

Электротехника

УДК 621.315.1

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОВОДА МНОГОЦЕПНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

А.С. Ведерников, В.Г. Гольдштейн, Е.М. Шишков

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244
E-mail: shishkov@smtp.ru

Рассмотрен вопрос математического моделирования и анализа квазистационарных процессов в многоцепной воздушной линии электропередачи в полевой постановке. Приведены аналитические выражения для определения составляющих векторов напряженностей магнитного и электрического полей в произвольной точке.

Ключевые слова: многоцепная воздушная линия, электромагнитное поле, телеграфные уравнения.

В условиях существенных ограничений на использование территорий для строительства воздушных линий (ВЛ) как элементов схем глубокого ввода использование комбинированных многоцепных ВЛ (МВЛ) является одним из эффективных решений, позволяющим не только значительно сократить площадь отчуждаемых под трассу ВЛ земель, но и снизить уровень напряженности электромагнитного поля вблизи ВЛ, что немаловажно в условиях густонаселенных районов современных мегаполисов.

Намечающаяся в последнее время тенденция к увеличению плотности сооружения ВЛ повышает актуальность целого спектра проблем, связанных с проектированием и эксплуатацией комбинированных и обычных МВЛ. Одной из таких проблем является расчет значений напряженности электрического поля у поверхности земли для определения границ санитарно-защитной зоны вдоль ее трассы. Согласно действующему СанПиН №2971-84 санитарно-защитная зона ВЛ определяется как территория вдоль трассы линии, в которой напряженность электрического поля превышает 1 кВ/м. Очевидно, что тщательное моделирование возможных режимов работы МВЛ и вычисление значений напряженности на стадии проектирования можно рассматривать как предпосылки для уменьшения площади санитарно-защитных зон МВЛ и, следовательно, значительной экономии средств, затраченных на строительство в условиях высокой стоимости земельных участков в городской черте.

Физический процесс распространения электромагнитных волн вдоль МВЛ

Александр Сергеевич Ведерников (к.т.н., доц.), заведующий кафедрой «Электрические станции».

Валерий Геннадьевич Гольдштейн (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Автоматизированные электроэнергетические системы».

Евгений Михайлович Шишков, ассистент кафедры «Электрические станции».

включает в себя ряд явлений, учет которых усложняет его математическое описание. Сюда следует отнести нелинейные процессы, возникающие вследствие импульсной короны и намагничивания стальной сердцевины проводов и тросов, а также процессы, связанные с проникновением поля провода в землю, имеющую конечную проводимость. Кроме того, существенное влияние оказывают также дискретно заземленные грозозащитные тросы, провисание проводов и тросов МВЛ, неоднородность земли (например горизонтальная многослойность, токи смещения в земле и воздухе, «концевой» эффект вдоль линии и «волновой» эффект поперек линии, «эффект близости», дискретность вдоль линии токов утечки и токов смещения по гирляндам изоляторов и др.).

Математическое описание распространения электромагнитных волн в многокомпонентных системах и устройствах, таких как МВЛ, основано на анализе систем уравнений Максвелла, построенных для соответствующих электромагнитных полей [1]. При этом должны быть удовлетворены граничные условия на поверхностях раздела сред с различными характеристиками (воздух, земля с неоднородной структурой, провода, грозозащитные тросы, металлические конструкции и т. д.). Точное решение этой задачи для квазистационарных процессов разработано Г.А. Гринбергом и Б.Э. Бонштедтом [2] для однопроводной линии, а затем М.В. Костенко [3] и Л.С. Перельманом [4] для многопроводной. Сделанные при этом допущения, облегчающие инженерное решение задачи, предполагают отсутствие нелинейных процессов, связанных с импульсной короной, однородность земли и проводов МВЛ, параллельность проводов горизонтальной поверхности земли и между собой, пренебрежение «эффектом близости» и «концевым эффектом».

В настоящей работе предполагается, что многопроводная МВЛ состоит из m цепей, каждая из которых содержит по три фазных провода a_j , b_j и c_j . K грозозащитных тросов t_i изолированы от опор на всем протяжении линии. Схема МВЛ и обозначения ее геометрических размеров представлены на рисунке.

Таким образом, для определения электромагнитного поля в воздухе, земле и проводах необходимо решить уравнения Максвелла и удовлетворить граничным условиям на поверхностях раздела сред. Приняв зависимость электромагнитного поля от времени t и от расстояния вдоль оси координат x , параллельной проводам, в виде $e^{j(\omega t - \gamma x)}$, где γ – постоянная распространения, запишем уравнения Максвелла для каждой среды в виде

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \dot{H} = j\omega \left(\varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right) \dot{E}; \\ \operatorname{rot} \dot{E} = -j\omega \mu \dot{H}. \end{cases} \quad (1)$$

где \dot{E} и \dot{H} – напряженности электрического и магнитного полей;

ε , μ и σ – соответственно абсолютная диэлектрическая проницаемость, абсолютная магнитная проницаемость и проводимость среды.

Поскольку мы пренебрегаем «эффектом близости», для решения уравнений Максвелла можно воспользоваться принципом суперпозиции, приняв, что общее решение для полей в воздухе и земле представляет сумму частных решений для каждого провода МВЛ над землей, полученных в [5], а поле внутри провода описывается решением Зоммерфельда для одиночного провода.

Обозначим $\dot{E}_k^{(i)}$ и $\dot{H}_k^{(i)}$ – напряженности электрического и магнитного полей в среде i , созданные током k -го провода, причем в отношении сред обозначим индексом 0 – воздух, индексом g – землю, а индексами $a_1, b_1, c_1 \dots a_m, b_m$ и c_m – провода. В

собственных полярных координатах (x, r, θ) каждого провода создаваемое внутри и вне его поле определяется по формулам:

