной функции распределения частиц, определяемая из уравнения движения для матрицы плотности [2]:

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

$$\omega^* = \omega + i\upsilon, \quad \upsilon \to 0;$$

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

 матричный элемент гамильтониана взаимодействия носителей заряда с электромагнитным полем

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

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

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

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

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

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

$$\frac{\partial^2 A_x(\omega, x, y)}{\partial y^2} - q_x^2 A_x(\omega, x, y) = -\frac{4\pi i q_x c}{\omega^2 \varepsilon(\omega)} \operatorname{div} \vec{j}'(\omega, x, y) , \qquad (7)$$
  
rge  $\varepsilon(\omega) = \begin{cases} \varepsilon_1(\omega), \quad y > 0; \\ \varepsilon_2(\omega), \quad y < 0. \end{cases}$ 

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

$$y > 0, \quad A_{1x}(y) = A_1 e^{-q_x y}, \quad A_{1y} = iA_{1x}(y);$$
  

$$y < 0, \quad A_{2x}(y) = A_2 e^{-q_x y}, \quad A_{2y} = -iA_{2x}(y).$$
(8)

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

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

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

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

Слагаемое с  $\rho_{k'}^0$  обусловливает ток, связанный с переходами электронов

из состояния k' в состояние k при поглощении энергии  $\hbar \omega$ . Этот ток определяется полюсами  $k_y^2 = k'_y^2 + \frac{2m(\omega + i\upsilon)}{\hbar}$  при интегрировании по  $k_y$ . В результате интегрирования получаем:

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

$$3 \text{десь } y < 0, k_y^{\pm} = \sqrt{k_y^2 \pm \frac{2m\omega}{\hbar}} > 0, \vec{k}_{\pm} = (k_x, k_y^{\pm}, k_z), \delta_{\pm} = \frac{m\upsilon}{\hbar k_y^{\pm}} .$$

Символ  $\int'$  означает, что интегрирование по  $k_y$  проводится в областях  $\left(-\infty, -\sqrt{\frac{2m\omega}{\hbar}}; \sqrt{\frac{2m\omega}{\hbar}}, \infty\right)$ , где возможен процесс излучения кванта энергии

электроном. Аналогичное выражение для  $\vec{j}'$  легко получить в области y < 0.

Видно, что ток  $\vec{j}'(\omega, \vec{r})$ , возникающий в результате электронных переходов между состояниями  $k_y$  и  $k'_y$  представляет собой бесконечный набор пространственных гармоник с периодом  $\frac{2\pi}{|k_y - k_y^{\pm}|}$ , зависящим от частоты поля и импульса частицы, с амплитудой, убывающей от границы как  $\exp(-\delta_{\pm}|y|$ . В классическом пределе  $k_y^2, k'_y^2 >> \frac{2m\omega}{\hbar}$  такого рода гармоники

известны как «волны Ван-Кампена», фазовая скорость которых равна скорости частицы. Подставляя (6) в уравнение (7), находим потенциал, возбуждаемый током  $\vec{i}'(\omega, x, y)$ .

$$A'_{x}(\omega, q_{x}, y) = \frac{i\alpha(\omega, q_{x}, y)}{\varepsilon(\omega)}A;$$

$$A'_{y}(\omega, q_{x}, y) = \frac{A}{q_{x}\varepsilon(\omega)}\frac{\partial\alpha}{\partial y}(\omega, q_{x}, y);$$

$$\alpha(\omega, q_{x}, y) = \frac{e^{2}q_{x}m}{\pi^{2}\hbar^{2}}\times$$
(11)

ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

$$\times \left\{ \int' \frac{\rho_k^0 d\vec{k}}{k_y^- (k_y \mp k_y^-)^4} \left[ 1 - \frac{\hbar (k_y \mp k_y^-)^2}{2m\omega} \right] \exp\left\{ i(k_y \mp k_y^- \pm i\delta_-)y \right\} - \int' \frac{\rho_k^0 d\vec{k}}{k_y^+ (k_y \mp k_y^+)^4} \left[ 1 - \frac{\hbar (k_y \mp k_y^+)^2}{2m\omega} \right] \exp\left\{ i(\pm k_y^+ - k_y \pm i\delta_+)y \right\}$$

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

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

$$\varepsilon_{1}(\omega)\left[1+i\frac{\alpha_{2}(\omega,q_{x},0)}{\varepsilon_{2}(\omega)}\right]+\varepsilon_{2}(\omega)\left[1+i\frac{\alpha_{1}(\omega,q_{x},0)}{\varepsilon_{1}(\omega)}\right]=0.$$
 (12)

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

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

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

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

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

Отсюда получаем :

$$\alpha = -2 \frac{\omega_0^2 q_x \upsilon_T}{\omega_s^3} \sqrt{\frac{T}{2\hbar\omega_s}}, \quad \frac{\hbar\omega_s}{T} >> 1;$$

$$\alpha = -2 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\omega_0^2 q_x \upsilon_T}{\omega_s^3}, \qquad \frac{\hbar\omega_s}{T} << 1.$$
(13)

В случае бесконечно малого барьера:

$$\omega_{01} = \omega_{02}, \quad \varepsilon_{01} \neq \varepsilon_{02}, \quad \omega_s = \omega_0 \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_{01} + \varepsilon_{02}}}$$

- декременты колебаний соответственно равны:

$$\Delta \omega_s = -iq_x \upsilon_T \sqrt{\frac{T}{2\hbar\omega_s}}, \quad \hbar \omega_s >> T ;$$

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

$$\Delta \omega_s = -\sqrt{\frac{2}{\pi}} i q_x \upsilon_T, \qquad \hbar \omega_s << T.$$
(14)

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

$$\Delta \omega_s = -i \frac{q_x}{\sqrt{2\hbar\omega_s}} \frac{\sum \omega_{0i}^2 \upsilon_{Ti} T_i^{1/2}}{\sum \omega_{0i}^2}; \quad \Delta \omega_s = -\sqrt{\frac{2}{\pi}} i q_x \frac{\sum \omega_{0i}^2 \upsilon_{Ti}}{\sum \omega_{0i}^2}; \quad i = 1, 2...$$
(15)

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

## Выводы

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

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

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

Поступила в редколлегию 15.05.2013.

#### УДК 621.318

Затухание поверхностных колебаний полупроводниковых структур электрорадиоизделий в условиях воздействия стороннего электромагнитного излучения / В.И. Кравченко, Ф.В. Лосев, И.В. Яковенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 96-103. – Бібліогр.: 5 назв

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

Ключові слова: імпульсне електромагнітне випромінювання, електрорадіовиріб, нестійкість власних коливань.

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

Keywords: pulsed electromagnetic radiation, electroradioitem, the instability of natural oscillations.

УДК 621.318

*В.И. КРАВЧЕНКО*, д-р техн. наук., профессор, НТУ «ХПИ»; *И.В. ЯКОВЕНКО*, д-р физ.-мат. наук; профессор, НТУ «ХПИ»; *Ф.В. ЛОСЕВ*, канд. техн. наук, науч. сотр., НТУ «ХПИ»

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

Показано, что влияние импульсного электромагнитного излучения (ЭМИ) на электрорадиоизделия часто сопровождаются появлением токов в проводящих элементах изделий и появлением внутренних полей. Определены механизмы возникновения неустойчивостей собственных колебаний полупроводниковых структур в условиях воздействия электромагнитного излучения.

Ключевые слова: импульсное электромагнитное излучение, электрорадиоизделие, неустойчивость собственных колебаний.

## Введение

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

Большинство имеющихся теоретических и экспериментальных результатов исследований влияния ЭМИ на радиоизделия относятся к области необратимых отказов. Моделирование механизмов взаимодействия наведенных ЭМИ токов и напряжений с процессами, характеризующими функциональное назначение изделий, обычно проводится в рамках теории цепей с

© В.И.Кравченко, И.В.Яковенко, Ф.В.Лосев, 2013

распределенными параметрами. Этот подход позволяет оценить критерии работоспособности в целом ( например оценить критическую энергию, характеризующую тепловой пробой), однако вопросы связанные с определением различного рода электромагнитных взаимодействий, протекающих непосредственно в комплектующих изделия при воздействии ЭМИ остаются открытыми.

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

# Основные результаты

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

Кинетическое уравнение для поверхностных плазмонов имеет вид:

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

где  $N_q$  – число поверхностных плазмонов в состоянии q;  $n_{k1,2}$  – число электронов в состояниях  $k_{1,2}$ ;  $E_{1,2} = \frac{\hbar^2 k_{1,2}}{2m}$  – закон дисперсии электронов;  $W_{k1qk2}$  – матричный элемент, характеризующий вероятность перехода электронов ме-

жду состояниями  $k_1 \rightarrow k_2$ . Первый член правой части уравнения описывает процесс спонтанного и индуцированного излучения поверхностных плазмонов при переходе электронов из состояния  $k_1$  в состояние  $k_2$ ; второй – процессы поглощения плазмонов при обратных переходах. В левой части уравнения

отсутствует член  $v_{cp} \frac{\partial N_q}{\partial \vec{r}}$ , поскольку предполагается, что плазмоны не обла-

дают дисперсией и их групповая скорость равна нулю. Особенность кинетического уравнения заключается в том, что закон сохранения импульса плазмонов и электронов выполняется только в направлении параллельном границе раздела сред, поскольку пространство вдоль оси 0*Y* неоднородно:

$$k_{1x} = k_{x2} + q_x; \quad k_{1z} = k_{2z} + q_z.$$

Предполагается, что плазменная среда (среда 1) занимает область про-

странства  $0 \le y \le L\left(\varepsilon_1(\omega) = \varepsilon_0 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)$ . Границы y = 0; y = L являются идеально

отражающими, а области y < 0; y > L занимает диэлектрик (вакуум)  $\varepsilon_2 = \varepsilon_d$ . Глубина проникновения поля плазмона остается малой по сравнению с L, то есть поля локализованы на границах y = 0; y = L независимо друг от друга. Мы рассмотрим взаимодействие электронов и плазмонов вблизи границы y = 0.

Выражение для гамильтониана взаимодействия электронов с плазмонами, определяющее матричный элемент  $W_{k1qk2}$ , имеет вид:

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

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

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

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

$$e_{1x} = e_{2x} = \frac{q_{x}}{q\sqrt{2}}; \quad e_{1y} = -e_{2y} = \frac{i}{\sqrt{2}}; \quad e_{1z} = e_{2z} = \frac{q_{z}}{q\sqrt{2}}; \quad q = \sqrt{q_{x}^{2} + q_{z}^{2}};$$

$$\omega_{-q} = \omega_{q} = \omega; \quad q_{y} = -iq; \quad y < 0; \quad q_{y} = iq; \quad y > 0.$$
(3)

Величина  $A_q$  находится в результате квантования энергии электромагнитного поля поверхностного плазмона

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

где интегрирование проводится по всей области локализации поверхностного плазмона. Подставляя в (4)  $[\hat{A}(\omega, r)]^2$ , приравнивая  $H^{(em)} = \sum \frac{\hbar \omega_q}{2} \Big[ \hat{a}_q \hat{a}_q^+ + \hat{a}_q^+ \hat{a}_q \Big]$ , получим  $A_q = \left( \frac{4\pi e^2 \hbar q c^2}{S \omega_q (\varepsilon_o + \varepsilon_d)} \right)^{1/2}$ где S – пло-

щадь поверхности образца.

Оператор плотности электронного тока имеет вид:

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

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

$$\hat{\Psi}^{+} = \frac{1}{\sqrt{V}} \sum \hat{b}_{k}^{+}(t) \exp(-i(k_{x}x + k_{z}z)) \sin k_{y}y ;$$

$$\hat{\Psi} = \frac{1}{\sqrt{V}} \sum \hat{b}_{k}(t) \exp(i(k_{x}x + k_{z}z) \sin k_{y}y ;$$

$$V = SL; \quad k_{y} = \frac{\pi}{L}n; \quad n = 1, 2, 3...$$
(5)

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

Проведя в выражении (2) интегрирование, получим:

$$H^{(63)} = \sum_{k_1 q k_2} W_{k_1 q k_2} b_{k_1}(t) (a_q(t) + a_{-q}^+(t)) b_{k_2}^+(t),$$
(6)

где

$$W_{\vec{k}_1 \vec{q} \vec{k}_2} = \frac{2k_{1y}k_{2y}(k_1^2 - k_2^2) W_0 q_x}{[(q^2 + (k_{2y} - k_{1y})^2][(q^2 + (k_{2y} - k_{1y})^2]] q_x]};$$
  
$$W_0 = \left(\frac{2\pi e^2 q_x \hbar^3}{m_0^2 L_y^2 S \omega_q(\varepsilon_0 + \varepsilon_d)}\right)^{1/2}.$$

Видно, что матричный элемент обладает следующими свойствами:

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

Учитывая закон сохранения энергии  $E_2 = E_1 - \hbar \omega_{\vec{q}}$  и полагая  $q^2 << (k_{2y} - k_{1y}); q << k_x; q << k_z$  получим следующее выражение для матричного элемента:

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

Декремент колебаний  $\gamma = \frac{1}{2N_q} \frac{\partial N_q}{\partial t}$  определяется процессами индуци-

рованного излучения и поглощения волн частицами: N<sub>q</sub> >> 1:

Переходя в кинетическом уравнении (1) от суммирования к интегриро-

ванию  $\left(\sum k_y = \frac{L}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} dk_y\right)$  получим следующее выражение для декремента.  $\gamma = \frac{W_0^2 V L}{4\pi^3 \ m \hbar \omega_q^2} \int_{k_y > 0} dk \ k_y^+ k_y^2 (n_{k^{(+)}} - n_k) .$ (7)

Рассмотрим случай максвелловского распределения электронов:

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

Подставляя значения  $W_0$ ,  $n_k$  в формулу (7) и используя закон дисперсии поверхностных плазмонов  $\omega_q^2 = \frac{\omega_0^2}{\varepsilon_0 + \varepsilon_d}$  получим:

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

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

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

чим снова выражение) для  $\gamma$  в случае зеркального отражения электронов от границы .

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

Исследуем механизмы спонтанного излучения частиц, когда  $N_q \ll 1$ . Рассмотрим излучение, создаваемое одной частицей  $n_k = \delta_{kk0}$ , движущейся со скоростью  $v_0$ . В этом случае из уравнения (1) следует при  $q_x \ll k_x$ ;  $q_z \ll k_z$ :

$$\frac{\partial N_{\vec{q}}}{\partial t} = \frac{4mL}{\hbar^3} \int_0^\infty \left| W_{k0,ky} \right|^2 \delta(k_0^2 - k_y^2 - \frac{2m\omega_q}{\hbar}) \, dk_y \,. \tag{9}$$

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

$$\hbar\omega_q \frac{\partial N_{\bar{q}}}{\partial t} = \frac{4\pi e^2 q v_0^3}{V \omega_0^2} \,. \tag{10}$$

Если число электронов в состоянии « $k_0$ » равно  $n_{k0}$  то правую часть необходимо умножить на эту величину. Сравним мощность излучения с величиной потерь энергии частицы при ее отражении от границы раздела сред.

Поля, создаваемые частицей, будем описывать следующей системой уравнений:

rot 
$$\vec{E}(\vec{r},t) = 0$$
; div  $\vec{D} = 4\pi e \delta(x) [\delta(y - v_0 t) + \delta(y - v_0 t)] \delta(z)$ ;  
*ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)* 107
$$\vec{D}(\vec{r},t) = \int_{\infty}^{t} \varepsilon(t-t')\vec{E}(\vec{r},t')dt'; \quad y > 0;$$
  
$$rot\vec{E}(\vec{r},t) = 0; \quad \operatorname{div}\vec{D} = 0; \quad \vec{D}(\vec{r},t) = \varepsilon_{d}\vec{E}(\vec{r},t); \quad y < 0.$$
(11)

Фурье-компоненты поля частицы имеют следующий вид:

$$\vec{E}(\vec{r},t) = \sum_{q_x,q_z} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{E}(\omega,\vec{q},y) e^{i(\vec{q}\vec{p}-\omega t)} d\omega; \quad q = \sqrt{q_x^2 + q_z^2};$$

$$E_{x}(\omega, \vec{q}, y) = -\frac{ieq_{x}v_{0}\cos\frac{\omega}{v_{0}}y}{\pi^{2}\varepsilon(\omega)S(\omega^{2} + q^{2}v_{0}^{2})};$$
  

$$E_{y}(\omega, \vec{q}, y) = -\frac{ie\omega\sin\frac{\omega}{v_{0}}y}{\pi^{2}\varepsilon(\omega)S(\omega^{2} + q^{2}v_{0}^{2})};$$
  

$$\varepsilon(\omega) = \int_{0}^{\infty} \varepsilon(\tau)e^{i\omega\tau}d\tau,$$
(12)

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

$$E_{x}(\omega, \vec{q}, y) = A_{1} e^{-qy}; \quad E_{y}(\omega, \vec{q}, y) = i \frac{q}{q_{x}} A_{1} e^{-qy}; \quad y > 0;$$

$$E_{x}(\omega, \vec{q}, y) = A_{2} e^{qy}; \quad E_{y}(\omega, \vec{q}, y) = -i \frac{q}{q_{x}} A_{2} e^{qy}; \quad y < 0.$$
(13)

Из граничных условий находим:

$$A_{1} = \frac{ieq_{x}v_{0}}{\pi^{2}\varepsilon(\omega)} \frac{\varepsilon_{d}}{(\varepsilon(\omega) + \varepsilon_{d})}; \quad A_{2} = -\frac{\varepsilon(\omega)}{\varepsilon_{d}}A_{1}.$$
(14)

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

$$\vec{E}_{y}(\vec{r},t) = -\frac{8\pi e v_{0}}{S(\varepsilon(\omega) + \varepsilon_{d})} \sum_{q_{x}q_{z}} \frac{q}{\omega_{q}} e^{i\vec{q}\vec{p}} \sin \omega t; \quad t > 0;$$

$$\vec{E}_{y}(\vec{r},t) = 0; \quad t < 0.$$
(15)

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

Потери энергии частицы на возбуждение поверхностного плазмона в

единицу времени  $\frac{\partial \varepsilon}{\partial t}$  определяются из уравнения движения:

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

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

гии частицы в единицу времени на возбуждение *q* – гармоники поля плазмона принимают вид :

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

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

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

Из (18) можно найти изменение числа электронов  $n_{k1} = n_{k0}\delta_{k_{lk0}}$  в состоянии  $k_0$  при их переходе в состояние k в результате спонтанного излучения поверхностных плазмонов ( $N_q \rightarrow 0$ ). Выполняя интегрирование получим:

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

Потери энергии электрона при этом при переходе равны:

$$E_0 \frac{\partial n_{k0}}{\partial t} + E \frac{\partial n_k}{\partial t} = \left(E_0 - E\right) \frac{\partial n_{k0}}{\partial t},$$
где:  $E_0 - E = \hbar \omega_q; \quad \frac{\partial n_{k0}}{\partial t} = -\frac{\partial N_q}{\partial t}.$ 

Выводы

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

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

гию поля вглубь среды.

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

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

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

Поступила в редколлегию 22.05.2013.

### УДК 621.318

Кинетические механизмы взаимодействия поверхностных колебаний с электронами проводимости полупроводниковых структур в условиях воздействия стороннего электромагнитного излучения / В.И. Кравченко, Ф.В Лосев, И.В Яковенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 103-110. – Бібліогр.: 5 назв.

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

Ключові слова: імпульсне електромагнітне випромінювання, електрорадіовиріб, нестійкість власних коливань.