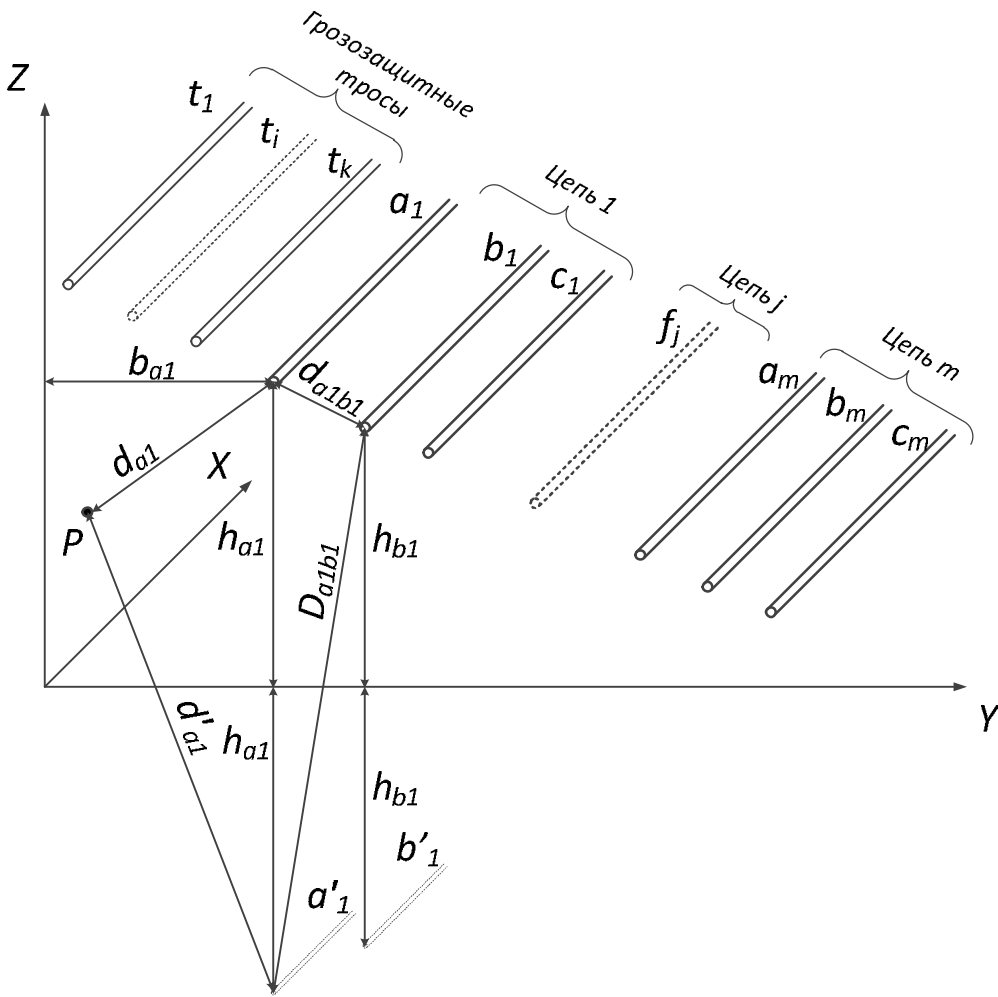


Схема многопроводной МВЛ

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{E}_x^{(k)} = A_k J_0(m_k d_k); \\ \dot{E}_r^{(k)} = -\frac{j\gamma}{m_k} A_k J'_0(m_k d_k); \\ \dot{H}_\theta^{(k)} = -\frac{j\omega \left(\varepsilon - j \frac{\sigma_k}{\omega} \right)}{m_k} A_k J'_0(m_k d_k); \\ \dot{E}_\theta^{(k)} = \dot{H}_x^{(k)} = \dot{H}_r^{(k)} = 0, \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \dot{E}_{xk}^{(0)} = C_k H_0(m_0 d_k); \\ \dot{E}_{rk}^{(0)} = -\frac{j\gamma}{m_0} C_k H'_0(m_0 d_k); \\ \dot{H}_{\theta k}^{(0)} = -\frac{j\omega \varepsilon_0}{m_0} C_k H'_0(m_0 d_k); \\ \dot{E}_{\theta k}^{(0)} = \dot{H}_{xk}^{(0)} = \dot{H}_{rk}^{(0)} = 0, \end{array} \right. \quad (2)$$

где $m_i = \sqrt{k_i^2 - \gamma^2}$, $k_i = \omega \sqrt{\mu_i \left(\varepsilon - j \frac{\sigma_i}{\omega} \right)}$;

d_k – расстояние, определяемое в соответствии с рисунком;

A_k и C_k – постоянные интегрирования;

J_0 и J'_0 – функция и производная функции Бесселя 1-го рода нулевого порядка;

H_0 и H'_0 – функция и производная функции Ханкеля 1-го рода нулевого порядка [4].

Суммарная продольная составляющая напряженности электрического поля в воздухе в произвольной точке P в соответствии с принципом суперпозиции имеет вид

$$\dot{E}_x^{(0)} = \sum_{k=1}^n C_k \left[H_0(m_0 d_k) - H_0(m_0 d'_k) + \frac{2jk_0^2}{\pi m_0^2} F_{kp} \right], \quad (3)$$

где $F_{kp} = 2 \int_0^{\infty} \frac{\eta_0 \eta_g - v^2}{k_g^2 \eta_0 + k_0^2 \eta_g} e^{-\eta_0(z_p + h_k)} \cos v(y_p - b_k) dv$,

b_k , h_k и d'_k – расстояния, определяемые в соответствии с рисунком;

z_p и y_p – координаты точки P , $\eta_0 = \sqrt{v^2 - m_0^2}$, $\eta_g = \sqrt{v^2 - m_g^2}$.

При выводе выражения (3) положено $\mu_g = \mu_0$.

Таким образом, выражение (3) определяет величину напряженности электрического поля в произвольной точке вдоль трассы МВЛ. Результаты данных вычислений могут быть использованы в процессе проектирования для поиска области, в которой величина напряженности электрического поля имеет значение более 1 кВ/м, что определяет границы санитарно-защитной зоны МВЛ в соответствии с действующим СанПиН.

Выводы

1. Получено аналитическое выражение для определения величин напряженности результирующего электрического поля вблизи проводов МВЛ при распространении по ним электромагнитных волн без учета влияния земли.

2. Найденное точное решение может быть использовано в проектировании МВЛ для определения границ санитарно-защитных зон вдоль трасс линий.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В. и др. Теоретические основы электротехники. Изд. 4, доп. Т. 3. – СПб.: Питер, 2003. – 364 с.
2. Гринберг Г.А., Бонштедт Б.Э. Основы точной теории волнового поля линии передачи // ЖТФ, том XXIV, вып. I. – 1954.
3. Костенко М.В., Перельман Л.С. К расчету волновых процессов в многопроводных линиях // Известия АН СССР. Сер. Энергетика и транспорт. – 1963. – № 6.
4. Перельман Л.С. Уточнение теории распространения волн вдоль длинной многопроводной линии в связи с некоторыми техническими вопросами // Изв. НИИПТ. – 1963. – №10. – С. 103-120.
5. Костенко М.В. Распространение электромагнитных волн вдоль многопроводной линии // Электричество. – 1960. – №2.

Статья поступила в редакцию 6 ноября 2012 г.

MATHEMATICAL MODEL OF ELECTROMAGNETIC FIELD OF THE MULTICIRCUIT OVERHEAD POWER LINE WIRE OPERATING AT STATIONARY MODE

A.S. Vedernikov, V.G. Goldstein, E.M. Shishkov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The paper deals with the problem of mathematical modeling and analysis of quasi-stationary processes in multicircuit overhead power transmission line in a field setting. The paper lists the analytical expressions for determining the components of strength vectors of the magnetic and electric fields at every point.

Keywords: *multicircuit overhead power transmission line, electromagnetic field, telegraph equations.*

*Alexander S. Vedernikov (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Valery G. Goldstein (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Evgeny M. Shishkov, Assistant.*

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ

*А.А. Воронин, П.А. Кулаков*Самарский государственный технический университет
443 100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: samgtu-elst@yandex.ru

В рамках интегральных динамических моделей электрической дуги получена модель с изменяющейся длиной и поперечным сечением дуги. Показано, что при конструировании контактно-дугогасительных систем коммутационных аппаратов целесообразно использовать модели дуги с изменяющимися геометрическими размерами. Проведено статистическое обоснование адекватности полученной модели дуги.

Ключевые слова: электрическая дуга, интегральные динамические модели электрической дуги.

Для описания сложных физических явлений, происходящих в цепях, содержащих коммутационные аппараты, необходимо иметь математическую модель электрической дуги. Существует ряд подходов к моделированию дуги. Первый подход предполагает описание физических процессов в столбе дуги, что приводит к необходимости решения основных уравнений для дуговой плазмы. Решение же системы нелинейных дифференциальных уравнений в частных производных, которые описывают состояние дуговой плазмы, в сочетании с уравнениями цепи, в которой горит электрическая дуга, представляет собой нелегкую, а порой и неразрешимую задачу.