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

Keywords: pulsed electromagnetic radiation, electroradioitem, the instability of natural oscillations. *Ю. С. НЕМЧЕНКО*, гл. метролог, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; *С. Б. СОМХИЕВ*, вед. инженер, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»; *И.А. ПОСТЕЛЬНИК*, студент НТУ «ХПИ»

## АППАРАТУРА ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ БОРТОВОГО АВИАЦИОННОГО ОБОРУДОВАНИЯ С ЦИФРОВЫМИ СХЕМАМИ НА СТОЙКОСТЬ К ПРОВАЛАМ НАПРЯЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Представлено идеологию построения, конструкцию и результаты аттестации генератора ГПНП-А, предназначенного для испытаний бортового авиационного оборудования (БАО) на невосприимчивость к провалам напряжения электропитания БАО с цифровыми схемами. Генератор создает циклограммы 12 видов провалов, которые полностью воспроизводят все амплитудновременные требования к этому виду испытаний, которые регламентирует стандарт КТ-160 D.

Ключевые слова: испытания, бортовое оборудование, восприимчивость, провалы напряжения, генератор

В настоящее время в соответствии с указаниями Международного авиационного комитета (МАК) проводятся обязательные испытания бортового авиационного оборудования (БАО) гражданских самолетов и вертолетов на электромагнитную совместимость (ЭМС) по нормативному документу (НД) КТ-160 D [1]. Среди многих видов испытаний БАО на ЭМС одним из наиболее объемных видов испытаний являются испытания на динамические изменения напряжения электропитания (ДИН) на борту летального аппарата. ДИН - это выбросы, провалы и кратковременные прерывания напряжения электропитания. Параметры ДИН регламентируются разделом 16 КТ-160D. Установлены ДИН стандартной формы (в виде прямоугольника) и ДИН нестандартной формы (треугольные, трапециидальные или др.). Одним из видов нестандартных ДИН являются ДИН для БАО с цифровыми схемами, которые регламентируются п. 16.5.2.3 (раздел 16). Этот пункт устанавливает форму (рис. 1) и нормируемые точностные характеристики (НТХ) 15 видов провалов напряжения электропитания постоянного тока 27 В соответствии с табл. 1. К НТХ относятся глубина провала  $\Delta n$ , ширина провала  $T_1$ , время спада  $T_2$ , и время нарастания  $T_3$ .

По табл. 1 БАО имеет 3 категории применения (А, В и Z), которые устанавливают сложность электромагнитной обстановки в месте расположения БАО. Как видно из этой таблицы категория В наиболее «мягкая», а категория Z – наиболее «тяжелая». Отсюда следует и разное количество наборов этих провалов (КПЦС), и НТХ различных параметров.

Для отличия КПЦС по табл. 1 друг от друга введено их обозначение

© Ю. С. Немченко, С. Б. Сомхиев, И.А. Постельник, 2013

КПЦС-п, где n – номер колонки по табл. 1.

Режим генерирования КПЦС-1 воспроизводится в генераторе ПТК-ПТ, а режимы КПЦС-8 и КПЦС-15 – в генераторе ГПНП, которые были изготовлены и аттестованы ранее.



Рисунок 1 – Форма провалов напряжения для БАО с цифровыми схемами (КПЦС)

Категория БАО		A, E	3 и Z			А	иZ		A	, В и	Ζ		А	иZ	
Номер усло- вия испыта- ний, <i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$T_1$ (MC)	2	10	25	50	75	100	200	1000	10	25	50	75	100	200	1000
$T_2$ (MC)	<1	20	20	20	20	20	20	20	50	50	50	50	50	50	50
$T_3$ (MC)	<1	5	5	5	5	5	5	5	20	20	20	20	20	20	20
$\% \text{ om } U_{nom}$ ( $U_{min}$ ), $\Delta_n$ , %	0	50	15	10	5	0	0	0	80	50	0	15	5	0	0

Таблица 1 – Нормируемые точностные характеристики БАО

Режимы генерирования испытательных провалов напряжения вида КПЦС-2 – КПЦС-7 и КПЦС-9 – КПЦС-14 потребовали нового испытательного прибора, получившего название ГПНП-А с синтезатором провалов СПЦС-А.

Испытательный прибор ГПНП-А, блок-схема которого представлена на рис. 2, представляет собой стабилизированный автономный источник питания (27 ± 0,5) В, который через управляемый электронный коммутатор подключается к БАО. Управляется этот коммутатор от задающих генераторов блок ГНПН или СПЦС-А., которые переключаются тумблером РЕЖИМ.

Основным элементом блока СПЦС-А является формирователь цифровых сигналов (ФЦС) – рис. 3.

В этом блоке в качестве синтезатора сигналов используется DDS генера-

тор (генератор с прямым цифровым синтезом формы сигнала) на микроконтроллере ATmega16 фирмы Atmel. Кроме синтеза сигнала провалов различной формы и длительности, реализуется возможность выбора режимов провалов, и отображение текущего режима на дисплее.

DDS сигнал формируется микроконтроллером. Для преобразования цифрового сигнала в аналоговый используется цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) – R 2R. Свое название он получил из-за номиналов применяемых в нем резисторов с сопротивлениями R и 2 · R (рис. 4).



Рисунок 2 - Структурная схема генератора ГНПН-А:

ГНПН-А – генератор ГНПН-А;

- ФНП формирователь нестандартных провалов;
- $C \Psi \Phi-$ система управления  $\Phi H\Pi;$
- СПЦС-А синтезатор провалов;
- ФЦС формирователь цифровых сигналов;
- СУЦ система управления ФЦС;
- БП блок питания ФЦС;
- ИВИ индикация видов испытаний ФЦС;
- УПТ усилитель постоянного тока
- УМ усилитель мощности

Принцип работы ЦАП таков, что каждый вход ЦАП имеет свой «вес». Входы расположены в порядке уменьшения веса слева направо. Т.е. левый вход оказывает самое большое влияние на выходной сигнал следующий за

ним вдвое меньше и т.д. Самый последний (правый) вход изменяет выходной сигнал на  $\frac{U_{num}}{2^n}$ . Рассчитать напряжение на выходе ЦАП можно по формуле (1).

$$U_{\text{\tiny Gbax}} = U_{num} \times \left( x_1 \times \frac{1}{2^1} + x_2 \times \frac{1}{2^2} + x_3 \times \frac{1}{2^3} + \dots + x_n \times \frac{1}{2^n} \right), \tag{1}$$

где *U*<sub>*num*</sub> – напряжение питания [В], *n* – разрядность шины ЦАП, *x* – значение n-го разряда.



Рисунок 4 – Схема функциональная ЦАП - R 2R

Предположим, что на входе у нас число 10010101, тогда выходное напряжение:

$$U_{gbax} = 5 \times \left( 1 \times \frac{1}{2^1} + 0 \times \frac{1}{2^2} + 0 \times \frac{1}{2^3} + 1 \times \frac{1}{2^4} + 0 \times \frac{1}{2^5} + 1 \times \frac{1}{2^6} + 0 \times \frac{1}{2^7} + 1 \times \frac{1}{2^8} \right) = 2,91 \text{ B}.$$

При этом работает вся конструкция очень быстро. Частота сигнала ограничена только паразитными емкостями между элементами и производительностью микроконтроллера. С помощью данного генератора возможно синтезировать сигналы любой формы.

Программа написана на языке Си, для компиляции и отладки использовалась программа AVRStudio 4, фирмы Atmel. Алгоритм работы программы изображен на рис. 5.

Для управления ФЦС, то есть установления необходимых дискретных режимов работы ФЦС, служит система управления ФЦС (СУЦ)).

Для индикации видов провалов по табл.1 служит плата ИВИ.

Сигнал с выхода ФЦС хотя и имеет требуемую временную форму, однако недостаточен по амплитуде (необходимая величина выходного напряжения должна быть 27 В). Поэтому на выходе ФЦС включен усилитель постоянного тока (УПТ) и усилитель мощности УМ, который усиливает сигналы с ФЦС до требуемой величины.



Рисунок 5 – Алгоритм работы программы СПЦС-А

Питание электронных узлов СПЦС-А осуществляется от блока питания типа AM-0751500V со стабилизатором напряжения + 5 В на плате 13.

Блок СПЦС-А собран в металлическом корпусе с габаритами 325х210х50 мм (рис.6).

Генератор ГПНП-А, внешний вид которого приведен на рис. 7, был аттестован в установленном порядке и введен в эксплуатацию в 2012 году. На рисунке 8 приведены осциллограммы на выходе генератора ГПНП-А с блоком СПЦС-А, полученные при его аттестации.



Рисунок 6 – Общий вид синтезатора провалов СПЦС-А



Рисунок 7 – Внешний вид генератора ГПНП-А с блоком СПЦС-А



и КПЦС-9 - КПЦС-14



ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)



Методика испытаний БАО на КПЦС заключается в подаче на БАО двух последовательно следующих друг за другом провалов одной формы с интервалом 1 с (рис. 9).

При подаче сетевого напряжения на ГПНП-А на БАО поступает постоянное напряжение ( $27 \pm 0.5$ ) В на время, необходимое для выведения БАО в установившийся режим и проверки его работоспособности.

Дополнительной сервисной услугой является осциллографирование напряжения на входе БАО, которое отражает реакцию БАО на КПЦС.



Рисунок 9 - Циклограмма испытательного напряжения вида КПЦС

Список литературы: 1. КТ-160D Квалификационные требования. Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. (Внешние воздействующие факторы – ВВФ). Требования, нормы и методы испытаний. Раздел 16.0 Электропитание.

Поступила в редколлегию 30.03.2013

### УДК 621.317.3

Аппаратура для испытаний бортового авиационного оборудования с цифровыми схемами на стойкость к провалам напряжения электропитания / Ю. С. Немченко, С. Б. Сомхиев, И. А. Постельник // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 111-119. – Бібліогр.: 1 назв.

Описано ідеологію побудови, конструкцію та результати атестації генератора ГПНП-А, призначеного для випробувань бортового авіаційного обладнання (БАО) на несприйнятливість до про-

ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

валів напруги електроживлення БАО з цифровими схемами. Генератор виробляє циклограми 12 видів провалів, які повністю відтворюють усі амплітудно-часові вимоги до цього виду випробувань за КТ-160D.

Ключові слова: випробування, бортове обладнання, несприйнятливість, провали напруги, генератор

The ideology of creation, construction and the testing of generator of GPNP-A, intended for testing of the on-board aircraft equipment (BAE) on immunity to the dips of voltage of power supply of BAE with digital charts, are described. The apparatus generates 12 types of dips, which fully recreate all amplitude-time requirements to this type of tests by KT-160D.

Keywords: test, board equipment, immunity, voltage dips, generator.

УДК 629.735.05

*I. I. ОБОД*, д-р техн. наук, професор, НТУ «ХПІ»; *А. АЛАЛІ*, магістрант, НТУ «ХПІ»; *М. ФАТРОНІ*, магістрант, НТУ «ХПІ»

## АДАПТИВНА ОПТИМІЗАЦІЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ В СИСТЕМАХ РАДІОДОСТУПУ ЗА НАЯВНОСТІ ЗАВАД

Приводятся соотношения и оценка влияния флуктуационных и импульсных помех на качество работы широкополосных систем передачи данных при различных методах модуляции сигналов, для различных скоростей кодирования и дальностей между мобильной и базовой станциями и использования широкополосных сигналов.

Ключевые слова: система передачи данных, модуляция сигналов, скорость кодирования.

Постановка проблеми та аналіз літератури. Створення інформаційної мережі обслуговування користувачів неможливе без реалізації надійної мережі обміну даними [1]. Сьогодні значна частина трафіку забезпечується безпровідними телекомунікаційними радіосистемами: системами супутникового, радіорелейного, ультракороткохвильового, мобільного зв'язку, а також системами, які використовують сучасні технології формування й обробки сигналів WiMAX, LTE і тому подібні. Можна стверджувати, що створення сучасних інформаційних мереж можливо тільки із застосуванням систем радіодоступу (СРД) [2-6].

Значна частина досліджень щодо поліпшення роботи бездротових локальних мереж присвячена адаптивної настройки. Адаптивна настройка дозволяє пристрою оптимізувати свої параметри в залежності від характеристик

© І. І. Обод, А. Алалі, М. Фатроні, 2013

середовища. В [7] були досліджені питання адаптивного управління розмірами інформаційного пакета в СРД для підвищення пропускної спроможності останніх. Представляє інтерес оцінка впливу способу модуляції і швидкості кодування інформації на процес адаптивного управління швидкістю передачі інформації при наявності імпульсних і флуктуаційних завад (ФЗ) в каналі обміну інформацією.

**Мета статті.** Оптимізація швидкості передачі інформації при наявності флуктуаційних та імпульсних завад в каналі обміну інформацією.

Основний розділ. Однією з основних проблем управління ресурсами будь-якої телекомунікаційної системи з комутацією пакетів під час обслуговування – це пошук компромісу між ступенем використання вже задіяних ресурсів та рівнем якості обслуговування. У процесі вдосконалення роботи мережі РД намагаються знайти розумний компроміс у досягненні цих двох протилежних цілей. З одного боку, прагнуть поліпшити якість обробки трафіку, тобто намагаються знизити затримки в просуванні пакетів і зменшити втрати пакетів. На практиці цієї мети можна досягти, головним чином, за рахунок резервування ресурсів, а для цього необхідно мати додаткову незадіяну на даний момент частину пропускної здатності комутатора. З іншого боку, намагаються максимально збільшити інформаційне навантаження всіх ресурсів мережі з метою підвищення економічних показників її експлуатації. Компроміс у досягненні вищеназваних цілей, як показує практика, становить основний зміст задачі оптимізації роботи мережі.

Для пакетної мережі параметр навантаження пов'язують з такими показниками якості обслуговування, як час затримки доставки та ймовірність втрати пакету даних. Однак можна стверджувати, що названі показники якості обслуговування визначаються пропускною здатністю або швидкістю передачі інформації. Будемо враховувати такі реально існуючі чинники, як завади, які призводять до зниження ймовірності помилок (одиноких і групових) і, як наслідок, до зменшення реальної швидкості передачі інформації. Можна стверджувати, що ефективна швидкість передачі даних за умови відсутності переповнення буфера пам'яті можна визначити як:

$$R_e = f(R_0, V_k, n_p, t_r, \varepsilon, P_e, z), \qquad (1)$$

де  $R_0$  – потенційна швидкість передачі інформаційних даних;  $V_k$  – кодова швидкість;  $n_p$  – довжина пакету даних;  $t_r$  – час поширення сигналів через канал зв'язку, а також аналізу та підтвердження (або перезапита) прийому пакета;  $\varepsilon$  – показник групування помилок в результаті завад; z – кількість перезапитів;  $P_e$  – імовірність помилки на біт інформації. Аналіз виразу (1) показує, що оптимізація швидкості передачі інформації в значній мірі визначається ймовірністю  $P_e$ , яка  $\varepsilon$  інтегральною оцінкою каналу передачі інформації. Проведемо аналіз впливу навмисних і ненавмисних завад на широкосмугову СРД при використанні інформаційних сигналів на основі фазової та квадратурноїамплітудної маніпуляції (КАМ) з різними швидкостями кодування. В якості показника якості системи передачі даних виберемо ймовірність помилки, яка, в загальному випадку, визначається як

$$P_e = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{D_{1,2}}{2N_0}}\right) \right],\tag{2}$$

де  $D_{ij} = \int_{0}^{T} \left[ x_{si}(t) - x_{sj}(t) \right] \left[ x_{si}(t) - x_{sj}(t) \right]^{*} dt$  – енергетична відстань між сигнала-

ми,  $N_0$  – спектральна щільність потужності шуму, яку можна визначити як  $N_0 = kT(K_w - 1)$ , k – постійна Больцмана,  $K_w$  – коефіцієнт шуму приймача, T

– температура, 
$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{0}^{x} e^{-t^{2}/2} dt$$
 – функція Лапласа.

Енергетичне відстань між сигналами для розглянутих сигналів оцінюється як

- для фазової маніпуляції (BPSK):

$$D_{i,i+1} = 2\sqrt{E}\sin\frac{\pi}{M};$$

- для КАМ:

$$D_{i,i+1} = \sqrt{2E} \left( \sqrt{M} - 1 \right)^{-1}.$$
 (3)

Будемо вважати, що відстань між мобільною і базовою станціями складає r. Тоді щільність потоку енергії, яка утворюється випромененим сигналом в місці розміщення приймальні антени СРД, яка знаходитися на відстані r від випромінюваної антени, становить  $S_{np} = PG/4\pi r^2$ , де P – потужність передавача, G – коефіцієнт посилення антени передавача. Потужність сигналу на вході приймача, в цьому випадку, можна записати як

$$P_p = S_p A = \frac{PGA}{4\pi r^2},$$

де А – ефективна площа антени приймача.

Слід зазначити, що при оцінюванні потужності сигналу на вході приймача необхідно враховувати коефіцієнти, які оцінюють втрати енергії сигналу за рахунок неспівпадання поляризації, а також втрати сигналу в антенно-фідерному тракті приймача. Для виявлення сигналів необхідно, щоб відношення сигнал/шум було більше порогового. Відношення сигнал-шум можна оцінити на основі наступного виразу  $q = \sqrt{P_p/N_0}$ .

Якщо на приймач СРД з декількох напрямів впливає J джерел ФЗ. В результаті дії завад спектральна щільність потужності  $N_0$  внутрішнього шуму, перерахованого до входу приймача, доповнюється сумарною спектральною щільністю потужності J зовнішніх завад  $N_P$ , яка визначається співвідношенням

$$N_p = \sum_{j=1}^J \frac{P_{pj}G_{pj}}{4\pi r_j^2 B_{pj}} A_j,$$

де  $P_{pj}(G_{pj})$  – ефективна випромінювана потужність і коефіцієнт посилення антени *j*-того постановника завади,  $B_{pj}$  – ширина її енергетичного спектру,  $r_j$  – дальність постановника до приймача СРД,  $A_j$  – ефективна площа приймальної антени для напрямку приходу і поляризації коливань завад *j*-го постановника.

Таким чином, якщо на СРД впливає флуктуаційний завадний сигнал з середньою потужністю  $P_j$ , який повністю покриває її робочу смугу B і аналогічно стаціонарному гавсівському шуму має нульове середнє і рівномірну спектральну щільність потужності  $J_0 = P_j/B$ . Тоді співвідношення сигнал/(шум + завада) на вході приймача СРД визначимо наступним чином:

$$q = \sqrt{\frac{P_{pb}}{N_0 + J_0}} ,$$
 (4)

Враховуючи (2), (3) і (4) і з урахуванням швидкості кодування  $V_k = k/n$  отримуємо ймовірність  $P_e$  при передачі рівноймовірних сигналів фазової модуляції:

$$P_{e} = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{\frac{2PGAn}{4\pi r^{2} (N_{0} + J_{0})k}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right],$$
(5)

де  $E_s = E_0 \log_2 M$  – енергія на один символ.

Припустимо тепер, що замість неперервної широкосмугової завади діє імпульсна завада підвищеної потужності  $P_j/\rho$ , що досягається за рахунок зменшення часу її впливу на СРД щодо загального часу впливу на величину  $\rho$  (0 <  $\rho$  < 1).