При втором подходе для построения математической модели дуги используется интегральное уравнение энергетического баланса. Такие модели целесообразно использовать при расчетах взаимодействия дуги в коммутационном аппарате и электрической цепи, в которой установлен этот аппарат. Для их построения достаточно иметь полученные при испытаниях осциллограммы тока и напряжения на дуге. Модели этого типа называются интегральными динамическими моделями электрической дуги [1] и представляют собой класс нелинейных дифференциальных уравнений первого, второго и более высоких порядков:

$$D(\vec{x}) = F(\vec{x}, \vec{a}), \quad (1)$$

где $D(\vec{x})$ – нелинейный дифференциальный оператор первого, второго или более высокого порядка;

$F(\vec{x}, \vec{a})$ – нелинейная алгебраическая структура.

x – независимые переменные состояния (ток, напряжение, проводимость, длина и сечение дуги);

a – параметры модели дуги.

Разработаны динамические модели дуги с постоянными параметрами Майра и Касси [2, 3], переменными параметрами Шварца и Хохрайнера [4, 5], а также с изме-

Александр Анатольевич Воронин (к.т.н., доц.), доцент кафедры «Электрические станции».

Павел Алексеевич Кулаков (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Электрические станции».

няющимися геометрическими размерами Ридера – Урбанека [6].

Исходя из сделанного в работе [1] обзора существующих интегральных моделей электрической дуги следует, что динамические модели дуги как с постоянными, так и с переменными параметрами позволяют достаточно просто и точно описать качественную картину гашения дуги и учесть влияние цепи на процесс коммутации. Если же необходимо не только правильно передать качественную картину, но и дать количественные оценки процесса гашения дуги в конкретной цепи, то двухпараметрические динамические модели [2-5] становятся непригодными. В случае же, если моделирование производится для разработки новой конструкции контактно-дугогасительной системы, целесообразно использовать модели дуги с изменяющимися геометрическими размерами. Модель с изменяющимися геометрическими размерами [6] хорошо согласуется с экспериментом, но содержит большое количество атомных характеристик среды, учет которых на практике чрезвычайно затруднителен. Особую актуальность модель дуги, содержащая в качестве переменных кроме электрических и геометрические характеристики дуги, имеет при анализе процессов дугогашения в цепях с параллельными дугами. При этом для облегчения работы она должна содержать минимальное число параметров, желательно не более трех, которые достаточно просто можно было бы определить по результатам коммутационных испытаний. Поэтому необходимо получить новую модель дуги с изменяющимися геометрическими размерами и разработать методику ее идентификации.

Практически во всех конструкциях коммутационных аппаратов длина и площадь поперечного сечения дуги, ее пространственное положение меняются во времени. Для того чтобы построить интегральную динамическую модель дуги отключения с учетом изменения длины и сечения столба дуги, необходимо провести исследование связей между изменяющимися во времени величинами тока, напряжения дуги и ее геометрическими размерами. Будем полагать, что плазма столба дуги квазинейтральна и термически равновесна. Уравнение теплового баланса для единицы объема столба дуги запишем в следующем виде:

$$\frac{dQ}{dt} = U \cdot I - P, \quad (2)$$

где Q – теплосодержание дуги, Дж;

U – напряжение дуги, В;

I – ток дуги, А;

P – отводимая от ствола дуги мощность, Вт.

Уравнение (2) отличается от аналогичного уравнения теплового баланса, приводимого Майром [2], тем, что величина теплоотвода от ствола дуги P не считается постоянной величиной при гашении дуги. Кроме того, теплоотвод осуществляется не только посредством теплопроводности, но и при помощи других видов теплообмена.

Привлекая различные гипотезы о характере теплообмена дуги и распределении свойств по ее сечению, основываясь на уравнении (2), можно получить различные модели, описывающие динамическое состояние дуги.

Примем следующие допущения, которые облегчат проведение математических выкладок при получении модели, но в то же время не будут препятствовать использованию модели в практических расчетах [7]:

- 1) плазма однородна по сечению и длине столба дуги;
- 2) столб дуги имеет цилиндрическую форму с одинаковым сечением по всей длине;
- 3) теплоотвод от столба дуги осуществляется с боковой поверхности;

4) длина дуги и ее сечение могут изменяться во времени.

Выражения для полного теплосодержания дуги, ее проводимости, напряжения и величины теплоотвода с учетом принятых допущений будут иметь вид:

$$Q = Q_v \cdot l \cdot S, \quad (3)$$

$$g = \frac{g_v \cdot S}{l}, \quad (4)$$

$$U = E_o \cdot l, \quad (5)$$

$$P = P_o \cdot l \sqrt{4\pi \cdot S}, \quad (6)$$

где Q_v – теплосодержание в единице объема дуги, Дж/м³; g_v – удельная проводимость дуги, См/м; E_o – напряженность электрического поля дуги, В/м; P_o – отводимая от единицы поверхности дуги мощность, Вт/м²; g – проводимость дуги, См; S – площадь поперечного сечения дуги, м²; l – длина дуги, м; $l\sqrt{4\pi \cdot S}$ – площадь боковой поверхности дуги, с которой производится теплоотвод, м².

Для построения динамических интегральных моделей дуги необходимо иметь связь между удельной проводимостью и удельным теплосодержанием. Так, в модели Майра [2] эта связь описывается уравнением

$$g_v = \sigma_o \cdot e^{\frac{Q_v}{Q_o}}, \quad (7)$$

где σ_o и Q_o – параметры.

Уравнение (7) справедливо для идеального газа, который использовался Майром для облегчения математических выкладок. Позднее в работе [8] было дано экспериментальное подтверждение связи (7).

Подставим в уравнение (7) выражение для удельной проводимости g_v и теплосодержания в единице объема дуги Q_v , взятые из уравнений (4) и (3):

$$\frac{g \cdot l}{S} = \sigma_o \cdot e^{\frac{Q}{S \cdot l \cdot Q_o}}. \quad (8)$$

Логарифмируя выражение (8), найдем полное теплосодержание дуги:

$$Q = Q_o \cdot S \cdot l \cdot \ln \frac{g \cdot l}{\sigma_o \cdot S}. \quad (9)$$

Продифференцируем уравнение (9), считая изменяющимися во времени длину l , сечение S и проводимость дуги g :

$$\frac{dQ}{dt} = Q_o \cdot S \cdot l \cdot \left[\frac{1}{g} \frac{dg}{dt} + \left(1 + \ln \frac{g \cdot l}{\sigma_o S} \right) \frac{1}{l} \frac{dl}{dt} - \left(1 - \ln \frac{g \cdot l}{\sigma_o S} \right) \frac{1}{S} \frac{dS}{dt} \right]. \quad (10)$$

Подставив в уравнение (2) выражение (10) и произведя некоторые преобразования, получим динамическую модель электрической дуги с изменяющимися геометрическими размерами:

$$\frac{1}{g} \frac{dg}{dt} = \frac{P_o \sqrt{4\pi}}{Q_o \sqrt{S}} \left(\frac{UI}{P_o l \sqrt{4\pi S}} - 1 \right) - \frac{1}{l} \frac{dl}{dt} \left(1 + \ln \frac{gl}{\sigma_o S} \right) + \frac{1}{S} \frac{dS}{dt} \left(1 - \ln \frac{gl}{\sigma_o S} \right). \quad (11)$$

Модель, описываемая уравнением (11), содержит три неизвестных параметра. Это величина теплоотвода от единицы поверхности дуги P_o , Вт/м²; количество тепла, при выносе которого из единицы объема столба (или подводе к столбу) удельная проводимость дуги изменяется в $e = 2,7$ раза – Q_o , Дж/м³; коэффициент σ_o из урав-

нения (7), имеющий размерность удельной проводимости, См/м. Все три параметра P_o , Q_o , σ_o , входящие в модель (11), определяются по результатам эксперимента.