Імовірність виникнення імпульсної навмисної завади в даний момент часу можна вважати рівною  $\rho$ . Через дії навмисних завад протягом відносного часу передачі  $\rho$  спектральна щільність потужності навмисної завади з урахуванням теплового шуму зростає до  $N_0 + J_0/\rho$ . В проміжок часу, що залишився, з ймовірністю  $(1 - \rho)$  джерело завад не видає, і відношення сигнал/шум прийнятого сигналу визначається тільки наявністю ФЗ зі спектральною щільністю потужності  $N_0$  (вираз (4) при  $J_0 = 0$ ).

Таким чином, вираз для ймовірності  $P_e$  при впливі імпульсної завади являє собою суму помилок з урахуванням ФЗ і з урахуванням навмисних імпульсних завад:

$$P_e = \frac{1}{2} \left\{ \left(1 - \rho \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{\frac{2PGAn}{4\pi r^2 N_0 k}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right] + \rho \left[ 1 - \Phi \left( \sqrt{\frac{2PGAn}{4\pi r^2 (N_0 + J_0)k}} \sin \frac{\pi}{M} \right) \right] \right\}.$$

Наведені вирази можна перетворити при використанні КАМ сигналів, використовуючи енергетичну відстань цих сигналів (вираз (3)).

Розрахунки ймовірності помилки на біт інформації, при використанні сигналів з фазовою маніпуляцією і потужності випромінювання рівної 1 Вт, представлені на рис. 1, 2. Потужність навмисної ФЗ при розрахунках була обрана в три рази більше потужності внутрішніх шумів.



Рисунок 1 - Вплив внутрішніх шумів на ймовірність бітової помилки



Рисунок 2 - Вплив внутрішніх шумів і ФЗ на ймовірність бітової помилки

Наведені розрахунки показують, що, використовуючи оцінку дальності між базовою і мобільною станціями і потужності навмисних завад, можна адаптивно управляти параметрами виразу (1) з метою оптимізації швидкості передачі інформації в системі.

Висновки. Вищевикладені результати показують, що адаптивний вибір, на основі оцінки енергетики каналу передачі інформації між абонентами, модуляції сигналів і швидкості кодування дозволяє оптимізувати швидкість передачі інформації.

Список літератури: 1. Романов А. И. Телекоммуникационные сети и управление / А. И. Романов. – К.: Изд.пол. центр «Киевский университет», 2003. – 247 с. 2. Григорьев В. А.

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

Сети и системы радиодоступа / В. А. Григорьев, О. И. Лагутенко, Ю. А. Распаев. – М.: Эко-Трендз, 2005. – 384 с. **3.** Шахнович И. В. Современные технологии беспроводной связи : Изд. 2-е, испр. и доп. / И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с. **4.** Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с. **5.** Столинес В. Беспроводные линии связи и сети : пер. с англ. / В. Столинес. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 640 с. **6.** Скляр. Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е изд. – М.: Изд. дом «Вильяме», 2003. – 1104 с. **7.** Обод І. І. Оптимізація довжини пакету даних у пакетних мережах передачі даних при дії завад / І. І. Обод, І. Л. Яценко // Системи управління, навігації та зв'язку: зб. наук. праць. – Вип. 1 (9). – К.: 2009. – С. 165-168.

Надійшла до редколегії 15.04.2013

УДК 629.735.05

Адаптивна оптимізація швидкості передачі інформації в системах радіодоступу за наявності завад / І. І. Обод, А. Алалі, М. Фатроні // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 119-124. – Бібліогр.: 7 назв.

Наводяться співвідношення та оцінка впливу флуктуаційних та імпульсних завад на якість роботи широкосмугових систем передачі даних при різних методах модуляції сигналів, для різних швидкостей кодування і дальністей між мобільною і базовою станціями і використання широкосмугових сигналів.

Ключові слова: система передачі даних, модуляція сигналів, швидкість кодування.

There have been given relation and assessment of the impact of fluctuation and impulse noise on the quality of broadband data transmission systems with different methods of modulation signals, for different coding speeds and the distances between the mobile and the base stations and the use of broadband signals.

Keywords: data transmission system, signal modulation, coding speed.

УДК 621.396.96

*I. I. ОБОД*, д-р техн. наук, професор, НТУ «ХПІ»; *I. В. СВИД*, ст. викл., ХНУРЭ, Харків; *В. В. ШЕВЦОВА*, ст. викл., НТУ «ХПІ»

## СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ВИЯВЛЯЧА АБОНЕНТІВ ЗАПИТУ НЕСИНХРОННОЇ МЕРЕЖІ ЗАПИТАЛЬНИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

В статье синтезирована структура обнаружителя абонентов запроса несинхронной сети запросных систем передачи информации, что обеспечило переход от обслуживания сигналов запроса к обслуживанию абонентов и, как следствие, позволило повысить помехоустойчивость и пропу-

© І. І. Обод, І. В. Свид, В. В. Шевцова, 2013

скную способность запросных каналов передачи информации.

Ключевые слова: несинхронной сети запросных систем передачи информации, пропускная способность.

Постановка проблеми й аналіз літератури. Відомо [1, 2], що запитальні канали передачі інформації (КПІ) запитальних систем спостереження (СС) використається для передачі польотної інформації (ПІ) з борту повітряного об'єкта (ПО) на наземні пункти обробки інформації. Побудова запитальних систем передачі інформації за принципами несинхронної мережі, у який одночасно може обслуговуватися тільки один абонент, а також реалізація обслуговування сигналів запиту (СЗ) на принципах одноканальної системи масового обслуговування з відмовами обумовили низку пропускну спроможність запитальних КПІ. В роботах [2-4] показано, що підвищити завадостійкість і, як наслідок, пропускну спроможність можливо за рахунок зміни принципів чи обслуговування, чи побудови систем, що розглядаються. Дійсно, підвищити пропускну спроможність можливо за рахунок спадкоємного переходу від обслуговування окремих СЗ до обслуговування абонентів, що зменшить можливість несанкціонованого використання відповідачів за рахунок кодування абонентів запиту. Це призведе до суттєвого зниження інтенсивності сигналів відповіді і, як наслідок, до зменшення загального часу паралізації відповідачів.

Реалізація такого методу може бути здійснена на основі реалізації виявляча абонента несинхронної мережі, тобто запитувача.

Мета роботи. Синтез оптимального виявляча абонентів запиту несинхронної мережі запитальних каналів передачі інформації.

Основна частина. Існуючі запитальні КПІ відносяться до класу асинхронних систем передачі інформації і складаються з деякого числа передавачів та приймачів, що використовують єдиний частотний діапазон. Передавачі створюють дискретні сигнали  $s_l(t-T_{io})$ , що належать кінцевій множині – ансамблю  $S = \{s_l(t)\}; l = 1, 2, ..., V$ , і посилають їх в лінію зв'язку асинхронно, незалежно один від одного, в обумовлені ними самими моменти часу. При цьому зазвичай виконується умова  $t_l \ll T_{io}$ , де  $t_l$  – тривалість сигналу  $s_l(t); T_{io}$  – період повторення СЗ. Використання єдиного каналу передачі СЗ, а також побудову всієї системи за принципом відкритої системи масового обслуговування з відмовами ускладнюють роботу таких систем при дії сторонніх завад.

Будемо розглядати запитальні КПІ з *N* запитувачами. У цьому випадку СЗ від *N* запитувачів складаються адитивно у використовуваному для передачі середовищі без будь-якої взаємної синхронізації, і на вхід приймача відповідача на довільному інтервалі часу спостереження надходить коливання

$$r(t) = s(t) + \mu(t) + n(t), \quad t \ge t_0, \tag{1}$$

де  $\mu(t)$  – внутрішньосистемна завада; n(t) – флуктуаційна завада, взаємонезалежна від s(t) та  $\mu(t)$ . Завада n(t) апроксимується стаціонарним білим шумом з наступними статистичними характеристиками, які вважаються відомими:

$$< n(t) >= 0; < n(t_1)n(t_2) >= 0,5N_o\delta(t_2 - t_1); N_o = \text{const.}$$
 (2)

Корисний сигнал може бути представлений в наступному вигляді:

$$s(t) = \sum_{l=1}^{V} \sum_{j=1}^{n+1} s_{lj}(t) = \sum_{l=1}^{V} \sum_{j=1}^{n+1} \sum_{k=1}^{M} a_{ljk} s_{ljk}(t),$$
(3)

де V – число C3, що використовуються в запитальних КПІ:  $s_{lj}(t) - j$ -ий парціальний корисний сигнал *l*-ого C3; n – число імпульсів у C3;  $M = ]T_n / T_{io}[$  – ціла частина числа;  $T_n = t - t_0$  – інтервал спостереження;  $s_{ik} - k$ -ий радіоімпульс *j*ого парціального корисного сигналу; *а<sub>ik</sub>* – амплітудний коефіцієнт, що дорівнює 1 або 0, залежно від коду СЗ.

При обчисленнях приймемо, що кожен корисний імпульс має вигляд:

$$s_{jk}(t) = S_{jk}(t, \tau_{jk}, A_{jk}, \varphi_{jk}) = A_{jk} f_{jk}(t - \tau_{jk}) \cos[\omega_o(t - \tau_{jk}) + \varphi_{jk}], \qquad (4)$$

де  $f_{ik}(t-\tau_{ik})$  – огинальна корисного радіоімпульсу,  $A_{jk}$  – випадкова амплітуда цього радіоімпульсу,  $\tau_{ik}$  – момент появи радіоімпульсу, що визначається рівнянням  $\tau_{ik} = \tau_i + kT_{i0}$ . Тут  $\tau_j$  – відомий зсув у часі радіоімпульсу *j*-ого парціального корисного сигналу, який визначається кодом СЗ.

Як випливає з вищевикладеного, кожен запитувач формує серію СЗ, що відрізняються періодом проходження. Це неодмінна умова функціонування сучасних мереж запитальних КПІ. Однак, як показано в [3], ця обставина може бути використане для зміни принципу побудови відповідачів. Дійсно, виділивши синхронну послідовність СЗ можна перейти від обслуговування першого правильно прийнятого СЗ, до обслуговування абонентів, тобто запитувачів.

Покажемо це. Будемо вважати, що інтервал спостереження обраний так, що M > K, де K – потрібне число C3, необхідне для виявлення синхронної послідовності. Будемо розглядати некогерентну послідовність, що не флуктуює, СЗ, кожен з яких утворений некогерентними радіоімпульсами. Початкові фази всіх радіоімпульсів  $\varphi_i \equiv \beta_i, i = \overline{1, r}$  (r = V(n+1)K – загальне число радіоімпульсів) послідовності СЗ в цьому випадку незалежні випадкові величини, кожна з яких рівномірно розподілена на інтервалі [- п, п]. Спільна сукупності щільність ймовірності незалежних випадкових величин  $\vec{\beta} = \{\beta_1, \dots, \beta_r\}$  визначається виразом:

$$W(\vec{\beta}) = \prod_{i=1}^r W(\beta_i)$$
.

Запишемо вираз (4) у наступному вигляді:

$$s(t, \vec{\beta}) = \sum_{i=1}^{r} (s_{1i}(t) \cos \beta_i + s_{2i}(t) \sin \beta_i),$$

де  $s_{1i}(t) = A_{oi}(t)\cos(\omega_o t)$ ,  $s_{2i}(t) = -A_{oi}(t)\sin(\omega_o t)$ . 126 ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

Тоді умовне значення кореляційного інтеграла можна записати як

$$z(r(t) | \vec{\beta}) = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) s(t, \vec{\beta}) dt = \sum_{i=1}^{r} \left( z_{1i} \cos \beta_i + z_{2i} \sin \beta_i \right),$$
(5)

де 
$$z_{ji} = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) s_{ji}(t) dt$$
, j=1,2; i= $\overline{1,..,r}$ .

Якщо ввести позначення  $Z_i = \sqrt{z_{1i}^2 + z_{2i}^2}$ , то вираз (5) можна записати як:

$$z(r(t)|\vec{\beta}) = \sum_{i=1}^{r} Z_i \cos(\beta_i - \theta_i), \qquad (6)$$

де  $\cos\theta = z_1 / Z$ ;  $\sin\theta = z_2 / Z$ .

Так як в нашому випадку послідовність складається з неперекривающіхся імпульсів, то енергія пачки визначається сумою енергій окремих імпульсів. При малій зміні амплітуди в межах імпульсу за період коливань високої частоти можна записати

$$E(\beta) = \sum_{i=1}^{r} E_i(\beta_i) \approx \sum_{i=1}^{r} \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} A_{oi}^2(t) dt = \sum_{i=1}^{r} E_i , \qquad (7)$$

де енергія і-ого імпульсу не залежить від випадкової величини.

Відношення правдоподібності (ВП) при довільній щільності ймовірності випадкових параметрів, як відомо [6], визначається як

$$l(r(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} W(\vec{\beta}) \exp\left(-\frac{E(\vec{\beta})}{N_o}\right) \exp\left(\frac{2}{N_o} z(r(t) | \vec{\beta})) d\vec{\beta}\right).$$
(8)

Підставляючи в (8) вирази (6) і (7), після інтегрування і використання модифікованої функції Бесселя нульового порядку можна записати

$$l(r(t)) = \prod_{i=1}^{r} \exp\left(-\frac{E_i}{N_o}\right) I_o\left(\frac{2Z_i}{N_o}\right).$$

Логарифм ВП в цьому випадку визначається як

$$\ln l(r(t)) = \sum_{i=1}^{r} \ln I_o \left(\frac{2Z_i}{N_o}\right) - \sum_{i=1}^{r} \frac{E_i}{N_o} \quad . \tag{9}$$

Як випливає з виразу (9), оптимальне вирішальне правило виявлення послідовностей СЗ зводиться до порівняння з порогом наступної величини

$$\Lambda = \sum_{i=1}^{r} \ln I_o \left( \frac{2Z_i}{N_o} \right).$$

Однак запитальні КПІ, як правило, працюють при великих амплітудах СЗ. У цьому випадку вирішальне правило може бути спрощене

$$\Lambda = \sum_{i=1}^{r} \ln I_o \left( \frac{2Z_i}{N_o} \right) \approx \sum_{i=1}^{r} \frac{2Z_i}{N_o} .$$
(10)

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

127

Таким чином, в оптимальному виявлячі синхронних послідовностей необхідно для кожного імпульсу обчислити модуль кореляційного інтеграла, обчислити  $\Lambda$  у відповідності з виразом (10) і порівняти цю величину з порогом.

У разі  $q_o >> 1$ , що характерно для запитальних КПІ, необхідні значення *F* і *D* можна забезпечити, обробляючи лише один імпульс синхронної послідовності. При цьому втрати за рахунок незнання його фази невеликі.

Таким чином, реалізація виявлячя синхронних послідовностей СЗ може бути здійснена за різними схемами. Зокрема, на рисунку представлена одна з можливих схем виявлячя синхронної послідовності. На виході фільтра, узгодженого з одиночним радіоімпульсом (УФ) обчислюється кореляційний інтеграл, що дозволяє на виході детектора (Д) отримати модуль кореляційного інтеграла. Пороговий пристрій (ПП) порівнює модуль кореляційного інтеграла з пороговим рівнем, при перевищенні якого приймається рішення про виявлення одиночного сигналу з необхідними показниками якості. Надалі за допомогою узгодженого фільтра СЗ здійснюється виявлення конкретного СЗ. Загальне число УФ СЗ дорівнює V. Узгоджений фільтр (УФ СП) дозволяє виділити всі синхронні послідовності СЗ, а отже, і всі запитувачі працюють в даний час з даними відповідачем.



Структура виявляча абонентів запиту

Висновки. Синтезована структура виявляча абонентів запиту у несинхронній мережі запитальних каналів передачі польотної інформації показала простоту технічної реалізації та можливість спадкоємного переходу від обслуговування СЗ до обслуговування абонентів, що дозволяє суттєво підвищити завадостійкість запитальних КПІ.

Список літератури: 1. Агаджанов П. А. Автоматизация самолетовождения и управления воздушным движением / П. А. Агаджанов, В. Г. Воробьев, А. А. Кузнецов. – М.: Транспорт, 1980. – 342 с. 2. Комплексне інформаційне забезпечення систем управління польотами авіації та протиповітряної оборони / В. В. Ткачев, Ю. Г. Даник, С. А. Жуков та ін. – К.: МОУ, 2004. – 342 с. 3. Обод И. И. Помехоустойчивые системы вторичной радиолокации / И. И. Обод. – М.: ЦНТИ, 1998. – 107 с. 4. Теоретичні основи побудови завадозахищених систем інформаційного моніторингу повітряного простору / В. В. Ткачев, Ю. Г. Даник, С. А. Жуков, І. І. Обод, І. О. Романенко. – К.: МОУ, 2004. – 271 с. 5. Пат. на корисну модель № 58523, Україна. Запитальний спосіб передачі інформації / І. І. Обод, І. В. Свид. 6. Чердынцев В. А. Радиотехнические системы / В. А. Чердынцев. – Минск: Вышэйша школа, 1988. – 370 с.

Надійшла до редколегії 15.04.2013

УДК 621.396.96

Синтез оптимального виявляча абонентів запиту несинхронної мережі запитальних

систем передачі інформації / І. І. Обод, І. В. Свид, В. В. Шевцова // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 124-129. – Бібліогр.: 6 назв.

У статті синтезована структура виявляча абонентів запиту несинхронної мережі запитальних систем передачі інформації, що забезпечило перехід від обслуговування сигналів запиту до обслуговування запитувачів (абонентів) і, як наслідок, дозволило підвищити завадостійкість та пропускну спроможність запитальних каналів передачі інформації.

Ключові слова: несинхронна мережа запитальних систем передачі, пропускна спроможність.

In the article structure of requester detector of asynchronous network of query-data transmission system has been synthesized that ensure the transition from service request signals to serve requesters (subscribers). Consequently, it permits to increase noise immunity and capacity query-information channels.

Keywords: asynchronous network of query-data transmission system, capacity.

УДК 621.391

### *В.М. ПОШТАРЕНКО*, канд. техн. наук, НТУ «ХПИ»; *В.С. КРАВЧЕНКО*, магістрант, НТУ «ХПИ»

## МЕТОДЫ БОРЬБЫ С ПЕРЕГРУЗКАМИ НА КРИТИЧЕСКИХ УЧАСТКАХ СЕТИ

В работе рассмотрены методы борьбы с перегрузками на критических участках сети. Разработана имитационная модель магистральной сети IP/MPLS для проверки эффективности методов MPLS Traffic Engineering и сравнительной оценки производительности сети при различных сценариях управления пропускной способностью.

Ключевые слова: магистральные сети IP/MPLS, Traffic Engineering, имитационная модель, производительность сети

**Постановка задачи и анализ литературы.** Основным принципом работы протоколов маршрутизации в сетях с коммутацией пакетов вот уже долгое время является выбор маршрута на основе топологии сети без учета информации о текущей загрузке.

Данные протоколы реализуют преимущественно однопутевую стратегию маршрутизации, находя кратчайший путь с помощью общеизвестных методов, однако зачастую их применение приводит к нарушению сбалансированности сети, особенно при быстрых изменениях ее структуры в критиче-

© В.М. Поштаренко, В.С. Кравченко, 2013

ских ситуациях.

Комплексный подход к обеспечению требуемого качества обслуживания и сбалансированности сети предлагает технология многопротокольной маршрутизации меток MPLS, трансформирующая IP-сети в сети виртуальных соединений с сохранением основных IP-протоколов маршрутизации и обеспечивающая возможность расчета маршрута доведения не только для каждого пакета, но и для сообщения или всего трафика [1-3].

Управление потоками данных предполагает использование системных методов и алгоритмов управления трафиком (TE, traffic engineering), связанных с оптимизацией рабочих характеристик сетей и включающих технологию и научные принципы измерения, моделирования, описания и управления трафиком для получения требуемых рабочих характеристик [4].

ТЕ включает набор взаимосвязанных сетевых элементов, систему мониторинга состояния сети, и набор средств управления конфигурацией как отклик на текущее состояние сети, и позволяет превентивно, используя прогнозирование состояния и тенденций развития трафика, предпринимать действия, предотвращающие нежелательные будущие состояния.

Центральной функцией ТЕ является эффективное управление пропускной способностью. В настоящее время в телекоммуникационных сетях используются различные методы ТЕ. Большинство из них предполагает возможность внешней параметризации, т.е. передачи параметров трафика непосредственно используемым алгоритмам управления. Некоторые из методов, как, например, метод мультипротокольной коммутации пакетов по меткам (MPLS), позволяющий инкапсулировать различные протоколы передачи данных и независимый от каких-либо протоколов механизмов передачи данных, допускают модификацию или замену алгоритмов управления, входящих в реализуемую технологию управления.

Для эффективного управления ресурсами сети используются следующие методы [5-7]:

 метод определения профиля нагрузки звена телекоммуникационной сети на основе анализа пропускной способности звена;

- метод прогнозирования фрактального трафика, использующий оценки статистических характеристик второго порядка и свойство масштабной инвариантности трафика, позволяющий на основе данных об отсчетах, полученных до фиксированного момента времени t<sub>n</sub>, получить оценки отсчетов и возможного числа сингулярностей в поведении трафика на интервале прогнозирования (t<sub>n</sub>, t<sub>n+k</sub>) при выборе кратномасштабных коэффициентов корреляции отсчетов;
- метод динамического управления распределением нагрузки виртуальных соединений, учитывающий при прогнозировании фрактальный характер создаваемого трафика;
- методы управления перераспределением пропускной способности

виртуального соединения с учетом приоритетов и конкуренции между интегральными потоками данных при динамическом резервировании пропускной способности.

Аналитическая оценка параметров трафика на критических участках сети представляет значительную сложность.

Целью статьи разработка имитационной модели для исследования и сравнительной оценки методов управления трафиком в сети IP/MPLS на критических участках сети.

**Основная часть.** Для проверки эффективности методов MPLS ТЕ предлагается имитационная модель сети, позволяющая оценить производительность сети в случае использования методов управления пропускной способностью и приоритетов качества обслуживания (QoS, quality of service).

Хорошо известно, что TCP трафик является чувствительным к перегрузкам, а UDP трафик – не чувствительным. В данной работе моделируется сценарий разрыва на линии с образованием критического участка сети. Пропускная способность каналов подобрана так, чтобы на критическом участке возникали перегрузки.

Для изучения производительности сети используется принцип генерации одностороннего чувствительного и нечувствительного к перегрузкам трафика с использованием и без MPLS TE.

Модель разработана в среде OPNET Modeler. Топология состоит из 6 сетей, 6 граничных маршрутизаторов и 5 маршрутизаторов ядра. Для маршрутизации используется OSPF и MPLS. В сети настроены потоки трафика TCP и UDP.

Основные компоненты сети (рис. 1):

- разрыв (1);
- UDP Source (3) источник UDP трафика, генерирует переменный UDP трафик (от 1,5 Mб/с до 4 Mб/с);
- ТСР Source 1 (4), ТСР Source 2 (5) источники ТСР трафика (1,5 Мб/с);
- UDP/TCP Dest (6) сеть назначения для потоков UDP/TCP;
- критический участок сети (2), где возникают перегрузки.

Все маршрутизаторы поддерживают MPLS и сконфигурированы так, чтобы алгоритмы MPLS ТЕ включались только при определении LSP – маршрутов коммутации по меткам. Пока LSP не определены, маршрутизация происходит при помощи протокола OSPF.

Для исследовательских целей была выбрана пропускная способность критического участка сети 4,5 Мб/с, пропускная способность дополнительных каналов 1,5 Мб/с.

В данной работе рассматривается пропускная способность сети и влия-

ние алгоритмов MPLS ТЕ на распределение трафика, поступающего в сеть назначения.



Рисунок 1 – Топология сети: • – стандартные маршруты; • – дополнительные маршруты

**Результатами моделирования** является оценка продуктивности сети MPLS в таких случаях:

Сценарий 1: В сети нет определенных LSP (без MPLS TE). UDP источник генерирует увеличивающийся трафик (1,5 Mб/c; 2,5 Mб/c; 3,5 Mб/c; 4,0 Mб/c). Рассматривается распределение трафика, поступающего в сеть назначения. Результат симуляции представлен на рис. 2-5.



Таким образом, когда суммарный посылаемый трафик стал больше пропускной способности канала критического участка сети, чувствительный к перегрузкам TCP трафик стал снижаться. Производительность в данном случае значительно падает, так как сеть практически не способна передавать TCP трафик.



Рисунок 3 – Увеличение UDP трафика до 2,5 Мб/с



Рисунок 4 – Увеличение UDP трафика до 3,5 Мб/с



Рисунок 5 – Увеличение UDP трафика до 4,0 Мб/с

2 Сценарий 2: В сети определены 2 LSP: UDP + TCP поток 1, TCP поток 2 (Частичный MPLS TE). Второй поток TCP направлен в обход критического участка – через дополнительные каналы. UDP источник генерирует увеличивающийся трафик (1,5 M6/c; 2,5 M6/c; 3,5 M6/c; 4,0 M6/c). Рассматривается распределение трафика, поступающего в сеть назначения. Результат симуляции представлен на рисс. 6-9.



Рисунок 6 – Все потоки 1,5 Мб/с









Рисунок 9 – Увеличение UDP трафика до 4,0 Мб/с.

Таким образом, трафик TCP поток 2 не испытывает никаких потерь пропускной способности при увеличении UDP трафика. Тем не менее, трафик TCP поток 1 по-прежнему ведет себя так же, как в сценарии 1.

3 Сценарий 3: В сети определены LSP для каждого потока, приоритет TCP трафика был задан выше приоритета UDP трафика (MPLS TE + QoS). TCP поток 1 и UDP трафик направлены через критический участок. TCP поток 2 направлен через дополнительные каналы. UDP источник генерирует увеличивающийся трафик (1,5 Mб/c; 2,5 Mб/c; 3,5 Mб/c; 4,0 Mб/c). Рассматривается распределение трафика, поступающего в сеть назначения. Результат симуляции представлен на рис. 10-13.

	Egress L Egress L	ER -> UI ER -> T(	P Dest	1		
1,500,000	- Ediese P		.P Dest	-	-	
1,250,000						
1,000,000						
750,000						
500,000						
250,000					<u> </u>	
0	_					

Рисунок 10 – Все потоки 1,5 Мб/с

Таким образом, TCP поток 1 не испытывает перегрузок, связанных с увеличением UDP трафика, потому что приоритет его передачи выше. TCP поток 2, направленный в обход критического участка, так же не испытывает перегрузок. При увеличении суммарного трафика выше пропускной способности сети производительность передачи UDP трафика падает, что согласуется с выбранными параметрами качества обслуживания.

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)



Рисунок 11 – Увеличение UDP трафика до 2,5 Мб/с



Рисунок 12 – Увеличение UDP трафика до 3,5 Мб/с



Рисунок 13 – Увеличение UDP трафика до 4,0 Мб/с

Рассмотрим графики для каждого сценария, на которых показана зависимость распределения трафика, поступающего в сеть назначения, от времени в случае увеличения UDP трафика на 1 Мб/с каждые 5 минут (рис. 14-16)

Производительность передачи UDP трафика ограничена пропускной способностью сети.



Рисунок 14 – Сценарий 1: Без MPLS ТЕ. UDP трафик увеличивался на 1 Мб/с каждые 5 минут. Заметно снижение ТСР трафика



Рисунок 15 – Сценарий 2: Частичная реализация MPLS ТЕ. UDP трафик увеличивался на 1 Мб/с каждые 5 минут. Заметно уменьшение трафика TCP, который делит общие ресурсы с UDP. Изолированный TCP трафик без изменений



Рисунок 16 – Сценарий 3: Реализация MPLS ТЕ + QoS. UDP трафик увеличивался на 1 МБ/с каждые 5 минут. ТСР трафик без изменений

Выводы. В статье предложены методы борьбы с перегрузками на критических участках сети.

Результат моделирования показал эффективность и необходимость использования MPLS Traffic Engineering, основанном на методах предсказания нагрузки и управления перераспределением пропускной способности сети с учетом приоритезации QoS.

Список литературы: 1. Гольдишейн А.Б. Технология и протоколы MPLS / А.Б. Гольдишейн, Б.С. Гольдишейн. – СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 2005. – 304 с. 2. MPLS Fundamentals / Luc De Ghein. – Cisco Press, 2006. – 672 р. 3. Panwar Li Y. On the Performance of MPLS TE Queues for QoS Routing / Li Y. Panwar, S. Liu C.J. // Simulation series. – 2004. – Vol. 36, part 3. – P. 170-174. 4. Кучук Г.А. Мінімізація середньої затримки пакетів при використанні ATM-технології // Информатика. – К.: Наук. думка, 1999. – Вып. 7. – С. 166-169. 5. Вишневский В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей / В.М. Вишневский. – М.: Техносфера, 2003. – 512 с. 6. Данспар Д. Справочник по телекоммуникационным технологиям : пер. с англ. / Д. Данспар, Т. Скандьер. – М.: Вильямс, 2004. – 640 с. 7. Поповский В.В. Обзор и сравнительный анализ основных моделей и алгоритмов многопутевой маршрутизации в мультисервисных телекоммуникационных сетях / В.В. Поповский, А.В. Лемешко, Л.И. Мельникова // Прикладная радиоэлектроника. – 2005. – Т.4, вып. 4. – С. 372-382.

Поступила в редколлегию 29.04.2013

### УДК 621.391

Методы борьбы с перегрузками на критических участках сети / В.М. Поштаренко, В.С. Кравченко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 129-138. – Бібліогр.: 7 назв.

У роботі розглянуті методи боротьби з перевантаженнями на критичних ділянках мережі. Розроблено імітаційну модель магістральної мережі IP/MPLS для перевірки ефективності методів MPLS Traffic Engineering і порівняльної оцінки продуктивності мережі при різних сценаріях управління пропускною здатністю.

Ключові слова: магістральні мережі IP/MPLS, Traffic Engineering, імітаційна модель, продуктивність мережі.

The methods of struggle against congestion in the critical parts of the network were suggested in this paper. We developed a simulation model of the trunk IP/MPLS network to test the effectiveness of methods for MPLS Traffic Engineering and to compare evaluations of network performance under different scenarios of throughput management.

Keywords: trunk IP/MPLS networks, Traffic Engineering, simulation model, network performance.

*В. В. РУДАКОВ*, д-р техн. наук, професор, НТУ «ХПІ»; *Є. Є. ІЛЮЩЕНКО*, інженер, НТУ «ХПІ»; *В. П. КАСАТКІН*, студент, НТУ «ХПІ»

# РЕСУРС КОМБІНОВАНОЇ КОНДЕНСАТОРНОЇ ІЗОЛЯЦІЇ З ПРОСОЧЕННЯМ ПОЛЯРНИМ КАСТОРОВИМ МАСЛОМ

Представлены результаты ресурсных испытаний бумажно-пролипропиленовых секций импульсных конденсаторов, пропитанные касторовым маслом. Проведено сравнение ресурса на переменном и импульсном напряжениях

Ключевые слова: конденсатор, импульс напряжения, высоковольтная изоляция

Вступ. Поліпропіленова плівка широко використовується для конденсаторів змінного струму [1]. В останні роки отримано позитивний досвід використання поліпропіленової плівки, яка просочена неполярними діелектричними рідинами, і для високовольтних імпульсних конденсаторів [2]. В той же час ресурс секцій з поліпропіленової ізоляції, яка просочена полярним касторовим маслом, що має і значну в'язкість, виявився невеликим [3]. Цей факт обґрунтовано неякісним проникненням касторового масла між шарами плівки. Для перевірки впливу якості просочення на ресурс доцільно між шарами плівки закласти тонку паперову ізоляцію, яка б виконувала роль ґнота, що засмоктує рідину.

Мета роботи. Виявити вплив на ресурс якості просочення касторовим маслом конденсаторної ізоляції з поліпропіленової плівки (об'ємний вміст 77 %) та конденсаторного паперу (об'ємний вміст 23 %), розташованого між шарами плівки. Перевірити методику визначення ресурсу імпульсних конденсаторів, які просочені полярним маслом, за результатами випробувань на змінній напрузі.

Випробування проводились на імпульсній та змінній напругах.

Випробування в імпульсному режимі. Ємність зразків становила у середньому 3,2 нФ, а тангенс кута діелектричних втрат 0,0015. Структура діелектрика зразка складалася з 3 шарів конденсаторного паперу товщиною кожного 10 мкм, що розташовані в проміжках між обкладинками та шарами поліпропіленової плівки з товщиною кожного шару 40 мкм. Контакти секції у вигляді продовження обкладинок були розташовані з протилежних сторін зразка (рис. 1). Зразки відділялися друг від друга 6 шарами кабельного паперу з товщиною кожного шару 120 мкм з метою виключення руйнування сусіднього цілого зразка при пробої випробувального. Зразки затискалися в технологічні діелектричні жорсткі

© В. В. Рудаков, Є. Є. Ілющенко, В. П. Касаткін, 2013

пластини з гетинаксу. Ця конструкція розміщалася в металевому бачку, де і проходила цикл термовакуумногої сушіння та просочення касторовим маслом. Випробування секцій на імпульсній напрузі за електричною схемою, що представлена на рис. 2. В схемі ємність  $C_1$  є базовою для формування розрядного циклу. Ємність  $C_2$  є ємністю випробувального зразка.



Рисунок 1 – Випробувальний зразок

Випробування проводилися у 2 режимах – режимі І з короткочасним зарядом (тривалість фронту імпульсу 200 нс) і режимі ІІ з тривалим зарядом (тривалість фронту імпульсу 6 с). Частота слідування імпульсів, частота розрядного струму та декремент коливань в обох режимах були однакові і становили відповідно 0,17 Гц, 25 кГц та 1,125. В обох режимах розрядник Р періодично стабільно самоспрацьовував в залежності від швидкості появи пробивної напруги на його електродах, яка з'являлася з постійною часу  $R_1C_1$  ( $R_2 \ll R_1, C_2 \ll C_1$ ). Другий проміжок, що розташований послідовно з розрядником Р, при цьому замкнуто.



Рисунок 2 – Електрична еквівалентна схема ресурсних випробувань

В режимі І відбувається заряд ємності  $C_1$  і після спрацювання розрядника Р ємність  $C_1$  розряджається на коливальний контур  $L_2$ - $C_2$ - $R_2$ - $L_3$ . Оскільки  $C_2R_2 << R_1C_1$ , а значення індуктивностей монтажних проводів  $L_2$  та  $L_1$  є такими, що незначно впливають на перенапруження на фронтовій частині імпульсу напруги на ємності  $C_2$ , то розрядна частина імпульсу є незмінною в обох режимах. Контроль зарядної напруги на ємності  $C_1$  відбувався за допомогою киловольтметра C196. Випробування у 2 режимах відбувалися на високовольтному стенді (рис. 3).



Рисунок 3 – Випробувальний стенд:

1 – власне зразки; 2 – дільник напруги; 3 – котушка індуктивності L<sub>3</sub>; 4 – опір  $R_2 = 1$  кОм; 5 – кульовий розрядник Р; 6 – зарядний опір R<sub>1</sub> (набраний з паралельно з'єднаних 10 опорів по 10 МОм кожний); 7 – заряджаючі конденсатори (з'єднані послідовно, кожен по 1 мкФ на 15 кВ); 8 – кіловольтметр С196;

Випробування на імпульсній напрузі проводилися на 2 зразках для кожного з режимів. Фіксація процесу пробою ємності  $C_2$  відбувалася шляхом включення в схему індикаційного світло діода та періодичної перевірки наявності напруги на ємності  $C_2$  при підключені паралельно зразку проміжка з малим значенням пробивної напруги, а також за формою осцилограми імпульсу напруги, отриманої за допомогою дільника напруги та осцилографа. Кількість імпульсів до пробою визначалася за часом проведення випробувань при відомій частоті слідування імпульсів. Результати випробувань при трьох різних значеннях напруги приведені в таблиці. Перший зразок випробувався в режимі I на 2 рівнях напруги: спочатку при напрузі 16 кВ і далі при напрузі 18 кВ. Другий зразок – спочатку при напрузі 17,5 кВ і далі при напрузі 18 кВ. Третій зразок випробувався в режимі 2 при напрузі 16 кВ і далі при напрузі 18 кВ, а четвертий зразок при напрузі 18кВ.

В таблиці представлені результати випробувань зразків при тривалому заряді (з частотою 0,17 Гц) і частотою розрядного струму 25 кГц, та з короткочасним зарядом тривалістю заряду 20 нс і тією ж частотою розряду, а також розрахункові значення ресурсу, що приведені до напруги 16 кВ. При розрахунку використана обенено-пропорційна залежність ресурсу від напруженості електричного поля в степені 6.

Зарядна	Реж	им І	Режим II			
напруга, кВ	Зразок 1	Зразок 2	Зразок 3	Зразок 4		
16,0	1440		1340			
17,5		2811				
18	1250	495	495	693		
Розрахунок до	3977	5812	2340	1400		
напруги 16кВ						

## Значення ресурсу зразків (циклів заряд-розряд)

Виміри результатів наведених у таблиці вище, були проведені за допомогою осцилографа Riol ds1102E. Осцилограф було підключено до резистивно-ємнісного дільника напруги, який підключений паралельно випробувальному зразку. Коефіцієнт ділення дільника складає 1560. При наладці випробувального стенда проведено визначення опору резистора  $R_2$ , для якого відсутні перенапруги на фронті імпульсу. Визначено, що при значені резистора  $R_2 = 24$  Ом, що з'єднаний послідовно зі зразком  $C_2$ , на ємності зразка при часу дії в перші 20-40нс виникають високочастотні коливання напруги, що до 2 разів за амплітудою перевищують рівень зарядної напруги (рис. 4, *a*). При значені резистора  $R_2 = 1000$  Ом амплітуда високочастотних коливань в початковій частині імпульсу не перевищує зарядної напруги (рис. 4, *б*). І як слідує з результатів таблиці ресурс при короткочасному заряді у 2-3 рази перевищує ресурс при тривалому заряді, що підтверджує теоретичні очікування. Форма імпульсів напруги в режимі II в разрядному циклі не відрізнялася від форми імпульсів, приведених на рис.4 за виключенням стадії тривалого заряду.

Випробування на змінній напрузі. Випробування на змінній напрузі проводилося на 3 зразках, структура яких була тією ж, що і у зразків, які випробувалися на імпульсній напрузі. Контроль напруги відбувався за допомогою кіловольтметра С196, який було підключено паралельно випробувальному зразку зі швидкістю підвищення напруги 1кВ/с. При досягнені значення напруги 11кВ починався відлік часу. Отримані наступні значення за ресурсом 32с, 34 та 35 секунди відповідно. Фіксація пробою відбувалася за показниками кіловольтметру.