При неизменной длине и площади поперечного сечения дуги ($\frac{dl}{dt} = 0$, $\frac{dS}{dt} = 0$) модель (11) включает в себя как частные случаи такие известные динамические модели дуги, как модели Майра ($P_o l \sqrt{4\pi S} = P_o$, $\frac{Q_o}{P_o} \sqrt{\frac{S}{4\pi}} = \theta$) и Касси ($P_o l \sqrt{4\pi S} = u_o^2 g$, $\frac{Q_o}{P_o} \sqrt{\frac{S}{4\pi}} = \theta$). Модель Ридера – Урбанека также приводится к модели (11).

Для ряда характерных способов стабилизации дугового разряда в пространстве можно приблизительно считать неизменным либо сечение дуги, либо ее длину. При этом модель (11) несколько упрощается. Так, модель дуги с изменяющейся длиной при $S = const$ имеет вид

$$\frac{1}{g} \frac{dg}{dt} = \frac{P_o}{Q_o} \frac{\sqrt{4\pi}}{\sqrt{S}} \left(\frac{UI}{P_o l \sqrt{4\pi S}} - 1 \right) - \frac{1}{l} \frac{dl}{dt} \left(1 + \ln \frac{gl}{\sigma_o S} \right). \quad (12)$$

Кроме описания дуги в коммутационных аппаратах, модель (12) может быть использована в качестве модели дуги в плазматронах, в которых наблюдается колебание длины дуги при неизменном сечении столба.

Если длина дуги при ее гашении не меняется во времени, как это имеет место в большинстве конструкций предохранителей и газовых выключателей ($l = const$), то модель (11) можно использовать в следующем виде:

$$\frac{1}{g} \frac{dg}{dt} = \frac{P_o}{Q_o} \frac{\sqrt{4\pi}}{\sqrt{S}} \left(\frac{UI}{P_o l \sqrt{4\pi \cdot S}} - 1 \right) + \frac{1}{S} \frac{dS}{dt} \left(1 - \ln \frac{gl}{\sigma_o S} \right). \quad (13)$$

При неизменных длине и площади поперечного сечения дуги ($\frac{dl}{dt} = 0$ и $\frac{dS}{dt} = 0$) уравнение дуги (11) принимает вид

$$\Theta_s \frac{dg}{dt} = g \cdot \left(\frac{I^2}{g \cdot N} - 1 \right), \quad (14)$$

где $\Theta_s = \frac{Q_o}{P_o} \sqrt{\frac{S}{4\pi}}$ – постоянная времени дуги, с; $N = P_o \cdot l \cdot \sqrt{4\pi S}$ – величина теплоотвода от ствола дуги, Вт.

Таким образом, полученные модели (11) – (13) наряду с электрическими переменными – током, напряжением, проводимостью дуги – включают в себя также геометрические характеристики дуги. Их можно использовать при проектировании контактно-дугогасительной системы коммутационного аппарата, а модель (14) – при анализе устойчивости горения дуги в электрических цепях.

Для того чтобы произвести проверку адекватности модели с изменяющимися геометрическими размерами, были проделаны эксперименты с растягивающейся дугой. Исследования проводились на макетном образце частотного коммутатора со скользящим жидкометаллическим контактом, принципиальная конструкция которого показана на рис. 1. Частотный коммутатор имеет подвижный твердометаллический контакт 1, выполненный в виде мостика, и два неподвижных контакта 2, 3. Не-

подвижные контакты смазаны жидким металлом 4. Подвижные твердометаллические контакты, сидящие на одном валу 5 и соединенные проводящей втулкой 6, приводятся во вращение с помощью приводного устройства (на рис. 1 не показано). В качестве жидкого металла использовался эвтектический сплав Ga–In–Sn. Приводом служил электродвигатель постоянного тока с независимым возбуждением с редукционным устройством. Привод позволял регулировать число оборотов от 60 до 1800 об/мин. Испытания проводились в лаборатории кафедры «Теоретические основы электротехники» Самарского государственного технического университета на стенде №1 с параметрами: $U_{xx} = 65$ В, $I_{кз} = 10 \div 190$ А. Процесс коммутации наблюдался на экране электронного осциллографа и фиксировался на фотопленку.

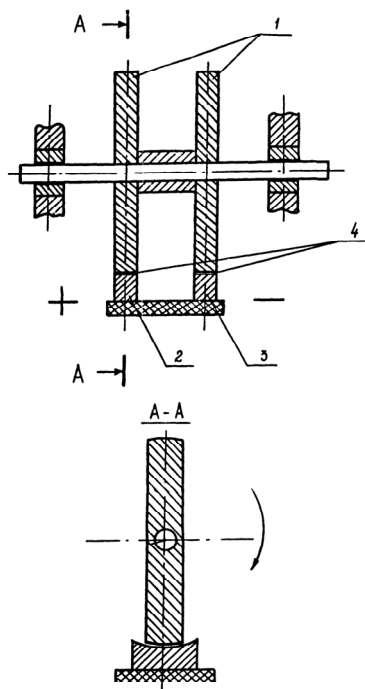


Рис. 1. Частотный коммутатор со скользящим жидкометаллическим контактом:
1 – подвижный контакт;
2, 3 – неподвижные контакты;
4 – жидкометаллический контакт;
5 – вал; 6 – токопроводящая втулка

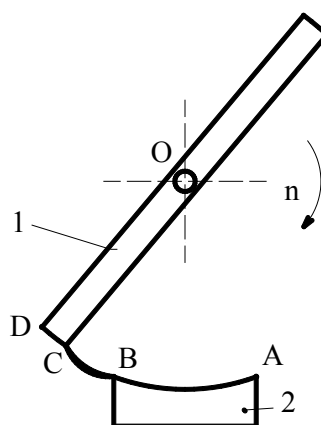


Рис. 2. Кинематическая схема коммутации:
1 – подвижный контакт;
2 – неподвижный контакт

Рассмотрим кинематику осуществления коммутации в частотном коммутаторе. На рис. 2 подвижный контакт вращается вокруг оси О. Когда точка D подвижного контакта и точка А неподвижного контакта совмещаются, происходит замыкание цепи. Цепь находится в замкнутом состоянии все время, пока точка D движется по дуге из точки А в точку В, затем точка С совместится с точкой В. Размыкание контактов происходит, когда точка С на подвижном контакте проходит точку В на неподвижном контакте.

При размыкании подвижных и неподвижных контактов между ними загоралась дуга. При растяжении на дугу действуют две силы: тангенциальная и нормальная. Под воздействием тангенциальной силы происходит растягивание дуги. Точка при-

вязки на подвижном контакте (точка С) движется по окружности, которую описывает подвижный контакт. Поэтому форма электрической дуги приблизительно будет иметь форму дуги этой окружности. Длина дуги изменяется в пределах от $l_{нач}$ до $l_{кон}$. Время гашения дуги определялось по осциллограммам тока и напряжения, а длина дуги рассчитывалась по формуле

$$l_{дуги} = v \cdot t_{гаш}, \quad (15)$$

где v – скорость растяжения дуги, которая в данном случае приблизительно равна скорости расхождения контактов.

Скорость расхождения контактов, в свою очередь, равна линейной скорости движения точки С по окружности:

$$v = l_{окр} \cdot f = \pi \cdot D \cdot f, \quad (16)$$

где D – диаметр окружности (равен длине подвижного контакта);
 f – частота вращения подвижного контакта ($f = n / 60$, n – число оборотов в мин).

Проверка адекватности модели дуги с изменяющейся длиной (14) производилась по трем осциллограммам с током отключения 190 А. Значения тока и напряжения с каждой осциллограммы табулировались с интервалом времени 0,0005 с. На рис. 3 приведены средние значения тока и напряжения, рассчитанные по формулам (17), и длина дуги, рассчитанная для $D = 0,482$ м, $n = 700$ об/мин, $f = 11,6$ Гц, $v = 17,6$ м/с.