Рисунок 4 – Осцилограми імпульсів напруги в режимі короткого заряду:  $a - R_2 = 24$  Ом;  $\delta - R_2 = 1000$  Ом при різних розвертках за часом

Порівняння результатів випробування на змінній та імпульсній напругах. В роботі [4] запропоновано оцінювати ресурс імпульсних конденсаторів, які просочені неполярним трансформаторним маслом, за результатами випробувань на змінній напрузі. Формула, що встановлює зв'язок між ресурсом, що визначається числом фізичних циклів заряд-розряд  $M_{2p}$  в імпульсному режимі, та ресурсом, що визначається в кількості елементарних чергуючих імпульсів змінної напруги (число періодів  $M_1$ ) має вигляд

$$M_{2p}^{*} = M_{2p} \left(\frac{E_{02}}{2E_{01}}\right)^{n} \left[ \left(\frac{f_{1}}{f_{2}}\right)^{b} \left(\frac{F_{2}}{F_{1}}\right)^{q} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{\Delta}}\right)^{n} + \left(\frac{f_{1}}{F_{2}}\right)^{b-q} + \sum_{i=1}^{m} \left(\frac{1}{\Delta^{i}} + \frac{1}{\Delta^{i+0,5}}\right)^{n} \right],$$

де  $M_{2p}^*$  – розрахунковий ресурс, що визначається числом еквівалентних елементарних імпульсів, які є складовими елементами фізичних циклів); індекси «1» и «2» відносяться відповідно до режимів на змінній та імпульсній напру-

зі;  $E_{01} = \frac{U_{01}}{d_{u3}}$ ,  $E_{02} = \frac{U_{02}}{d_{u3}}$  – амплітудні напруженості електричного по-

ля;  $d_{u_3}$  – товщина ізоляції;  $\Delta$  – декремент коливань; n – показник степені, емпіричне значення котрого складає 5÷16; f – частота слідування імпульсів; F – частота розрядного струму;  $b = 0,055\div0,21, q = (0,237\div0,482); m$  – число періодів імпульсного затухаючого розряду, що визначається для проміжка часу, коли амплітуда *i*-го затухаючого елементарного імпульсу  $U_i \ge 0,1U_0$ .

Шукане значення  $M_{2p}$  імпульсного конденсатора визначається з рівності  $M_1 = M_{2p}^*$ .

Число елементарних імпульсів  $M_1$  при випробуваннях на змінній напрузі склало відповідно для трьох випробувальних зразків 1600, 1700, 1750. Визначив число  $M_{2p}^*$  з таблиці за значенням  $M_{2p}$  та з вигляду осцилограм, знаходимо, що розрахунковий ресурс  $M_{2p}^*$ , що визначається числом еквівалентних елементарних імпульсів, які є складовими елементами фізичних циклів, у 4-5 разів більше  $M_1$  (кількості елементарних чергуючих імпульсів змінної напруги). Таким чином, при використання полярної рідини (касторового масла) для
просочення секцій імпульсних конденсаторів з високим вмістом неполярної поліпропіленової плівки число елементарних імпульсів на змінній напрузі значно в 4-5 разів менше числа елементарних імпульсів на імпульсній напрузі при однакових максимальних значеннях напруги. В цьому випадку на змінній напрузі можливо необхідно враховувати і теплові процеси в зоні края обкладинок з касторовим маслом, яке має значний тангенс кута діелектричних втрат.

## Висновки.

1. При визначенні ресурсу імпульсних конденсаторів, просочених полярним діелектриком, за результатами випробувань на змінній напрузі за методикою [4], необхідно ввести корегуючі коефіцієнти.

2. При визначені розрахункового ресурсу в імпульсному режимі за результатами випробувань на змінній напрузі за методикою [4] слідує очікувати, що реальний ресурс буде не меншим за розрахунковий.

3. Ресурс паперопропіленової ізоляції, що просочена касторовим маслом, в режимі тривалого заряду (6 с) менше у 2-3 рази, чим ресурс в режимі мікросекундного заряду (0,2 мкс).

4. В порівняні з результатами роботи [4] слідує очікувати, що просочення касторовим маслом комбінованої ізоляції, з підвищеним вмістом плівки, а також чистої плівки [3], не є ефективним.

Список літератури: 1. Кучинский Г.С., Назаров Н.И., Назарова Г.Т., Переселенцев И.Ф. Силовые электрические конденсаторы. – М.: Энергия, 1975. – 248 с. 2. Гребенников И.Ю. Гунько В.И., Дмитришин А.Я. и др. Прогнозирование ожидаемого среднего ресурса высоковольтных импульсных конденсаторов с пленочным диэлектриком в зависимости от режимов эксплуатации // Физика импульсных разрядов в конденсированных средах: Материалы XII Межд. научн. школы. – Николаев: КП «Николаевская областная типография», 2005. – С. 125-126. 3. Рудаков В.В., Кравченко Ю.В., Доценко Д.А. Ресурс пленочной полипропиленовой изоляции, пропитанной касторовым маслом, в импульсном режиме // Вісник НТУ «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2006. – № 37. – С. 113-118. 4. Бутко С.М., В.В. Рудаков, Рудаков С.В., Сергеева Е.Е. Оценка ресурса высоковольтных конденсаторов по результатам испытаний на переменном напряжении // Технічна електродинаміка. – 2012. – № 2. – С. 137-138.

Надійшла до редколегії 28.03.2013

## УДК 621.319.4

Ресурс комбінованої конденсаторної ізоляції з просоченням полярним касторовим маслом / *В.В. Рудаков; Є.Є. Ілющенко, В.П. Касаткін* // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 139-144. – Бібліогр.: 4 назв.

Представлено результати ресурсних випробувань паперо-поліпропіленових секцій імпульсних конденсаторів, що просочені касторовим маслом. Проведено зрівняння ресурсу на змінній та імпульсній напругах

Ключові слова: конденсатор, імпульс напруги, високовольтна ізоляція.

The results of testing resource paper-polypropylene sections pulse capacitors impregnated with castor oil are given. An equalizing resource for AC and pulse stress constituencies are made.

Keywords: capacitor, voltage pulse, high-voltage insulation.

# М.І. РИЩЕНКО, аспірант, НТУ «ХПІ»

## МЕТОДИКА РОСПІЗНАВАННЯ ПЕТ-ЗНІМКІВ З МЕТОЮ ІДЕНТИФІКАЦІЇ РАКОВИХ ПУХЛИН

Предложена методика распознавания ПЕТ- снимков, позволяющая идентифицировать и наблюдать за развитием раковых опухолей с помощью комплекса алгоритмов кластеризации изображений.

Ключевые слова: алгоритм кластеризации k-средних, МРТ снимки, ПЕТ снимки, компьютерный анализ изображения.

Постановка завдання та аналіз літератури. У наш час активно використовуються томографічні методи діагностики захворювань, такі як позитронно-емісійна томографія (ПЕТ) або магнітно-резонансна томографія (МРТ). Ці методи дозволяють діагностувати поведінку організму хворого. Більш коректна зміна в поведінці організму може бути виконана за допомогою сегментації зображень. Вчені розробили методи, які дозволяють проаналізувати медичні знімки. Однак, багато з них не містять у собі повний обсяг даних, що надається знімками, тим самим піддають діагностику нечітким результатом. На практиці ефективним вирішенням цієї проблеми являється комплексне використання алгоритму кластерізації k-середніх (k-means).

Найбільш поширений серед неієрархічних методів алгоритм k-середніх [1], також званий швидким кластерним аналізом. Широко використовується в медицині, біології, інформатики. Алгоритм k-середніх будує k кластерів, розташованих на можливо великих відстанях один від одного. Основний тип задач, які вирішує алгоритм k-середніх, - наявність припущень (гіпотез) щодо числа кластерів, що задовольняє поставленим перед нами завданням.

Дія алгоритму така, що вона прагне мінімізувати середньоквадратичне відхилення на точках кожного кластера. Основна ідея полягає в тому, що на кожній ітерації переобчислювати центр мас для кожного кластера, отриманого на попередньому кроці, потім вектори розбиваються на кластери знову у відповідності з тим, який з нових центрів виявився ближчим за обраною метриці. Алгоритм завершується, коли на якийсь ітерації не відбувається зміни кластерів.

Основна частина. Знімки для аналізу були отримані в ході проекту між університетом «Paris-Est Creteil» та лікарнею «Paris-Est Creteil». Метою проведеного дослідження є кластеризація медичних знімків для виявлення злоякісних новоутворень. Медичні знімки були розділені на дві групи: знімки

© М.І. Рищенко, 2013

фантоми і знімки хворих. Перша група була створена штучно фахівцями лікарні і призначена для проміжного тестування обраної методики. Друга група представляла з себе томографічні знімки з різними стадіями захворювань пацієнтів, як це показано на рис. 1.



Рисунок 1 – Томографічний знімок пацієнта

Практична частина виконувалась за допомогою інструментарію ITK[2]. Це сучасний крос-платформенний каркас, з відкритим вихідним кодом для розробки додатків, який широко використовуються при сегментації зображень та програми реєстрації зображення. Цей продукт був обраний в якості середовища для аналізу знімків, так як він реалізований в С++, є крос-платформеним [3]. Крім того, автоматизований процес упаковки створює інтерфейс між С++ та іншими мовами програмування, що дозволяє розробникам створювати програми з використанням різних мов програмування.

Було виділено два основних етапи за якими проводилась практична частина. Це кластеризація на основі вибраних розмірів пухлини і виділення кольорів, які характеризують злоякісні новоутворення. Обидва етапи можна реалізувати за допомогою алгоритму k-means. Різницею між двома підходами буде кількість кластерів та їх значення.

Написання програми вироблялося на основі алгоритму[4], завданням якого є мінімізувати відстаней між об'єктами в кластерах. Останов відбувається, коли мінімізувати відстані більше вже неможливо. Мінімізуєма функція у випадку k-means є така (1):

$$J = \sum_{k=1}^{M} \sum_{i=1}^{N} d^{2}(x_{i}, c_{k}), \qquad (1)$$

де  $x_i \in X$  – об'єкт кластеризації (точка),  $c_j \in C$  – центр кластера (центроїд).

На момент старту алгоритму має бути відомо число С (кількість кластерів). Вибір числа С може базуватися на результатах попередніх досліджень, теоретичних міркуваннях або інтуїції.

Опис алгоритму. Початковий розподіл об'єктів по кластерах. Вибираються С точок. На першому кроці ці точки вважаються центрами кластерів. Вибір початкових центроїдів може здійснюватися шляхом підбору спостережень для максимізації початкової відстані, випадковим вибором спостережень або вибором перших спостережень.

1. Ітеративний перерозподіл об'єктів по кластерах. Об'єкти розподіляються по кластерам шляхом підрахунку відстані від об'єкта до центрів кластерів і вибору найменшого.

2. Коли всі об'єкти розподілені по кластерам, заново вважаються їх центри (2).

$$c_j = \frac{\sum_{i=1}^{L} x_i}{L}, \qquad (2)$$

де  $x_i \in C_j$ ,  $|C_j| = L$  (можна вважати по кожній координаті окремо).

3. Якщо  $c_j = c_j - 1$ , то це означає, що кластерні центри стабілізувалися і відповідно розподіл закінчено. Інакше переходимо до кроку 1.

Перевірка якості кластеризації [5]. Після отримань результатів кластерного аналізу методом k-середніх слід перевірити правильність кластеризації, тобто оцінити, наскільки кластери відрізняються один від одного. Для цього розраховуються середні значення для кожного кластера. Ознакою правильної кластеризації є середні для всіх вимірювань, які сильно відрізняються.

Після виконання практичних робіт слід виявити переваги алгоритму kсередніх – простота використання, швидкість використання, зрозумілість і прозорість алгоритму, може бути легко модифікований для вирішення різних завдань, таких як часткове навчання з вчителем або потокових даних. Результат роботи даного методу кластеризації ми можемо побачити на рис. 2.

Висновки. Запропонована методика розпізнавання ПЕТ-знімків дозволяє врахувати різні параметри, які впливають на якість аналізу, до них відносяться: розмір виявленої пухлини, колір який характеризує злоякісні новоутворення, правильну кількість кластерів в кожному з підходів розпізнавання.

Використання запропонованої методики розпізнавання медичних знім-

ків дозволить значно покращити принципи аналізу та діагностування захворювань. Швидкість розбиття на кластери і масштабованість алгоритму роблять дане дослідження актуальним на сьогоднішній момент.



Список літератури: 1. Pham DL: Spatial Models for FuzzyClustering // Computer Vision and Image Understanding. – 2001. – 84(2). – P. 285-297. 2. *Luis Ibanez, Will Schroender* The ITK Software Guide/ Second Edition. Updated for ITK version 2.4 // November 21, 2005.3. http://www.itk.org/ITK/project/about.html – Insight Segmentation and Registration Toolkit (ITK). 4. http://zakup.vl.ru/132-metodi\_klastern.html – методы кластерного анализа. 5. *Sonka M, Hlavac V, Boyle R*. Image Processing // Analysis and Machine Vision. – 2<sup>nd</sup> edn. – PWS Publishing, 1999.

Надійшла до редколегії 18.04.2013

#### УДК 621.391

Методика розпізнавання ПЕТ-знімків з метою ідентифікації ракових пухлин / М.І.Рищенко // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 145-148. – Бібліогр.: 5 назв.

Запропоновано методику розпізнавання ПЕТ-знімків, яка дозволяє ідентифікувати і спостерігати за розвитком ракових пухлин за допомогою використання комплексу алгоритмів кластеризації зображень.

Ключові слова: алгоритм кластерізації k-середніх, МРТ знімки, ПЕТ знімки, комп'ютерний аналіз зображення.

The method of recognizing the PET images, which allows us to identify and observe the development of cancerous tumors by using complex algorithms for clustering images.

Keywords: k-means Clustering Algorithm, MRI images, PET images, computer image analysis.

*О. Н. СИЗОНЕНКО*, д-р техн. наук, вед. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев;

**В.А. ТРЕГУБ**, инженер, ИИПТ НАН Украины, Николаев; **А.С. ТОРПАКОВ**, млад. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев; **А.Д. ЗАЙЧЕНКО**, млад. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев; **А.А. ЖДАНОВ**, млад. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев; **Н.С. ПРИСТАШ**, млад. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев; **Е.В. ЛИПЯН**, млад. науч. сотр., ИИПТ НАН Украины, Николаев

## НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНОЙ ОБРАБОТКИ ПОРОШКА ТИТАНА

Приведены результаты экспериментальных данных изменения морфологического и химического состава порошков титана при электроразрядной (ЭР) обработке суспензии порошка в керосине при максимальном ослаблении воздействия на порошок волн растяжения-сжатия, возникающих при пробое жидкого диэлектрика (керосина). Произведена оценка влияния эрозионных процессов при электрическом разряде на изменение морфологического и химического состава исходного порошка.

Ключевые слова: электрический разряд, порошок титана, карбид титана, эрозия, диспер-гирование.

Введение. Карбид титана (TiC) — материал с уникальными свойствами. Это, прежде всего высокая температура плавления, высокая твердость, низкое электросопротивление, высокая теплопроводность, стойкость в агрессивных средах и к абразивному износу. В последнее время ученых привлекают материалы со значительным содержанием TiC, так как именно сплавы на основе TiC могли бы заменить сплавы на основе вольфрама, дефицитность которого на рынке возрастает [1]. Как соединение карбид титана известен около ста лет. За это время подробно изучены традиционные способы его получения (в основном углетермическое восстановление оксидов титана), физические, механические и химические свойства. Наряду с другими карбидами получение и свойства карбида титана достаточно подробно освещены в литературе [1]. Свойства материалов, получаемых методом порошковой металлургии, во многом зависят от подготовки исходного порошка (смеси порошков), а также от метода получения.

Анализ основных достижений и литературы. Как известно, при электроразрядной обработке порошков в жидких средах происходит изменение их морфологических и физико-химических свойств [2, 3]. Стоит отметить, что высоковольтный электрический разряд включает в себя воздействие це-

© О. Н. Сизоненко, В.А. Трегуб, А.С. Торпаков, А.Д. Зайченко, А.А. Жданов, Н.С. Присташ, Е.В. Липян, 2013

лого комплекса факторов, однако в различных работах по ЭР воздействию на гетерогенные среды авторы принимают во внимание лишь один из возможных механизмов воздействия. Так, например в [4], рассматривается лишь воздействие волн сжатия и кавитации на дисперсность и морфологичесике свойства, а в [5] только воздействие тока, как механизм изменения структурнофазового состава.

В [3] упоминается что, при комплексной обработке электрическими разрядами суспензии металлических порошков в керосине, не представляется возможным определить степень воздействия каждого из факторов в отдельности. От разряда к разряду, вследствие воздействия гидропотоков, локальная концентрация порошка в керосине в значительной мере меняется, что существенно влияет на режим ввода энергии, и как следствие меняется степень воздействия каждого из факторов.

Таким образом, **целью исследований** является изучение влияния эрозионных процессов при ЭР обработке суспензии порошка титана в керосине при максимальном ослаблении воздействия на порошок волн растяжениясжатия, возникающих при пробое жидкого диэлектрика (керосина).

**Методика исследований.** Для максимального исключения условий образования волн сжатия и гидропотоков к оконечности электрода была прикреплена насадка в виде плоской розетки (рис. 1) с целью увеличения площади контакта положительного электрода с обрабатываемым порошком.



Рисунок 1 – Схема воздействия: 1 – разрядная камера; 2 – токовод; 3 – проходной изолятор; 4 – керосин; 5 – металлическая розетка; 6 – обрабатываемый порошок Ti

Такая форма электрода обеспечивала гальванический контакт с порошком в ходе обработки при изменении первоначального положения порошка, что позволило оценить воздействие фактора электроэрозионных процессов на степень диспергирования и карбидизации.

ЭР обработке подвергался порошок титана, средний размер частиц которого составлял ~ 80 мкм. После обработки порошок высушивался, разделялся по фракциям и исследовался на оптическом микроскопе «Биолам – И». По результатам исследований при помощи компьютерного анализа микрофотографий строились распределения по размерам для каждого из диапазонов, а также общее распределение по размерам.

Количество образовавшейся фазы TiC определялось на дифрактометре ДРОН-3 методом «подмешивания» [6], основанном на сравнении интенсивности линии определяемой фазы с интенсивностью эталонного вещества, количество которого в смеси точно известно. Анализ проводился по следующей схеме. Приготавливалась серия смесей, состоящих из определяемой фазы (TiC) и фазы, являющейся в смесях эталонным веществом (Ti). Количество эталонного вещества в смеси выбирали так, чтобы отношение интенсивностей выбранной пары было пропорционально соотношению масс этих веществ в смеси. Зная, при какой концентрации эталонного и определяемого вещества имеет место данное отношение интенсивностей, определялось количество искомой фазы по градуировочным кривым в координатах интенсивность – концентрация.

В таблице приведены параметры разрядного контура и начальные условия эксперимента. Емкость конденсаторных батарей и масса порошка оставались неизменными. Варьирование единичной энергией разряда осуществлялось путем изменения напряжения заряда накопителя, а количество импульсов при каждом режиме подбиралось таким образом, чтобы интегральная и удельная энергия оставалась неизменной. Таким образом, устанавливалась зависимость морфологического и фазового состава порошка от единичной энергии импульса при ЭР обработке.

№ режи-	Запасаемая энер- гия,	Число раз- рядов	I <sub>max</sub> , кА
ма 1 2	<u>кдж</u> 1 0.5	2500	30,7
3	0,5	10000	25,5 16,7
4	0,125	20000	11,3

Параметры режимов обработки

**Результаты исследований.** Практически, при всех режимах обработки, отмечен относительно стабильный характер осциллограмм на протяжении всей обработки в сравнении с комплексной обработкой (с зазором по кероси-

ну) [2,3]. Амплитудное значение первой полуволны разрядного тока при варьировании запасенной энергии изменялось в пределах от 11 до 30 кА. Форма кривой разрядного тока варьировалась от апериодической при запасенной энергии 0,125 кДж до колебательной при значении запасенной энергии 1кДж.

Однако все же отмечена тенденция к уменьшению колебательности с увеличением количества импульсов. Причем данная тенденция прослеживается более отчетливо при повышении единичной энергии импульса. В режиме 2, к примеру, эта тенденция имеет наиболее отчетливый характер. По осциллограммам разрядного тока и напряжения прослеживается, как уменьшается колебательность контура и амплитудное значение первой полуволны разрядного тока (см. рис. 2).



Рисунок 2 – Осциллограммы обработки порошка Ті в режиме №2: 1 –*U*(*t*); 2 – *I*(*t*); *a* – 200 разрядов из 4000 разрядов; *б* – 2000 разрядов из 4000 разрядов; *в* – 3235 разрядов из 4000 разрядов; *c* – 3800 разрядов из 4000 разрядов

Подобная картина свидетельствует о том, что в приэлектродной области в течении обработки уменьшается концентрация проводящей фазы. То есть возникающие при электрическом разряде в суспензии гидродинамические

ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

силы вытесняют порошок из приэлектродной области, что приводит к невозможности продолжения обработки. Для исправления ситуации было принято решение приостанавливать обработку и перемешивать образовавшуюся суспензию, с целью восстановить условия необходимые для осуществления разряда, а именно наличие проводящей фазы в приэлектродной зоне.

Как показывают результаты рентгенофазовых исследований, во всех пробах процентное содержание TiC находится в пределах от 3 % до 4 %. В данной серии экспериментов не удалось обнаружить зависимость количества образованных карбидов от единичной энергии разряда.

Распределение процентного содержания частиц F(d) по значениям диаметра порошка Ті после обработки в режиме 1 показало образование частиц в довольно широком диапазоне от единиц до десятков микрон. На распределении отсутствуют ярко выраженные пики каких либо фракций порошка, что характерно для порошков обработанных при других режимах. Также стоит отметить, что размеры около 23 % частиц остались близки к исходным (см. рис. 3).

Снижение единичной энергии разряда в режиме № 2 до 0.5 кДж существенно улучшило результаты. Как видно на рис. 3, исходный порошок полностью диспергировался, образовалось тримодальное распределение процентного содержания частиц по значениям диаметра с максимальным пиком около значения 40 % размером 6 мкм. Два остальных пика, которые приходятся на значения диаметра ~ 12 мкм и ~3 мкм, составляют соответственно 12 % и 11 %.

Дальнейшее снижение запасаемой энергии до 0,25 кДж (в режиме № 3) и амплитудных значениях тока до 16,7 кА привело к незначительному снижению процентного содержания частиц основного пика 6 мкм до 40 %, частиц диаметром от 2 до 3 мкм до ~ 11 % и небольшому увеличению процентного содержания частиц с диаметром 12 мкм до 15 %.

Низкие значения запасаемой энергии (0,125 кДж) при амплитудных значений тока (11,3 кА) в режиме № 4 позволили привести к образованию распределения с основным пиком более 45 % частиц ~ 6 мкм, процентное содержание частиц с диаметром 12мкм составило 13 % и наблюдалось небольшое (менее 5 %) образование частиц с диаметром от 2 до 3 мкм.

Анализируя результаты данной серии экспериментов, следует выделить низкоэнергетические режимы ( $\mathbb{N}_2$  3 и  $\mathbb{N}_2$  4). В режиме  $\mathbb{N}_2$  3 образовалось наибольшее количество частиц диаметром ~2-3 мкм, а в режиме  $\mathbb{N}_2$  4 было образовано наибольшее количество частиц диаметром ~10 мкм. Скорее всего это связано с тем, что в данных режимах удалось минимизировать воздействие гидропотоков, которые оказывали негативное влияние в высокоэнергетических режимах, а именно выносили порошок из приэлектродной области, и не позволяли обеспечить обработку током по всему объему порошка. Также необходимо отметить, что для режимов  $\mathbb{N}_2$ , 3 и 4 было характерно сохранение характера распределения процентного содержания частиц по значениям

диаметра и отсутствие после обработки частиц порошка с исходными значениями по диаметру.



метра порошка Ті после обработки с учетом массовых долей по фракциям: 1 – после ЭР обработки в режиме № 1; 2 – в режиме № 2; 3 – в режиме № 3; 4 – в режиме № 4; 5 – исходный порошок

Выводы. Экспериментально установлены условия для высоковольтной электроразрядной обработке током порошков титана – максимальное ослабление воздействия на порошок волн растяжения-сжатия, возникающих при пробое жидкого диэлектрика. Установлены параметры ЭР воздействия без пробоя по керосину, которые позволяют получать высокодисперсный порошок титана дисперсностью менее 10 мкм – интегральная энергия  $W_{\Sigma} = 4$  МДж при единичной энергией импульса до 0,5 кДж. При исследуемой схеме воздействия увеличение единичной энергией импульса более 0,5 кДж приводит к возникновению гидропотоков, которые способствуют выносу порошка из приэлектродной области и не позволяют обеспечить обработку током по всему объему порошка, что приводят к снижению эффективности диспергирования порошка. Установлено, что при ЭР обработке во всех исследованных режимах происходит образование TiC в количестве ~ 3-4 %.

Работа выполнена при частичной поддержке Гранта № 05-08-12 НАН Украины согласно результатам конкурса НАН Украины – РФФИ 2012 года

Список литературы. 1. Кипарисов С.С. Карбид титана: получение, свойства, применение / С.С. Кипарисов и др. – М.: Металлургия, 1987. – 216 с. 2. Сизоненко. О.Н. Влияние электроразрядного воздействия на композицию порошков Fe-Ti-B<sub>4</sub>C / О.Н. Сизоненко, Г.А. Баглок, А.А. Мамонова, Э.И. Тафтай, А.С. Торпаков, А.А. Жданов, А.Д. Зайченко, Е.В. Липян // Науков нотатки. Міжвузівський збірник. – Луцьк, 2011. – Вип. 31 (червень). – С. 333-343. 3. Сизоненко, О.Н. Влияние высоковольтного электрического разряда на изменение композиции поверхности дисперсных порошков 60Fe40TiC и свойств спеченных материалов / О.Н. Сизоненко и др. // Вестник НТУ «ХПИ». Сборник научных трудов. Тематический выпуск «Техника и электрофизика высоких напряжений» – 2009. – № 39. – С. 177-184. **4**. Бакуль В.Н. Способ дробления сверхтвердых материалов / В.Н. Бакуль, Ю.И. Микитин и др. // Электронная обработка материалов. – 1976. – Вып. 2. – С. 18-22. **5**. Журавков, С.П. Исследование физико-химических процессов при электроискровой обработке металлических загрузок в водных растворах / С.П. Журавков, Г.Л. Лобанова, Н.А. Яворовский, В.В. Ан // Сб. трудов международной научной конференции «Становление и развитие научных исследований в высшей школе» посвящ. 100-летию со дня рождения проф. А.А. Воробьева. – Томск, 14 – 16 сентября 2009. – Томск: ТПУ, 2009. – Т. 2. – С. 288-293. **6**. Горелик С.С. Рентгенографический и электроннооптический анализ / С.С. Горелик. – Изд. 2-е. – М.: Металлургия, 1970. – 336 с.

Поступила в редколлегию 01.04.2013.

#### УДК 621.793.8:621.762.5:537.528

Некоторые особенности электроразрядной обработки порошка титана / О. Н. Сизоненко, В.А. Трегуб, А.С. Торпаков, А.Д. Зайченко, А.А. Жданов, Н.С. Присташ, Е.В. Липян // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 99-99. – Бібліогр.: 6 назв.

Наведені результати експериментальних даних зміни морфологічного та хімічного складу ультрадисперсних порошків титану при електророзрядних впливі. Зроблена оцінка впливу виключно струмових процесів на зміну морфологічного і хімічного складу вихідного порошку.

Ключові слова: електричний розряд, порошок, карбід титану, ерозія, диспергування.

The results of the experimental data of the morphological and chemical changes of the composition of powders of titanium after electric arc discharge are given. The evaluation of the influence of current processes only change the morphological and chemical composition of the powder output.

Keywords: electrical discharge, powder, titanium carbide, erosion, dispersion.

#### УДК 621.31.048.015

## *А. Ю. ЧЕРНУХИН*, мл. науч. сотр., НТУ «ХПИ»; *В. В. КНЯЗЕВ*, канд. техн. наук, вед. науч. сотр., НТУ «ХПИ»; *П. Н. МЕЛЬНИКОВ*, науч. сотр., НТУ «ХПИ»

## КОРРЕЛЯЦИЯ СИЛЫ ТОКА КОРОННОГО РАЗРЯДА СТЕРЖНЕВОГО МОЛНИЕПРИЕМНИКА И НАПРЯЖЕННОСТИ ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Описаны результаты исследования тока коронного разряда со стержня квадратного сечения при изменении напряженности электрического поля. Высказано гипотезу об обратимости процессов при спадании и нарастании напряженности электрического поля. Отмечена характерная особенность возникновения провала на осциллограмме тока по мере изменения напряженности электрического поля.

© А. Ю. Чернухин; В. В. Князев, П. Н. Мельников, 2013

Ключевые слова: молниеприемник, ток короны, электрическое поле, канал молнии, стример.

## 1 Введение

При создании системы молниезащиты объекта, определение требований к ней принято осуществлять с учетом оценки реальных рисков, связанных с ударом молнии в объект. Современные методы оценки риска базируются на вероятностных подходах [1]. Основой систем молниезащиты объектов от прямых ударов молнии являются металлические конструкции в виде стержневых, тросовых и сеточных молниеприемников. Рекомендации по устройству таких систем и оценке их защитных свойств содержатся в стандарте Международной электротехнической комиссии [2]. В соответствии с этим станлартом. оценка защитных свойств основана на зонном методе, который не позволяет осуществить общую вероятностную оценку прорыва молнии на тот или иной элемент защищаемого объекта. Применяемый метод «катящейся сферы» не учитывает различия, обусловленные геометрическими особенностями проводящих элементов конструкции защищаемого объекта. Известно [3], что вероятность ориентировки нисходящей молнии, имеющей отрицательный потенциал (таких молний в средних широтах более 90%), на металлический стержень существенно выше, чем на сферическую оболочку, при прочих равных условиях. Это обстоятельство обусловлено тем, что отрицательные молнии фактически перехватываются встречными, восходящими от заземленных объектов, стримерами - лидерами. Поэтому, исследования зависимости параметров стримеров от геометрии и электрофизических свойств объектов необходимы для повышения достоверности оценки эффективности систем молниезашиты.

В отличие от упомянутых выше систем, которые условно можно назвать «пассивными», в мире предпринимаются настойчивые попытки создания «активных» устройств, обеспечивающих существенное увеличение размеров зоны защиты, по сравнению с зоной защиты классического молниеприемника Франклина (FLR). К числу таких устройств относятся, так называемые «Early streamer emission air terminals» (ESE), которые обеспечивают более быстрое по сравнению с FLR создание встречного стримера, способствующего перехвату молнии. Следует отметить, что число различных вариантов ESE молниеприемников, предлагаемых на рынке услуг, из года в год неуклонно растет. На международной выставке Elcom 2013, которая прошла в Киеве, более 20 компаний рекламировали ESE молниеприемники. Декларируемый радиус защиты ESE молниеприемников варьируется в диапазоне от 15 м до 60 м. Что, безусловно, при реализации этих свойств на практике, может обеспечить существенные преимущества ESE молниеприемников. Методика их аттестации регламентируется стандартом Франции [4]. На основании большого числа экспериментальных исследований доказано [5], что знание средне арифметического значения  $\Delta T$  не является достаточным для оценки вероятности перехвата молнии ESE молниеприемником.

### 2 Метод и результаты исследования

Для экспертной оценки «быстродействия» конкретного молниеприемника в работе [6] предложено использовать значения параметров стримеров, которые возникают при размещении молниеприемника в электрическом поле или подаче на него (молниеприемник) высокого потенциала. Для выявления корреляции между параметрами стримеров и защитными свойствами молниеприемников, проводится комплекс исследований, включающий определение характеристик стримеров при постоянном и импульсном напряжении. Результаты исследований на постоянном напряжении, позволяющие оценить характеристики конкретного молниеприемника при подходе грозового облака, представлены в работе [7]. Другая часть исследований связана с изучением процессов образования стримеров в условиях изменяющейся напряженности электрического поля, характерных для поля, сопровождающего прорастающий канал молнии.

При приближении грозового облака, за счет сопутствующего электрического поля, на молниеприемнике индуцируется электрический заряд, что обуславливает повышение напряженности поля на конце молниеприемника и появление коронного разряда. При некотором значении напряженности электрического поля на фоне «тихой» короны, ток которой составляет не более сотен микроампер, возникают стримерные вспышки, которые характеризуются током в десятки миллиампер. Только стримерная вспышка при определенных условиях может преобразоваться в лидер. Поэтому, определение критического значения напряженности электрического поля, при котором возникают стримерные вспышки, и характер их поведения при изменении уровня напряженности электрического поля является важным параметром исследуемой задачи. Моделирование этого процесса осуществлено на высоковольтном испытательном стенде BBC-1.2 НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ».

Исследования проведены на стержневых молниеприемниках, размещавшихся между двумя параллельными металлическими плоскостями. Размеры плоскостей: нижняя – 4,02 х 6,56 м, верхняя – 3,63 х 5,22 м. Схема испытательной установки для исследования характеристик тока короны при постоянном и изменяющемся напряжении приведена на рис. 1. В этом варианте нижняя плоскость заземлена. Верхняя плоскость потенциальная – на нее подавалось высокое напряжение (ВН) обеих полярностей от повысительно выпрямительного устройства ПВУ-200. Расстояние (S) варьировалось от 2,5 м до 0,5 м. Соответственно, изменялось начальное значение напряженности электрического поля в промежутке.

Стержень устанавливался на нижней заземленной плоскости на изоляционной подставке и был присоединен к плоскости через сопротивление шунта (Rш = 75 Ом). В качестве примера, далее рассмотрен вариант, когда на верхнюю плоскость подается выпрямленное напряжение 180 кВ отрицательной полярности.

Фотография коронирующего стального стержня квадратного сечения при минимальном расстоянии до потенциальной плоскости приведена на рис. 2.



Рисунок 1 – Схема испытательной установки: C1 = 0,381 мкФ; C2 = 0,385 мкФ; C3 = 0,4 мкФ; R1 = 300 МОм; R2 = 30 кОм; R3 = 60 кОм; R4 = 510 кОм; R5, R6 = 60 кОм; Rш = 75 Ом; Тр - трансформатор ИОМ 100/25



Рисунок 2 - Стримерная корона со стержня квадратного сечения

Используемая в данных экспериментах часть испытательного стенда BBC-1.2, не позволяет осуществить понятие напряжения по экспоненциальному закону, который характерен для напряженности электрического поля, сопровождающего приближающийся канал молнии. Авторами предложен вариант испытаний, который строится по следующему алгоритму. Напряжение на потенциальном электроде устанавливается равным 180 кВ, и, спустя некоторое время, достаточное для регистрации силы тока начальной короны, осуществляется отключение источника питания. Далее, происходит разряд в RC цепи по классическому закону спадания напряжения на конденсаторе, а, следовательно, и на исследуемом промежутке. Авторы выдвигают гипотезу об обратимости процесса, что процесс протекания коронного разряда в случае повышения напряжения по аналогичному закону (если рассматривать

ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

осциллограмму справа -налево), будет идентичным.

С помощью шунта сопротивлением 75 Ом и осциллографа регистрировался ток, протекающий в исследуемом промежутке. На второй канал осциллографа подавалось напряжение с омического делителя, установленного непосредственно на выходе ПВУ.



Рисунок 3 – Осциллограммы процесса при различных значениях расстояния S: *a* – расстояние S = 2,5 м (E<sub>0</sub> = 50,7 кВ/м),  $\delta$  – расстояние S = 2,0 м (E<sub>0</sub> = 59,1 кВ/м), *в* – расстояние S = 1,5 м (E<sub>0</sub> = 70,6 кВ/м), *г* – расстояние S = 1,0 м (E<sub>0</sub> = 87,8 кВ/м),  $\partial$  – расстояние S = 0,5 м (E<sub>0</sub> = 116,1 кВ/м)

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)



Продолжение рисунка 3

Это позволило наглядно продемонстрировать процесс снижения напряжения на исследуемом промежутке, обусловленный разрядом емкостей C1 и C2 после отключения питания ПВУ. Максимальное значение напряжения, соответствующее горизонтальной линии на нижней кривой, равно 180 кВ, а соответствующие значения напряженности электрического поля  $E_0$  даны в подрисуночной подписи на рис. 3.



Коэффициент деления примененного делителя равен 10<sup>4</sup>. Соответственно, чувствительность схемы измерения напряжения 50 кВ/дел. Чувствительность схемы измерения силы тока короны 80 мА/дел.

Из осциллограмм приведенных на рис. З видно, что с уменьшением расстояния между верхним электродом и вершиной стержня, а, следовательно, увеличении напряженности электрического поля в промежутке, изменяется характер наблюдаемого процесса коронного разряда. Амплитуда регистрируемого тока начальной короны не изменяется для данной напряженности, тогда как ток короны, обусловленный изменяющимся электрическим полем уменьшается с увеличением промежутка. На осциллограммах а) для 2 м и б) для 2,5 м наблюдается только ток начальной короны.

Эти результаты важны для правильного понимания получаемой при исследованиях молниеприемников информации. То, что может быть принято за стриммерную корону, для больших промежутков (>2м,  $E_0$ <60,0 кВ/м), фактически ей не является, а есть лишь начальная корона.

Результаты получены в рамках выполнения научно-исследовательской работы (ГР №0212U005986), которая выполняется по заказу Министерства образования и науки Украины в 2013-2014 годах.

## 3 Выводы

Предложен метод исследования параметров тока короны молниеприемников в условиях электрического поля, изменяющегося по экспоненциальному закону.

Показано, что на осциллограмме тока при росте напряженности элек-

трического поля присутствует характерный провал. Величина такого провала зависит от формы сечения стержня и для заостренных (классических) стержней максимальна, вплоть до нуля, т.е. прекращения тока.

Метод существенно дополняет стандарт Франции NF C 17-102: 2011 [4].

Список литературы: 1. IEC 62305-2:2012. Protection against Lightning – Part 2. Risk management. 2. IEC 62305-3: 2010. Protection against Lightning – Part 3: Physical damage to structures and life hazard. 3. *Э.М. Базелян, Ю.П. Райзер / Физика молнии и молниезащиты.* – М.: Физматлит, 2001. – 320 с. 4. NF C 17-102: 2011. Lightning protection. Protection of structures and open areas against lightning using early streamer emission air terminals. 5. *В.В. Князев, В.И. Кравченко, И.П. Лесной и др.* Результаты исследования параметров активных молниеприемников и рассеивателей // Вестник НТУ «ХПИ» «Техника и электрофизика высоких напряжений». – 2008. – Вып. 21. – С.78-87. 6. Розробка методу оцінки захисних властивостей новітніх видів пристроїв блискавковахисту – активних блискавкоприймачів та розсіювачів / Звіт про НДР Інв. 0212U008336. – Х.: ХПІ, 2012. – 234 с. 7. *В.В. Князев, П.Н. Мельников, А.Ю. Чернухин* Характеристики стримерной короны при постоянном напряжении на молниеприемниках с различными формами вершин и поперечных сечений // Вестник НТУ «ХПИ» «Техника и электрофизика и электрофизика высоких напряжений». – 2012. – Вып. 21. – С.78-87.