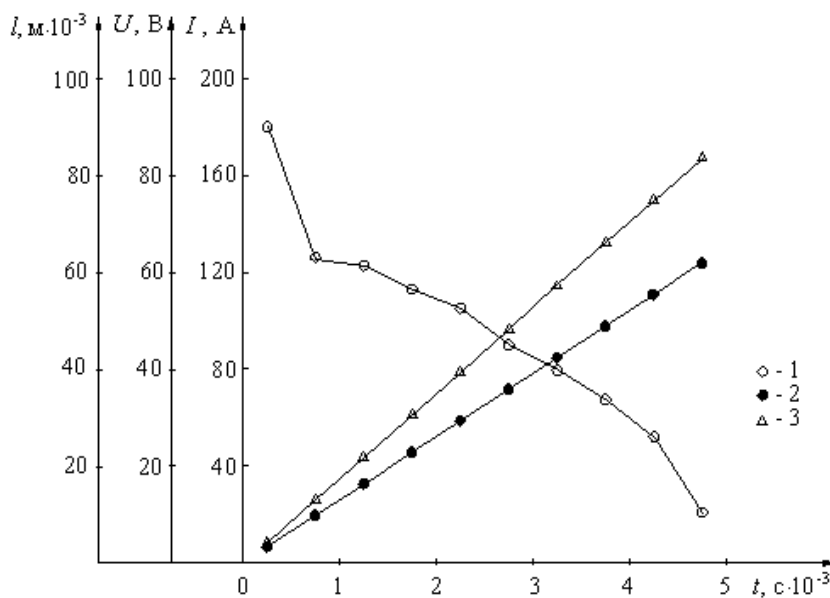


Рис. 3. Зависимости тока и напряжения (средние значения) длины дуги от времени:
 1 – ток; 2 – напряжение; 3 – длина дуги

Среднее значение тока и напряжения определялось по формулам

$$\bar{I} = \frac{I_{1i} + I_{2i} + I_{3i}}{r}; \quad \bar{U} = \frac{U_{1i} + U_{2i} + U_{3i}}{r}, \quad (17)$$

где r – число осциллограмм; индекс 1, 2, 3 обозначает номер осциллограммы, а индекс i – значение переменной для различных моментов времени.

Дисперсии параллельных опытов определялись по формулам

$$s_{Ii}^2 = \frac{(I_{1i} - \bar{I}_i)^2 + (I_{2i} - \bar{I}_i)^2 + (I_{3i} - \bar{I}_i)^2}{r - 1};$$

$$s_{Ui}^2 = \frac{(U_{1i} - \bar{U}_i)^2 + (U_{2i} - \bar{U}_i)^2 + (U_{3i} - \bar{U}_i)^2}{r - 1}.$$

Затем определялась однородность дисперсий параллельных опытов по критерию Кохрена:

$$G_{Ip} = \frac{s_{Ii\max}^2}{\sum_{i=1}^n s_{Ii}^2} = \frac{169}{691.68} = 0.244; \quad G_{Up} = \frac{s_{Ui\max}^2}{\sum_{i=1}^n s_{Ui}^2} = \frac{48.67}{233.57} = 0.208.$$

Расчетное значение критерия сравнивалось с табличным для степеней свободы: числителя $f_1 = 3 - 1 = 2$, знаменателя $f_2 = n = 10$ при выбранном уровне значимости $\alpha = 0,05$ [9]:

$$G_{I\text{табл}} = 0,44 > G_{Ip} = 0,244, \quad G_{U\text{табл}} = 0,44 > G_{Up} = 0,208,$$

то есть гипотеза об однородности дисперсий параллельных опытов верна. Отсюда дисперсия воспроизводимости равна

$$s^2(I) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_{Ii}^2 = \frac{691.68}{10} = 69.168, \quad s^2(U) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_{Ui}^2 = \frac{233.57}{10} = 23.357,$$

а ошибка эксперимента

$$s(I) = \sqrt{s^2(I)} = \sqrt{69.168} = 8.32, \quad s(U) = \sqrt{s^2(U)} = \sqrt{23.357} = 4.83.$$

Определим дисперсию адекватности для равного числа параллельных опытов:

$$s_{адI}^2 = \frac{r}{n - \lambda} \sum_{i=1}^n (\bar{I}_i - \hat{I}_i)^2 = \frac{3}{10 - 3} \cdot 343.95 = 147.4,$$

$$s_{адU}^2 = \frac{r}{n - \lambda} \sum_{i=1}^n (\bar{U}_i - \hat{U}_i)^2 = \frac{3}{10 - 3} \cdot 127.47 = 54.6,$$

где λ – число значимых коэффициентов в модели; r – число параллельных опытов (число осциллограмм); n – число наблюдений в выборке.

Адекватность модели оценим с помощью F -критерия Фишера [9]:

$$F_{\text{расч I}} = \frac{s_{адI}^2}{s^2(I)} = \frac{147.4}{69.168} = 2.13,$$

$$F_{\text{расч U}} = \frac{s_{адU}^2}{s^2(U)} = \frac{54.6}{23.357} = 2.34.$$

Табличное значение критерия Фишера для степеней свободы

$$f_{ад} = n - \lambda = 10 - 3 = 7 \quad \text{и} \quad f_E = n \cdot (r - 1) = 10 \cdot (3 - 1) = 20$$

и принятого уровня значимости $\alpha = 0,05$ будет $F_{\text{табл}} = 2,52$. Так как соотношения

$$F_{\text{расч I}} = 2.13 < F_{\text{табл}} = 2,52, \quad F_{\text{расч U}} = 2,34 < F_{\text{табл}} = 2,52$$

выполняются, то можно сделать вывод, что модель дуги с изменяющейся длиной (14) адекватно отражает процесс отключения в частотном коммутаторе со скользящим жидкометаллическим контактом.

Выводы

1. Получена математическая модель электрической дуги отключения с изменяющимися геометрическими размерами, пригодная для использования при конструировании контактно-дугогасительных систем силовых коммутационных аппаратов. Произведено статистическое обоснование адекватности математической модели дуги.

2. Показано, что для ряда способов стабилизации дугового разряда в пространстве, характерных для различных видов коммутационных аппаратов, можно использовать упрощенные модели электрической дуги отключения: либо с изменяющейся длиной (12), либо с изменяющимся поперечным сечением (13).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Новиков О.Я., Путько В.Ф., Танаев В.В., Воронин А.А. и др. Математические методы исследования динамики и проблемы управления низкотемпературной плазмой // Низкотемпературная плазма. Т. 2. – Новосибирск: Наука, Сиб. отд-е, 1991. – 257 с.
2. Mayr O. Beiträge zur Theorie des statischen und des dynamischen Lichtbogens // Arch. Elektrotechn. – 1943. – Bd. 7, № 12. – S. 588-608.
3. Cassie A.M. A new theory are rupture and circuit severity // CIGRE. – 1939. – Report 102. – P.1-14.
4. Schwarz J. Berechnung von Schaltvorgängen mit einer zweifach modifizierten Mayr – Gleichung // ETZ – A. – 1972. – Bd. 93, H. 7. – S. 386-389.
5. Hochrainer A. Eine regelungstechnische Betrachtung des elektrischen Lichtbogens («Kybernetische» Theorie des Lichtbogens) // ETZ–A. – 1971. – Bd. 92. – S. 367-371.
6. Reider W., Urbaner J. New aspects of current zero research on circuit – breaker reignition. A theory of thermal non – equilibrium are conditions // CIGRE. – 1966. – Report 107. – P. 1-14.
7. Воронин А.А., Кулаков П.А., Новиков О.Я. Идентификация и устойчивость электрической дуги // III Всесоюзная научно-техническая конференция «Проблемы нелинейной электротехники». Тез. докл. – Киев, 1988. – Ч. 3. – С. 86-88.
8. Jones G.R., Edels H. Electrical conductance decay of arc column in some common gases // Z. Phys. – 1969. – № 222. – P. 14-32.
9. Большев Л.Н., Смирнов Н.В. Таблицы математической статистики. – М.: Наука, 1965. – 474 с.