Поступила в редколлегию 22.04.2013.

#### УДК 621.31.048.015

Корреляция силы тока коронного разряда стержневого молниеприемника и напряженности изменяющегося электрического поля / А. Ю. Чернухин; В. В. Князев, П. Н. Мельников // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 155-162. – Бібліогр.: 7 назв.

Описано результати дослідження струму коронного розряду із стержня квадратного перерізу при зміні напруженості електричного поля. Висловлено гіпотезу про зворотність процесів при спаді та наростанні напруженості електричного поля. Відмічена характерна особливість виникнення провалу на осцилограмі струму у міру зміни напруженості електричного поля.

Ключові слова: блискавкоприймач, струм корони, електричне поле, канал блискавки, стример.

The results of research of corona current of digit are described from the bar of square section at variations of tension of electric field. A hypothesis is outspoken about convertibility of processes at a slump and growth of tension of electric field. The characteristic feature of origin of failure is marked on the oscillogram of current as far as the change of tension of electric-field.

Keywords: terminal, current of crown, electric field, channel of lightning, streamer.

# *Н.А. ШТОМПЕЛЬ*, канд. техн. наук, доцент, УкрГАЖТ, Харьков

## МЕТОДЫ МЯГКОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ

В работе обоснована целесообразность применения помехоустойчивых кодов в волоконнооптических телекоммуникационных системах для повышения достоверности передачи данных и проведено исследование особенностей методов мягкого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность.

Ключевые слова: коды с малой плотностью проверок на четность, мягкое декодирование, волоконно-оптические телекоммуникационные системы.

Постановка задачи и анализ литературы. Тенденцией развития современных проводных телекоммуникационных систем и сетей является использование универсальной физической среды передачи данных, в роли которой выступают различные типы оптических волокон [1]. При этом для увеличения эффективности использования пропускной способности отдельного оптического волокна применяются различные методы уплотнения (мультиплексирования) каналов, модуляции и линейного кодирования. Например, в волоконно-оптических телекоммуникационных системах (ВОТС), которые применяются в Украине, используется метод спектрального (волнового) уплотнения каналов, метод амплитудной модуляции (модуляции интенсивности) и метод линейного кодирования «без возврата к нулю». Применение данных методов позволяет увеличить объем передаваемых данных по одному волокну, снизить «стоимость» оптического канала, эффективнее использовать ранее проложенные волоконно-оптические линии передачи и т.д. [2]. С другой стороны внедрение более сложных методов уплотнения каналов, методов многоуровневой модуляции и усовершенствованных методов линейного кодирования приводит к повышению коэффициента битовых ошибок за счет возникновения взаимного влияния между каналами, более жестких требований к величинам хроматической и поляризационной модовой дисперсий, увеличения нелинейных эффектов, возникающих в оптическом волокне.

Таким образом, возникает противоречие между необходимостью повышения эффективности ВОТС и обеспечением заданного качества обслуживания, характеризуемого коэффициентом битовых ошибок не менее 10<sup>-12</sup>. Известно [3], что традиционным подходом для повышения достоверности передаваемых данных в телекоммуникационных системах является применение помехоустойчивых кодов. Первым поколением помехоустойчивых кодов, применяемых в ВОТС, являются коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (коды

© Н.А. Штомпель, 2013

БЧХ) и коды Рида-Соломона (коды РС). На основе данных блоковых кодов и сверточных кодов строятся более эффективные последовательные каскадные кодовые конструкции. Например, широкое распространение в ВОТС получили каскадные коды, получаемые в результате объединения кодов РС и сверточных кодов, которые являются вторым поколением помехоустойчивых кодов в ВОТС. В настоящее время существенный интерес представляют итеративно декодируемые коды, к которым относятся турбо-коды на основе рекурсивных сверточных кодов и блоковых кодов, а также коды с малой плотностью проверок на четность (МППЧ-коды). Данный класс кодов рассматривается как третье поколение помехоустойчивых кодов, применяемых в ВОТС. В [4] показана перспективность МППЧ-кодов в качестве средства повышения достоверности передаваемых данных в ВОТС, которые поддерживают как жесткое, так и мягкое декодирование. При этом большей корректирующей способностью обладают методы мягкого декодирования МППЧкодов.

Целью статьи является исследование особенностей методов мягкого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность.

**Основная часть.** МППЧ-коды представляют собой линейные блоковые коды со специальной структурой проверочной матрицы *H*, содержащей малое число ненулевых элементов. Другими словами проверочная матрица *H* является разреженной, что приводит к сравнительно невысокой сложности декодирования данных кодов.

Известно, что задача декодирования состоит в определении наиболее вероятного кодового слова *с* на основе принятого вектора *r*, который искажен помехами в канале связи.

Оптимальным является декодирование по максимуму правдоподобия, заключающееся в нахождении по принятому из канала вектору r такого кодового слова c МППЧ-кода, которое максимизирует вероятность того, что передавалось слово c при условии принятия вектора r. Данный метод декодирования обладает максимальной вычислительной сложностью, так как требует перебора всех возможных кодовых слов МППЧ-кода. Таким образом, в этом случае задача декодирования представляет собой NP-полную задачу.

Особенностью ВОТС является высокая скорость передачи данных, что накладывает ограничение на вычислительную сложность декодирования при заданной достоверности передачи данных, поэтому в данных условиях целесообразно применять неоптимальные методы декодирования МППЧ-кодов.

В отличие от других блоковых кодов, например кодов PC или кодов БЧХ, при декодировании которых используются методы, учитывающие алгебраическую структуру данных кодов, для декодирования МППЧ-кодов применяются методы декодирования, основанные на вероятностном подходе и итеративном выполнении определенных действий [3]. Классическим методом мягкого декодирования МППЧ-кодов является метод суммы-произведения [5]. С графической точки зрения данный метод можно представить как обмен сообщениями о надежности декодируемых символов предполагаемого кодового слова *с* между проверочными и битовыми вершинами графа Таннера, соответствующего проверочной матрице *H* некоторого МППЧ-кода.

Сообщения, представляющие собой решения о значении каждого декодируемого символа, являются вероятностями, которые характеризуют надежность полученного решения.

Исходной информацией для данного метода является априорная вероятность каждого принятого символа, поступающая с выхода демодулятора,  $p(c_i = 0)$  и  $p(c_i = 1) = 1 - p(c_i = 0)$ . При этом внешняя информация, которой обмениваются между собой вершины графа Таннера, также представляет собой вероятности.

Внешнее сообщение  $E_{ji}$  от проверочной вершины *j*, соединенной с битовой вершиной *i*, является оценкой проверочной вершины *j* о вероятности того, что  $c_i = 1$ , основанное на доступной для нее в данный момент времени информации. Таким образом,  $E_{ji}$  задает вероятность того, что  $c_i = 1$  приведет к выполнению проверочного уравнения *j*. Отметим, что  $E_{ji}$  не определено, если символ *i* не входит проверочное уравнение *j*, так как в этом случае между вершинами *i* и *j* внешняя информация не передается.

Вероятность того, что проверочное уравнение выполняется при  $c_i = 1$ , соответствует вероятности того, что нечетное число символов в проверочном уравнении являются ненулевыми:

$$P_{ji}^{ext} = \frac{1}{2} \left( 1 - \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} (1 - 2P_{ji'}) \right), \tag{1}$$

где  $P_{ji'}$  – текущая оценка, доступная проверочной вершине *j*, о вероятности того, что  $c_i = 1$ ;  $B_j$  – множество символов в *j*-ом проверочном уравнении матрицы *H*.

Тогда вероятность того, что проверочное уравнение *j* выполняется при  $c_i = 0$ , равна  $1 - P_{ji'}^{ext}$ .

Для снижения вычислительной сложности мягкого декодирования вместо обработки непосредственно вероятностей используется их логарифмическое отношение правдоподобия.

Так с учетом (1) логарифмическое отношение правдоподобия внешней информации  $E_{ii}$  от проверочной вершины *j* к битовой вершине *i* равно:

$$E_{ji} = LLR\left(P_{ji}^{ext}\right) = \ln\left(\frac{1 - P_{ji}^{ext}}{P_{ji}^{ext}}\right).$$
(2)

Тогда после подстановки (1) в (2):

$$E_{ji} = \ln \frac{\frac{1}{2} \left( 1 + \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} (1 - 2P_{ji'}) \right)}{\frac{1}{2} \left( 1 - \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} (1 - 2P_{ji'}) \right)} = \ln \frac{1 + \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \frac{1 - e^{-M_{ji'}}}{1 + e^{-M_{ji'}}}}{1 - \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \frac{1 - e^{-M_{ji'}}}{1 + e^{-M_{ji'}}}},$$
(3)  
где  $M_{ji'} = LLR(P_{ji'}) = \ln \left( \frac{1 - P_{ji'}}{P_{ji'}} \right).$ 

Затем, используя тригонометрическое соотношение для tanh, внешнюю информацию (3) можно представить следующим образом:

$$E_{ji} = \ln \frac{1 + \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(M_{ji'} / 2)}{1 - \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(M_{ji'} / 2)},$$

что эквивалентно

$$E_{ji} = 2 \tanh^{-1} \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \tanh(M_{ji'} / 2).$$
(4)

Каждая битовая вершина имеет доступ к входному логарифмическому отношению правдоподобия и к логарифмическому отношению правдоподобия каждой связанной проверочной вершины, тогда суммарное логарифмическое отношение правдоподобия *i*-ого символа определяется по формуле:

$$LLR_i = LLR(P_i) = R_i + \sum_{j \in A_i} E_{ji,}$$
(5)

где  $R_i = \ln \frac{p(c_i = 0 | y_i)}{p(c_i = 1 | y_i)}$  – входное логарифмическое отношение правдоподо-

бия; *А<sub>i</sub>* –проверочные уравнения для *i* -ого бита МППЧ-кода.

Однако, сообщения  $M_{ji}$ , передаваемые от битовых вершин к проверочным вершинам, являются неполным логарифмическим отношением правдоподобия для каждого символа. Чтобы избежать передачи обратно к каждой проверочной вершине уже имеющейся информации, сообщение переданное от *i*-ой битовой вершины к *j*-ой проверочной вершине описывается в (5) суммой без компоненты  $E_{ji}$ , полученной от *j*-ой проверочной вершины:

$$M_{ji} = \sum_{j' \in A_i, j' \neq j} E_{j'i} + R_i.$$

Таким образом, метод суммы-произведения вычисляет апостериорную вероятность каждого кодового символа  $p_i = p\{c_i = 1 | s = 0\}$ , которая является вероятностью того, что  $c_i = 1$  при условии, что s = 0 (то есть все проверочные уравнения выполняются). При этом в качестве декодированного значения

каждого символа выбирается значение с максимальной апостериорной вероятностью. Декодирование завершается, если предполагаемое кодовое слово удовлетворяет условию  $cH^{T} = 0$ .

Для уменьшения вычислительной сложности данного метода мягкого декодирования МППЧ-кодов применяются различные его модификации.

Например, элемент *M*<sub>*ii*</sub>, в (4) можно представить следующим образом:

$$M_{ji'} = \alpha_{ji'} \beta_{ji'} \,,$$

где  $\alpha_{ji'} = signM_{ji'}$  – «знак» решения (жесткое решение);  $\beta_{ji'} = |M_{ji'}|$  – абсолютное значение (надежность) решения (мягкое решение).

Тогда (4) можно переписать как

$$E_{ji} = 2 \tanh^{-1} \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \alpha_{ji'} \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \tanh(\beta_{ji'}/2) = (\prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \alpha_{ji'}) 2 \tanh^{-1} \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \tanh(\beta_{ji'}/2).$$
(6)

После перегруппировки членов и замены произведения на сумму выражение (6) преобразуется следующим образом:

$$E_{ji} = (\prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \alpha_{ji'}) 2 \tanh^{-1} \ln^{-1} \ln \prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \tanh(\beta_{ji'} / 2) = (\prod_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \alpha_{ji'}) 2 \tanh^{-1} \ln^{-1} \sum_{i' \in B_{j}, i' \neq i} \ln \tanh(\beta_{ji'} / 2).$$
(7)

Тогда (7) можно записать, используя функцию  $\phi(x)$ :

$$E_{ji} = (\prod_{i' \in B_j, i' \neq i} \alpha_{ji'}) \phi(\sum_{i' \in B_j, i' \neq i} \phi(\beta_{ji'})),$$

где  $\phi(x) = -\ln \tanh \frac{x}{2} = \ln \frac{e^x + 1}{e^x - 1}$ .

В результате произведение «знаков» вычисляется с использованием операций «сложение по модулю 2» жестких решений для каждого значения  $M_{ji}$ , а функция  $\phi(x)$  реализуется в виде табулированных значений.

Метод минимальной суммы основан на дальнейшем упрощении вычисления (6). Учитывая, что член, соответствующий наименьшему значению  $M_{ji'}$ , доминирует в (6), данное выражение можно представить следующим образом:

$$E_{ji} \approx \prod_{i' \in B_j, i' \neq i} signM_{ji'} \min_{i'} \left| M_{ji'} \right|.$$

Тогда произведение «знаков» вычисляется с использованием операций «сложение по модулю 2» жестких решений для каждого значения  $M_{ji'}$ , в результате чего данный метод требует только сложений и вычисления мини-

мального значения М <sub>ii</sub>.

Выводы. Из изложенного следует, что классический метод мягкого декодирования МППЧ-кодов обладает сравнительно высокой вычислительной сложностью, поэтому для снижения вычислительной сложности процесса декодирования применяются дополнительные модификации данного метода, использующие особенности соответствующих вычислительных процедур.

Список литературы: 1. Листвин А.В. Оптические волокна для линий связи [Текст] / А.В. Листвин, В.Н. Листвин, Д.В. Швырков. – М.: ВЭЛКОМ, 2002. – 187 с. 2. Штомпель Н.А. Выбор метода модуляции в волоконно-оптических телекоммуникационных системах / Н.А. Штомпель // Системи обробки інформації. – 2013. – Вип. 1 (108). – С. 220-223. 3. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение: пер. с англ. [Текст] / Р. Морелос-Сарагоса. – М.: Техносфера, 2005. – 320 с. 4. Китаг P.V. Error-control coding techniques and applications / P. Vijay Kumar, Moe Z. Win, Hsiao-Feng Lu, Costas N. Georghiades // Optical fiber telecommunication IV B: Systems and impairments / edited by Ivan P. Катіпоw, Tingye Li. – Elseiver Science, 2002. – P. 902-964. 5. Галлагер P. Коды с малой плотностью проверок на четность пер. с англ. [Текст] / Р.Галлагер. – М.: Мир, 1963. – 144 с. Поступила в редколлегию 15.04.2013

УДК 621.391

Методы мягкого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность / Н.А. Штомпель // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 163-168. – Бібліогр.: 5 назв.

У роботі обґрунтовано доцільність використання завадостійких кодів у волоконно-оптичних телекомунікаційних системах для підвищення вірогідності передачі даних та проведене дослідження особливостей методів м'якого декодування кодів з малою щільністю перевірок на парність.

Ключові слова: коди з малою щільністю перевірок на парність, м'яке декодування, волоконно-оптичні телекомунікаційні системи.

In the work of the expediency of noiseproof codes in fiber-optic telecommunication systems to improve the reliability of data transmission and a study of the methods of soft decoding of low-density paritycheck codes.

Keywords: low-density parity-check codes, soft decoding, fiber-optic telecommunication systems.

## A.G.YUSHCHENKO, Ph. D., Prof., NTU «KhPI»; D.B.MAMEDOV, Ph. D. student, NTU «KhPI»

# ULTRA-WIDEBAND FIVE-TIER LM-MODE FILTERS OPTIMIZED WITH KNOWLEDGE- BASED CAD SYSTEM

Предложена оригинальная САПР последовательного проектирования пятизвенных фильтров на основе волноводно-диэлектрических резонаторов с низшими LM-модами. Ключевая идея разработанной системы заключается в физическом анализе сигнала прошедшего через фильтр, который рассчитывается на основе известного решения электродинамической задачи рассеяния основной волны на многозвенной структуре. Установлены закономерности формирования ультрашироких полос пропускания фильтров, которые формализованы в виде логических продукций. Проведен сравнительный анализ АЧХ трех- и пятизвенных ультрашироких фильтров, сконструированных системой. Параметры фильтров отвечают новому поколению радиотелекоммуникационных систем миллиметрового диапазона соответствующих новейшим стандартам ECMA-387, WirelessHD, IEEE 802.15.3candIEEE 802.11ad.

Ключевые слова: ультра-широкополосные пятизвенные фильтры, интеллектуальные САПР, WirelessHD, IEEE 802.15.3c, IEEE 802.11ad.

## **1** Introduction

The observed tendency for increase in density of information channels is objective and will continue to intensify in the future as far as it ensures synchronization and optimization of industrial and technological processes in development of societies. The societies themself possess obvious features of a super-organisms in which each active individual using his/her PC strives to integrate into Internet and telecommunications networks like in a «nervous web» of developing «global mind» [1, 2]. The evident homology of all known creative processes leads to concept of Geo-Solaris, i.e. a view of the Earth embraced with evolving living matter as an intuitively thinking brain bringing about the bio-technological mind of Noosphere [2]. A characteristic feature of this noogenesis [3] is in replication of personal intellectual potential on the level of the mankind: the world population is approaching the number of the nerve cells in an individual brain while the World-Wide Web is acquiring the structure of a neural network [4]. Actually, we observe the rapid growth of wireless networks based on dozens of different standards regulating frequency resources ranging from hundreds of megahertz to hundreds of gigahertz. It is clear that the electromagnetic situation in the air requires constant improvement of electromagnetic interference protection for receivers and ever stricter requirements to transmitters, which are actually the sources of the interference. Traditionally these problems are solved with passive band pass filters mounted on receiver inputs and transmitter outputs. Various filters with different passbands (or stopbands) are used in measuring devices while top-quality filters

© A.G.Yushchenko, D.B.Mamedov, 2013

serves for frequency stabilization in oscillators.

Among the known micro- and millimeter wave filters, the designs based on leucosapphire and quartz partially filled waveguide-dielectric resonators (WDR) placed into cut-off waveguides are distinguished for overall quality of their parameters, such as high unloaded O's, sparse spectrum of parasitic modes and usable levels of transmitted power [5-7]. Due to electrodynamics of WDR, it is possible to develop filters for wide range of 3 – 100 GHz. Currently industrial usage of millimeter waves (predicted back in the 60s) is widespread because (1) it allows obtaining «sharply directed emission, which is important not only for radar systems but for wireless systems as well, particularly for radio relay lines»; (2) in this waveband, «atmospheric and many types of industrial noise become insignificant: (3) with higher frequencies the density of stations in the air becomes less significant so more stations can work without interference;(4) the lover density allows using noise-resistant wideband modulation systems; (5) greater transmission speed requires greater frequency...» [8]. Such features of this waveband make it «extremely attractive for high-speed ultra-wideband transmission, including transmission of video streams from multiple video cameras, transmission of high definition video and traffic management in cellular networks. Besides, wide band allows a variety of scrambling schemes and error correction codes, provides greater choice of optimal methods for modulation and multiple access in data transfer, which allows data transmission at the specified speed with very low signal-to-noise ratio» [9]. Two most important economic factors should be briefly noted as well: there are no licenses required for usage of this waveband and the equipment necessary is quite small in size. All these circumstances caused a new «innovation wave» here resulting in its turn in great demand for high-quality hardware components [9, 10].