Статья поступила в редакцию 5 сентября 2012 г.

MATHEMATICAL MODEL OF THE ELECTRIC ARC

A.A. Voronin, P.A. Kulakov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The paper describes the model with the changing length and cross-section developed within integrated dynamic models of an electric arc. The research shows that it is rational to use arc models with changing geometrical sizes when designing contact-switch systems of switching devices. The paper provides the statistical justification of adequacy of the arc model developed.

Keywords: *an electric arc, integrated dynamic models of an electric arc.*

*Alexander A. Voronin (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Pavel A. Kulakov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.*

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ ПЛАСТМАССЫ МЕТОДОМ ЛИТЬЯ*

Л.С. Зимин¹, А.Г. Сорокин²

¹ Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

² Тольяттинский филиал Самарского государственного экономического университета
445601, г. Тольятти, Центральный район, ул. Тополиная, 18

Исследованы электромагнитные и тепловые поля в индукционной системе для производства пластмассы. Приведены результаты расчета на численной модели. Математическая модель индукционного нагревателя ориентирована на решение задач проектирования индукционных систем для производства пластмассы методом литья.

Ключевые слова: полимер, теплообмен, индуктор, шнек, алгоритм, численные методы.

Высокие конкурентные требования к качеству готовой продукции делают актуальной проблему создания надежных, высокоэффективных энергосберегающих установок для производства пластмассы методом литья.

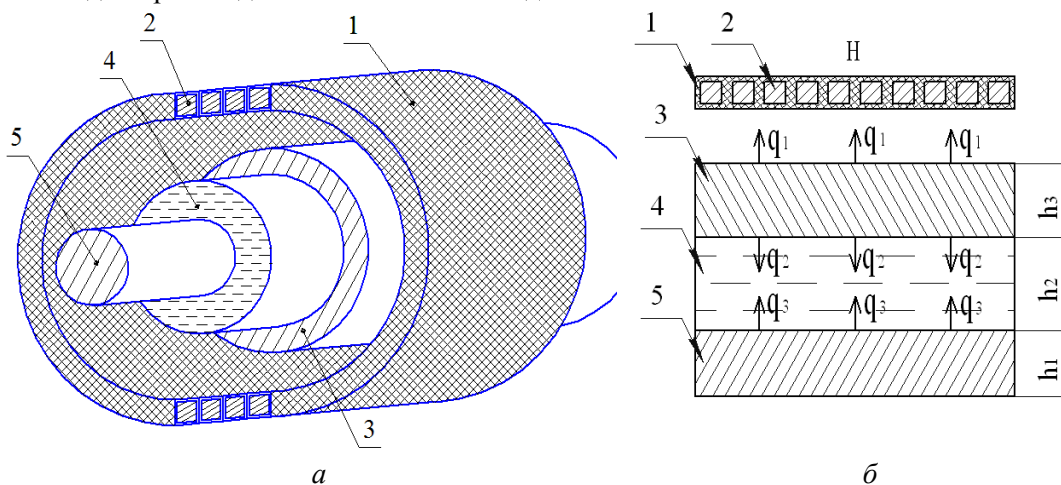


Рис. 1. Теплообменный аппарат:

a – общий вид; *б* – электротепловая модель; 1 – изоляция витков индуктора; 2 – индуктор; 3 – стенка цилиндра пластикации; 4 – слой полимерного материала; 5 – шнек

Рассматриваемый объект представляет собой теплообменный аппарат, состоящий из полого цилиндра пластикации и расположенного внутри него шнека (рис. 1, *a*). Нагрев полимерного материала происходит за счет теплообмена со стенками и шнеком теплообменного аппарата, в которых индуцируются вихревые токи

* Работа поддержана грантом РФФИ № 12-08-00071-а.

Зимин Лев Сергеевич (д.т.н., проф.), заведующий кафедрой «Электроснабжение промышленных предприятий».

Сорокин Алексей Григорьевич (к.т.н., доц.), доцент тольяттинского филиала.

охватывающим их индуктором. Схематичное изображение процесса для разработки электротепловой модели представлено на рис. 1, б. Здесь q_1 – тепловой поток от стенки цилиндра плакировки в окружающую среду; q_2 – тепловой поток от стенки цилиндра плакировки в полимерный материал; q_3 – тепловой поток от шнека в полимерный материал; h_1 – радиус шнека; h_2 – толщина слоя полимерного материала; h_3 – толщина стенки цилиндра плакировки.

Разработаны математические модели электромагнитных и тепловых процессов в сопряженных физически неоднородных средах, что позволяет обеспечить качественное описание функционирования всего технологического процесса.

В общем случае процесс индукционного нагрева описывается нелинейными уравнениями Максвелла для электромагнитного поля с соответствующими краевыми условиями [1, 2].

Для решения задачи тепломассопереноса в указанной постановке разработаны вычислительный алгоритм и программа, которая содержит два расчетных блока – электромагнитный и тепловой (рис. 2).

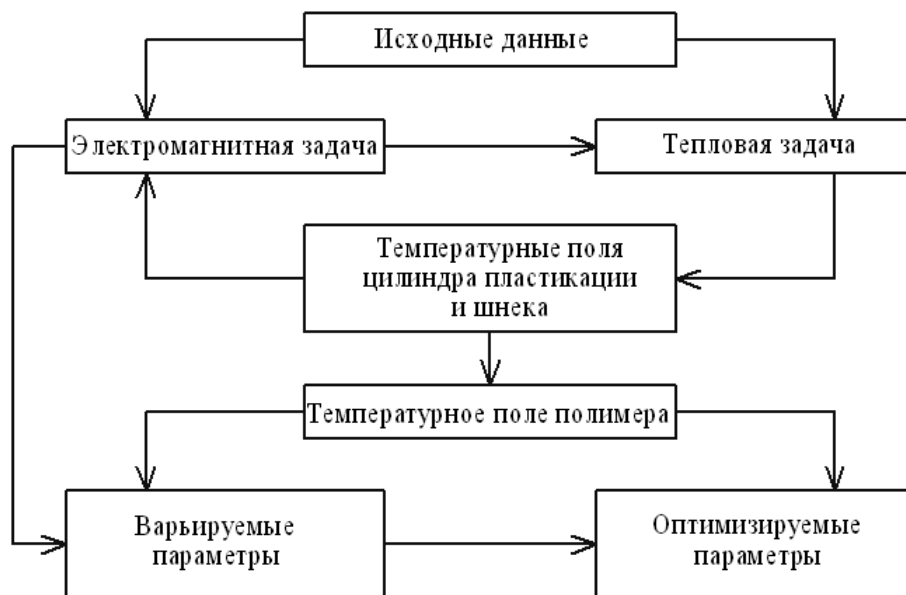


Рис. 2. Алгоритм расчета электротеплового поля

Исходными данными для расчета являются:

- конструктивные параметры нагревателя – длина нагревателя, геометрические размеры цилиндра и шнека, материал цилиндра, электро- и теплофизические характеристики цилиндра, толщина тепловой изоляции;

- параметры нагреваемого полимерного материала – теплофизические характеристики, зависимость коэффициента теплопроводности, теплоемкости, вязкости от температуры;

- энергетические параметры – напряжение питания, частота тока.