Currently, there are different CAD systems for designing active and passive microwave components. They use wide range of numerical and analytical methods and provide greater opportunities for component design but come short when it concerns computation error estimation or design optimization. Such systems usually do the optimization using gradient and probabilistic methods whose low efficiencycan be explained by the fact that most alterations in the task (design) parameters done during the algorithm steps are unjustified from the physical point of view. Therefore, the development of knowledge-based optimization methods is a prospective and actual task. From a mathematical point of view, this approach is an alternative to well-knownoptimization methods and is also very promising for solving the problem of finding a global extremumof an objective function. For many applications, it is necessary to deal with ultra-wide band frequencies, for which WDR-based filters seem to be very promising. However, only three-tier structures have been comprehensively studied so far [7]. From the fact that it was possible to develop system of the synthesis of three-tier structure, the establishing of the systems of five- and a multi-tier structures does not automatically follow. The problem lies in the adjustment of productions (rules) in such a way as not only to eliminate possible «ringing» of the system, but also regularize them in the correct logical order, ensuring the implementation of rule of inference, i.e. completion of designing stage at all. The number of the productions, by the increasing of the number of filter tiers by two, increases in the half or two times, in this case it is about from twenty five to fifty, due to significant increases in the number of possible states of the system to be optimized. It should be noted that the formalization of the productions requires a deep electrodynamic understanding of the physics of the process of frequency response of the multi-tier resonance structure forming, that forms a feedthrough filter. In addition, the three-tier filters are used rarely, because of the low steepness of slopes of frequency response, while the five-tier filters are widely used, as they are electrical parameters and overall dimensions optimal. Also, it appears that the implementation of the phased optimization, when the optimized parameters of the simpler systems are passed as input to more complex, for example, from one-tier to a three-tier, and from three-tier to five, it could be expected to solve the problem of finding the global extremum of the cost function, i.e. to create the best design of all. As optimization parameters the width of the cut-off waveguide and the value of the dielectric permittivity are chosen.

In this paper, we outline the key features of an original knowledge-based CAD system for five-tier filters with LM-modes. We also provide examples of the filters optimized with the novel system. These filters conform to the latest standards like ECMA-387, WirelessHD, IEEE 802.15.3c and IEEE 802.11ad [11-13].

## 2 WDR Filters with Quasi-LM<sub>101</sub> Modes

The partial filling by high Q dielectric provides ten-fold increase in unloaded Q of the resonator. The resonators that partially fill the H-plane of the waveguide have sparser spectrum of parasitic modes and somewhat lower unloaded Qs comparing to E-plane resonators. Usually such filters are placed directly into a waveguide main tract. Switching mobile communications to the millimeter wave band requires development of compact filtering elements with high unloaded Qs, therefore the adaptation of WDR filters to planar technologies is considered [14].

Figure 1 presents basic design of five-tier WDR filter with H-plane dielectric plates [5, 6]. In this structure, the problem of scattering  $H_{10}$  waves is solved with mode matching method described in [5, 7, 15] where electrodynamics model parameters are discussed in detail and the model validity is illustrated through comparison of calculated values with experimental results shown in Fig. 2. The calculations were done for 30 wave types in a regular waveguide and one wave type in a cut-off waveguide. The comparison reveals fairly good correspondence between the values predicted by the model and the experimental measurements: even with the quite simple approximation used the errors don't exceed 1.5% either for frequency or insertion losses. To eliminate the influence of either calculation error or manufacturing inaccuracy, we provide adjusting screws located symmetrically above each dielectric insert [5, 6, and 15].

The dielectric plates are also separated with a 0.34 mm gap from the waveguide

walls. The algorithm of approximate synthesis allowed us to reduce development time and obtain an acceptable filter response even with single iteration.



# 3 Knowledge-based CAD System for Five-Tier Ultra-Wideband WDR LM-Mode Filter

To design such filters, we modified the knowledge-based CAD (KB CAD) system developed previously for *three*-tier microwave filters[7]. Whereas a detailed description of this system is published in an open access journal, we

provide here only its brief description focusing on the developments done to process five-tier filters. Thus, basing on formalized physical knowledge about the behavior of coupled resonators, the KB CAD systemanalyses electromagnetic signal passing through a filter structure and makes decisions gradually approaching the optimal filter design through a series of changes in its geometry. The efficiency of the KB CAD system depends only on the accuracy of the solution for the analysis problem and on the accuracy with which the conditions of the rules applied match the actual data. Therefore the efficiency is rather high: the errors don't exceed 2 %. The optimization of a filter design is done in three stages. First, the intellectual system calculates the length of the central resonator and searches for the optimal value of dielectric permittivity  $\varepsilon$ keeping the length of the resonator within 1 - 0.4 mm limits (depending on frequency), which is a compromise between its unloaded O factor and manufacturability. At the second stage, the optimized parameters of one-tier filter are input to the block of three-tier filter design. On calculation of three-tier filter frequency response, the system optimizes the filter design for maximum bandwidth reducing its overall length. The first two steps are repeated for different cut-off waveguide widths, thus forming a set of filter designs with their electrical properties. At the third stage, the optimized parameters of three-tier filters are input to the block of five-tier filter design. First, this block performs symmetrization and elimination of marginal and middle pulsations using logical rules like the following: IF there is poor frequency response to the left of the central frequency THEN reduce the length of the outermost resonators; IF there is poor frequency response to the right THEN increase the length of the outermost resonators; IF there are poor frequency responses in the middle THEN reduce the distance between central and middle resonators. Then, the filter is adjusted for central frequency with the following rules: IF central frequency is above the specified value THEN enlarge all resonators; IF central frequency is below the specified value THEN shrink all resonators; etc.



Figure 3 -Logical structure of five-tier ultra-wideband WDR filter KB CAD system



Figure4 - The KB CAD system algorithm for five-tier ultra-wideband WDR filters







Figure 6 - KB CAD system has completed a filter design

ISSN 2079-0740. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)



Figure 7 – Frequency responses of the ultra-wideband filters ( $\delta f = 26$  %) designed with the KB CAD system in three- and five-tier variants (60 GHz)

Figure 3 shows the logical structure of the novel ICAD system and Figure 4 – the flow chart of its algorithm

The stages of five-tier ultra-wideband WDR filter design are illustrated below (Fig.5-Fig.6). The program window shown in the figures is divided into the following panes:

- Filter settings pane contains a text box to input working frequency and displays the current values of filter insertion losses as well as the current state of expert system operation.
- Stage of designing pane displays information on the intermediate process stages fulfilled.
- Frequency response pane plots frequency and amplitude of a signal pass-

ing through the filter structure.

- The status line below displays information about the latest logical rule applied or the conclusion achieved.

Figures 7 - 10 shows the comparative properties of the ultra-wideband filters with the developed KB CAD system in three- and five-tier variants.

As it can be seen from the figures, increasing the number of tiers in the filter from three to five provides significant increase in bandwidth (5-17 %) and two-fold increase in stopband attenuation level. At the same time, there is slight increase in passband irregularities. The parasitic band also gets somewhat closer and wider for the five-tier designs.



Figure 8 –Frequency responses of ultra-wideband filters ( $\delta f = 3 \%$ ) designed with the KB CAD system in three- and five-tier variants (73,5 GHz)

## **4 Results and Conclusions**

The main causes of the new innovation wave in the development of millimeter waveband telecommunication systems and justified the demand for high-quality bandpass filters have been analyzed in this paper. We proposed a novel knowledge-based CAD system for ultra-wideband five-tier filters with  $LM_{101}$ -modes and demonstrated the main stages of their development with the system. A comparative analysis of three- and five-tier filter properties and described designs of the letter, which conform to the latest standards like ECMA-387, WirelessHD, IEEE 802.15.3c and IEEE 802.11ad have been provided. It seems that through the optimization with the system, we can obtain high-quality filter designs, which are fairly manufacturable as well. As a whole the successful solution of the five-tiers filters makes the pillar for developing of the optimization system of the seven-tier structure. It should be pointed out that the effective methods of dielectric elements microwave and optical testing have been developed and introduced into the filters manufacturing process [16].

References: 1. Heylighen F. The Global Superorganism: an evolutionary-cybernetic model of the emerging network society // Social Evolution & History. - 2007. - № 1. - P. 58-119. 2. Yushchenko A.G. The logic of evolutionary megasynthesis and causation of global catastrophe : in the book «Emergencies» : Proc. of Int. Conf. BSEC, May 2000, Kharkiv, Ukraine. - P. 270-276. - in Russian. 3. Pierre Teilhard de Chardin Le phenomene humain» // Paris: Editions du Seuil. 1955. – 348 p. 4. Eremin A.L. From the Individual's Intellect to the Intellect of Humanity // Priroda (RAN). - 2004. - No 4. - PP. 23-28. - in Russian. 5. Yushchenko A. G. Waveguide-Dielectric Filters Based on Leukosapphire and Quartz Monocrystals // SPI's International Symposium on Voice, Video and Data Communications, November 1997. - Vol. 3232, Dallas. - PP. 73-79. - doi:10.1117/12.301020. 6. Yushchenko A. G. High Unloaded-Qs WDR Filters Designing // International Journal of Infrared and Millimeters Waves. - 2001. - Vol. 22, № 12. - PP. 1831-1836. doi:10.1023/A:1015031802727. 7. Yushchenko A.G., Mamedov D.B., Zavtsev D.M. Intellectual CAD for Three-Tier Wide Band WDR Filters // Int. on-line jour. Wireless Engineering and Technology. - 2012. - Vol. 3 № 1. - doi:10.4236/wet.2012.31005. 8. Kharkevich A.A.Fundamentals of Radio Engineering. - M.: State Publishing House of the literature on communication and radio, 1962. - 347 p. - in Russian. 9. Vishnevsky V., Frolov S., Shahnovich I. Millimeter range as an industrial reality. The IEEE 802.15.3c standard and WirelessHD specification» // Journal Electronica: Nauka, Technologiya, Biznes. - 2010. - № 3. - PP. 70-78. - in Russian. 10. Xiao, Shao-Qiu et al. Millimeter wave technology in wireless PAN, LAN, and MAN // CRC Press, 2008. - 436 p. 11. IEEE Std 802.15.3c-2009 Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Laver (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wavebased Alternative Physical Layer Extension IEEE, 2009. 12. IEEE Std. 802.15.3 Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) // IEEE, 2003. 13. ISO/IEC 13156:2009(E)Information technology -Telecommunications and information exchange between systems – High rate 60 GHz PHY, MAC and HDMI PALs // ISO/IEC, 2009. 14. Kazuhisa Sano, Meiji Miyashita Dielectric Waveguide Filter with Low Profile and Low-Insertion Loss // IEEE MTT, 1999. - V.47, № 12. - PP. 2299-2303. 15. Ilchenko M.E., Yushchenko A.G., Shibalkin S.F., Popov V.V. Waveguide-dielectric Filters Based on Cross Shaped Waveguides // Int. Conf. Millimeter and Submillimeter Waves and Applications, SanDiego, January 1994. - Vol. 2250. - PP. 571-572. 16. Yushchenko A. G., Chizhov V.V. Integral method of nondestructive testing of optically transparent dielectric elements of band-pass filters // International journal of infrared and millimeter waves, 1993. - Vol. 14, № 6. - PP. 1353-1366.

Has gone to editorial board 15.04.2013

#### УДК 007:159.955:519.768:621.372.852: 621.372.413

Ultra-Wideband Five-Tier LM-mode Filters Optimized with knowledge- based CAD system / A.G.YUSHCHENKO, D.B.MAMEDOV // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Техніка та електрофізика високих напруг. – Х.: НТУ «ХПІ», 2013. – № 27 (1000). – С. 169-179. – Бібліогр.: 16 назв.

Запропоновано оригінальну інтелектуальну систему автоматизованого покрокового проектування п'яти-ланцюгових фільтрів на основі хвилеводно - діелектричних резонаторів з нижчими LMмодами. Ключова ідея розробленої системи полягає в фізичному аналізі сигналів, що проходять через фільтр та розраховуються на основі відомого рішення електродинамічної задачі розсіювання основної моди на багатоланцюговій структурі. Було знайдено і формалізовано в вигляді логічних продукцій правила формування ультрашироких смуг прозорості. Проведено порівняльний аналіз АЧХ трьох- та п'яти-ланцюгових ультрашироких фільтрів, що оптимізовані системою. Фільтри розроблено відповідно до наступного покоління міліметрових радіотелекомунікаційних систем новітніх стандартів ECMA-387, WirelessHD, IEEE 802.15.3candIEEE 802.11ad.

Ключові слова: ультра-широкосмугові п'яти-ланцюгові фільтри, інтелектуальні САПР, WirelessHD, IEEE 802.15.3c, IEEE 802.11ad.

An original knowledge-based CAD system for step-by-step automated development offive-tier filters base don wave guide-dielectric resonators with the lowest LM-modes has been proposed. The basic idea of the system created consists in physical analysis of signals passing through the filter, which is performed on the basis of a known solution for electrodynamic problem of scattering of fundamental electromagnetic waves in a multi-tier structure. Regularities in formation of the filter ultra-wide bandwidths and formalized them in the form of production rules for the system were discovered. A comparative analysis of frequency responses for three- and five-tier UWB filters, optimized with the system has been also provided. The designed filters are intended for the next generation of millimeter waveband wireless systems and conform to the latest standards like ECMA-387, WirelessHD, IEEE 802.15.3c and IEEE 802.11 ad.

Keywords: Ultra-widebandfive-tier filters, Knowledge-based CAD system, WirelessHD, IEEE 802.15.3c, IEEE 802.11ad.
## ЗМІСТ

<i>Баранов М. И.</i> Формулировка основных электрофизических условий для возникновения плазмоидов шаровой молнии в воздушной атмосфере	3
Баранов М. И., Доценко В. И., Зиньковский В. М., Колиушко Г. М., Недзельский О. С., Петков А. А., Понуждаева Е. Г., Руденко С. С., Цехмистро В. Л. Экспериментальные исследования поражения зазем- ленной плоскости и размещенных на ней объектов электрическим раз- рядом в длинном промежутке	11
Богуславский Л. З., Мирошниченко Л. Н., Диордийчук В. В., Винни- ченко Д. В., Ярошинский Н. С. Испытания макетного образца ком- плексной системы газоочистки разноимпедансной пыли экологически опасных промышленных объектов	21
Богуславский Л. З., Струк Я. П., Диордийчук В. В., Овчинникова Л. Е. Генератор импульсов тока энергией 120 кДж с четырехканальным выхо- дом для мобильных электрогидроимпульсных установок	27
<i>Бойко Н. И., Евдошенко Л. С., Иванов В. М.</i> Особенности работы высоковольтных импульсных трансформаторов на емкостно-омическую на- грузку	32
Борисов Р. К., Козлов Д. А. Испытание на помехоустойчивость устройств, устанавливаемых на шинах подстанций и линиях электропередач	38
Волков О. С., Беспалова М. В. Методика розрахунку довжини регенера- ційної ділянки цифрової мережі оперативно-технологічного зв'язку	44
<i>Евдошенко Л. С.</i> К расчету многоканального режима коммутации ис- кровых разрядников	50
Киприч С. В., Колиушко Д. Г. Расчет параметров зоны защиты двойного наклонного непараллельного тросового молниеотвода методом концевых точек	58
<i>Князев В. В., Немченко Ю. С., Лесной И. П., Сомхиев С. Б.</i> Генератор ИГЛА-МКУ-3-1 для испытаний молниестойкости бортового авиационного оборудования («многократные удары»)	68
<i>Кобрин А. В., Тур Б. С.</i> Оценка задержки с помощью робастного фильтра Калмана	76
диоизделий	83

ISSN 2079-0023. Вісник НТУ «ХПІ». 2013. № 27 (1000)

<i>Кравченко В.И., Лосев Ф. В., Яковенко И. В.</i> Влияние стороннего элек- тромагнитного излучения на волноводные характеристики полупровод- никовой сверхрешетки	89
Кравченко В.И., Яковенко И. В., Лосев Ф. В. Затухание поверхностных колебаний полупроводниковых структур электрорадиоизделий в условиях воздействия стороннего электромагнитного излучения	96
Кравченко В.И., Яковенко И. В., Лосев Ф. В. Кинетические механизмы взаимодействия поверхностных колебаний с электронами проводимости полупроводниковых структур в условиях воздействия стороннего элек- тромагнитного излучения	103
<i>Немченко Ю. С., Сомхиев С. Б., Постельник И. А.</i> Аппаратура для ис- пытаний бортового авиационного оборудования с цифровыми схемами на стойкость к провалам напряжения электропитания	111
<i>Обод І. І., Алалі А., Фатроні М.</i> Адаптивна оптимізація швидкості передачі інформації в системах радіодоступу за наявності завад	119
Обод І. І., Свид І. В., Шевцова В. В. Синтез оптимального виявляча або- нентів запиту несинхронної мережі запитальних систем передачі інфор- мації	124
<i>Поштаренко В. М., Кравченко В. С.</i> Методы борьбы с перегрузками на критических участках сети	129
<i>Рудаков В. В., Ілющенко Є. Є., Касаткін В. П.</i> Ресурс комбінованої конденсаторної ізоляції з просоченням полярним касторовим маслом	139
<i>Рищенко М. І.</i> Методика розпізнавання пет-знімків з метою ідентифіка- ції ракових пухлин	145
Сизоненко О. Н., Трегуб В. А., Торпаков А. С., Зайченко А. Д., Жданов А. А., Присташ Н. С., Липян Е. В. Некоторые особенности электрораз- рядной обработки порошка титана	149
<b>Чернухин А. Ю., Князев В. В., Мельников П. Н.</b> Корреляция силы тока коронного разряда стержневого молниеприемника и напряженности изменяющегося электрического поля	155
Штомпель Н. А. Методы мягкого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность	163
Yushchenko A. G., Mamedov D. B. Ultra-wideband five-tier LM-mode filters optimized with knowledge-based CAD system	169

## НАУКОВЕ ВИДАННЯ

## ВІСНИК НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ «ХПІ»

## Збірник наукових праць

Серія: Техніка та електрофізика високих напруг

№ 27 (1000)

Науковий редактор: д-р техн. наук, проф. В. І. Кравченко Технічний редактор: канд. фіз.-мат наук, ст. наук. співр. Л. В. Ваврів

Відповідальний за випуск: канд. техн. наук Г. Б. Обухова

**АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ:** 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21. НТУ «ХПІ». НДПКІ «Молнія». Тел. (057) 707-63-09. E-mail: vavriv@rambler.ru

Обл.-вид № 26-13.

Підп. до друку 06.06.2013 р. Формат 60×84 1/16. Папір офсетний. Друк офсетний. Гарнітура Таймс. Умов. друк. арк. 9,75. Облік.-вид. арк. 10. Тираж 300 пр. 1-й завод 1-100. Зам. № 23. Ціна договірна. Видавничий центр НТУ «ХПІ». Свідоцтво про державну реєстрацію суб'єкта видавничої справи ДК № 3657 від 24.12.2009 р. 61002, Харків, віл Фрунзе, 21 Друкарня ВАТ «Цифра Прінт». Свідоцтво про Державну реєстрацію А01 № 432705 від 03.08.2009 р. Адреса: 61166, м. Харків, вул. Культури, 22-Б.