В результате расчета электромагнитной задачи определяются токи, напряженность и магнитная индукция магнитного поля. Далее рассчитываются функции распределения источников тепла. В тепловом блоке определяются температуры стенок цилиндра и шнека, распределение температуры по сечению и по длине потока. По результатам тепловых расчетов уточняются теплофизические параметры. Вновь производится электрический, а затем тепловой расчет. Итерационный цикл про-

дится до тех пор, пока не достигается заданная точность расчета. Алгоритм решения комплексной задачи, включающей расчет электромагнитных источников тепла и температурных полей с учетом всех нелинейных зависимостей, приведен на рис. 2. Предлагаемый совместный алгоритм решения электромагнитной и тепловой задачи используется для решения задач оптимизации конструкции и режимов работ индукционных нагревателей.

Расчет электротепловой модели (рис. 3) осуществляется методом конечных элементов, который реализован с помощью пакета ELCUT и FEMLAB, учитывающего специфику поставленной задачи, и предварительно группирует в области отдельные сегменты, форма которых глобально отображает конфигурацию исследуемой системы.

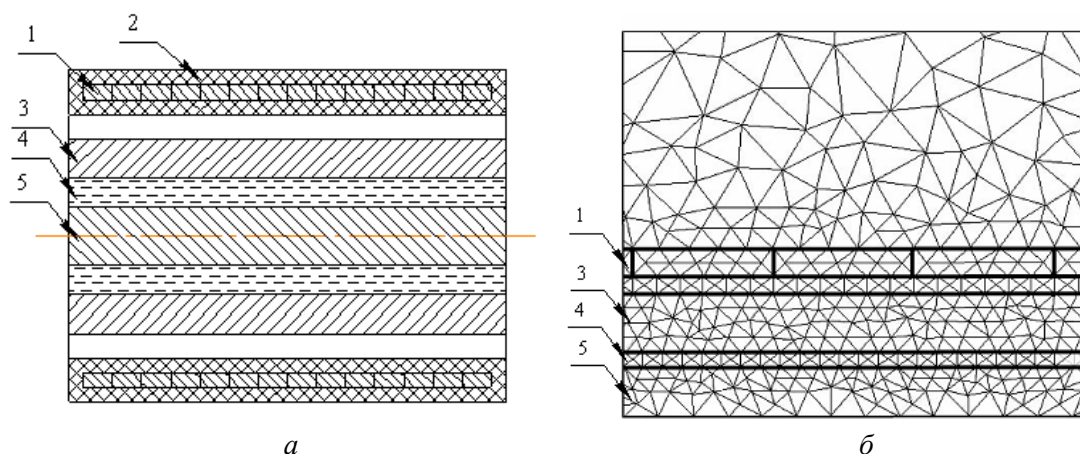


Рис. 3. Расчетная схема установки индукционного нагрева:
a – эскиз установки; *б* – сетка конечных элементов для расчета электромагнитных полей

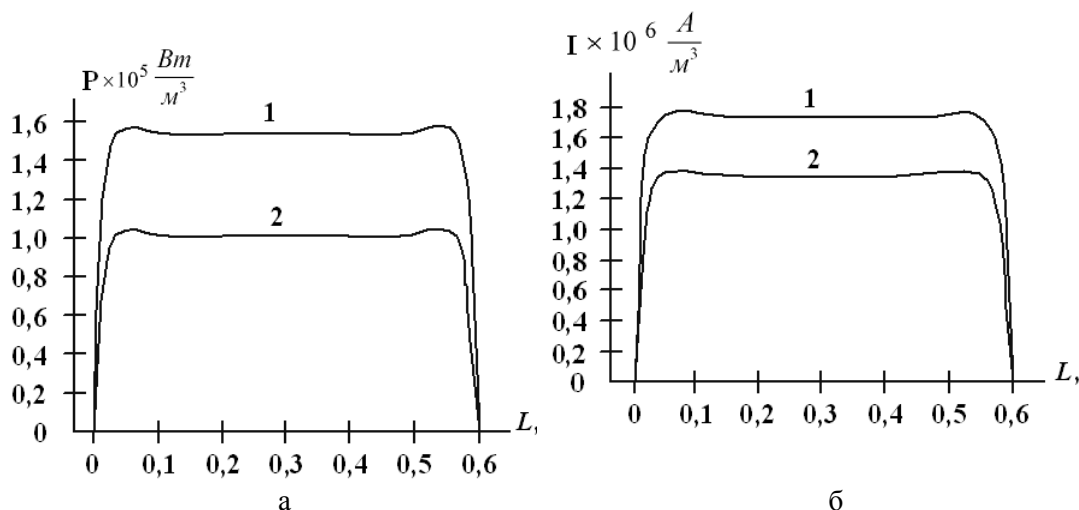


Рис. 4. Расчетные результаты:
a – удельная объемная мощность в цилиндре (кривая 1) и шнеке (кривая 2);
б – плотность тока по длине цилиндра (кривая 1) и шнека (кривая 2)

С помощью программы, построенной на основе метода конечных элементов, составляется геометрическая модель системы, содержащая все объекты, имеющие тепловой контакт. Следующим шагом является задание условий теплообмена,

величины плотности внутренних источников тепла и времени нагрева.

В ходе моделирования получены решения электромагнитной задачи, которые представлены на рис. 4, 5 и в таблице. На рис. 5 видно, что нагрев полимерного материала осуществляется от цилиндра пластфикации и шнека. Как следует из представленных графиков, удельная объемная мощность по сечению максимальна на поверхности цилиндра и шнека и уменьшается по мере проникновения вглубь.

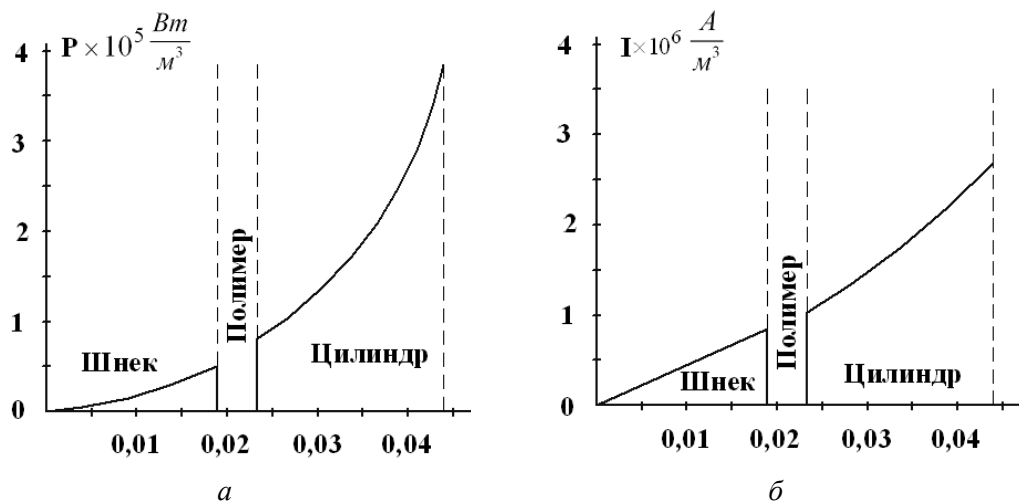


Рис. 5. Распределение мощности нагрева:
 а – распределение удельной объемной мощности по радиусу объекта нагрева;
 б – распределение плотности тока по радиусу объекта нагрева

Температурное распределение в полимерном материале

Перепад рабочей температуры по сечению объекта нагрева, °С:	Объект нагрева		
	Шнек	Полимерный материал	Цилиндр пластфикации
– при разогреве системы	180 – 182	182 – 199	199 – 200
– при выходе на режим	197 – 197,5	197,5 – 199,2	199,2 – 200

В результате расчета получено температурное распределение в полимерном материале по его сечению при индукционном нагреве (см. таблицу). Анализ приведенных результатов показывает, что перепад температуры при индукционном нагреве по сечению полимерного материала составляет 3 °С, что является допустимым по технологии изготовления изделий из пластмассы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Вайнберг А.М.* Индукционные плавильные печи. – М.: Энергия, 1967. – 415 с.
2. *Немков В.С., Демидович В.Б.* Теория и расчет устройств индукционного нагрева. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с.

Статья поступила в редакцию 7 сентября 2012 г.

IDENTIFICATION OF THE MATHEMATICAL MODEL OF THE INDUCTION HEATING SYSTEM IN PLASTICS MOULDING

L.S. Zimin¹, A.G. Sorokin²

¹ Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

² Togliatti Branch of Samara State University of Economics
18, Topolinaya st., Togliatti, 445601

The paper performs the research of electromagnetic and thermal fields in the induction system for the plastics production. The paper also lists the results of calculations based on the numerical model. Mathematical model of the induction heater is developed in order to solve the problem of designing the induction systems for injection molding machine

Keywords: carbon, heat, inductor, screw, algorithm, numerical methods.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ РЕЗЕРВНОЙ ФАЗЫ НА ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЯХ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ 110-330 КВ

Д.С. Левин, Г.Г. Угаров

Саратовский государственный технический университет
410000, г. Саратов, ул. Техническая, 12
E-mail: pesok1104@mail.ru

Использование резервной фазы повысит надежность электроснабжения, позволит предотвратить аварийные отключения, вызванные однофазными повреждениями, и плановые отключения, вызванные плавкой гололедно-изморозевых отложений и частично ремонтом воздушных линий. Произведена экономическая оценка использования резервной фазы.

Ключевые слова: *резервная фаза, грозозащитный трос, четвертый провод, воздушная линия электропередачи.*

Надежное электроснабжение потребителя есть основная составляющая энергетической и экономической безопасности. Перерыв электроснабжения потребителей может приводить к широкомасштабным последствиям со значительными финансовыми потерями как со стороны потребителя, так и генерирующих объектов.

На долю ВЛ приходится 35-50 % от всех отказов оборудования энергетических систем. Обычно достижение необходимого уровня надежности осуществляется за счет резервирования элементов – выполнения так называемого критерия n-1 [1] для ВЛ, заключающегося в том, что вводится дополнительная резервная фаза (ФР) и при отключении одной из рабочих фаз линия сохраняет нормальный режим работы.

Актуальность вопроса введения резервной фазы на ВЛ определяется следующими факторами:

- необходимостью устойчивого функционирования и развития объектов энергетики как важнейших элементов инфраструктуры экономики страны;
- наличием ущербов, достигающих значительных величин, в различных областях инфраструктуры.

Использование ФР позволит предотвратить аварийные отключения, вызванные однофазными повреждениями, и плановые отключения, вызванные плавкой гололедно-изморозевых отложений и частично ремонтом ВЛ. Если же отключение линии не приводит к ограничению электроснабжения, данный факт все равно может иметь ряд негативных последствий, в частности таких как увеличение перепадов мощности, ослабление системных связей, снижение маневренности и устойчивости системы.

В качестве ФР изначально предполагалось рассмотрение традиционного грозозащитного троса, представляющего собой стальной канат, с обеспечением необходимого уровня его изоляции. В грозовой сезон грозотрос используется по своему основному функциональному назначению – для защиты ВЛ от поражений молнией, а при однофазных отключениях – как резервная фаза для передачи электроэнергии.

В качестве грозозащитных тросов на линиях 110 кВ применяются стальные канаты сечением 50 мм², провода – сталеалюминиевые АС с основными сечениями 70,

*Дмитрий Сергеевич Левин, аспирант.
Геннадий Григорьевич Угаров (д.т.н., проф.).*

120, 150, 185 мм². У стали значительно более высокое электрическое сопротивление $\rho_{ст} = 130 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{км}$ по сравнению с алюминием $\rho_{ал} = 28,8 \text{ Ом}\cdot\text{мм}^2/\text{км}$, к тому же зависящее от величины тока, протекающего по проводу, поэтому передача больших мощностей на значительные расстояния затруднена из-за больших потерь электроэнергии, посадки напряжения и несимметрии по обратной последовательности.

Анализ влияния грозотроса как фазного провода на параметры режима работы ВЛ проведен в [2] при использовании программного пакета для компьютерного моделирования Matlab. При натуральной мощности ВЛ 110 кВ в 42 МВт и предельном значении длины 80 км несимметрия по обратной последовательности составит порядка 12 %, потери мощности – 17 %, потери напряжения – 16 %. Поэтому было принято решение отказаться от традиционного грозотроса, выполненного как стальной канат, и заменить его на провод с параметрами рабочей фазы.

Как было сказано выше, нарушение электроснабжения может нести значительный финансовый ущерб. Ущерб от перерывов электроснабжения следует разделять на вызванный аварийными отключениями, обусловленными повреждениями элементов воздушных линий электропередачи (ВЛ) вследствие случайных внешних или внутренних воздействий, и плановыми, вследствие ремонта, плавки гололеда. Первоначально для оценки ущерба была использована формула [3]

$$Y_i = Y_{vi} + Y_{pi} = P_{отк, i} \cdot (\alpha_i \cdot K_{vi} + \beta_i \cdot K_{pi}), \quad (1)$$

где Y_{vi} – ущерб потребителей от простоя в результате аварии, тыс. руб.; Y_{pi} – ущерб от простоя при плановых отключениях, тыс. руб.; $P_{отк, i}$ – отключаемая часть нагрузки потребителя, МВт; α_i – удельный ущерб от аварийных отключений, тыс.руб./МВт·ч; β_i – удельный ущерб от плановых отключений, тыс.руб./МВт·ч; $K_{vi} = \omega \cdot T_v$ – коэффициент вынужденного простоя, о.е.; $K_{pi} = \mu \cdot T_{п.р}$ – коэффициент планового простоя, о.е.; ω – параметр потока аварийных отказов ВЛ (средняя частота отказов), 1/год; μ – параметр (частота) плановых отключений ВЛ, 1/год; T_v – среднее время восстановления электроснабжения, ч; $T_{п.р}$ – средняя длительность планового ремонта (простоя), ч.

Ущерб от простоя при плановых отключениях Y_{pi} в нашем случае разделяется на ущерб от простоя при плановом ремонте $Y_{п.р}$ и ущерб от простоя при плавке гололедно-изморозевых отложений $Y_{п.л}$, т. к. при плавке, как правило, линию приходится отключать. Поэтому удельный ущерб от плановых отключений β_i разделяется на удельный ущерб при ремонте $\beta_{п.р}$ и удельный ущерб при плавке гололедно-изморозевых отложений $\beta_{п.л}$, определяемый как отключение с заблаговременным предупреждением потребителей. Тогда формула (1) примет вид

$$Y_i = Y_{vi} + Y_{п.рi} + Y_{п.ли} = P_{отк, i} \cdot [(\alpha_i \cdot \omega_L \cdot T_v \cdot K_{1ф.к.з.} \cdot K_{у.о.} + \beta_{п.р.} \cdot \mu_L \cdot T_{п.р.}) \cdot K_{ф.} + \beta_{п.л.} \cdot N_{п.л.} \cdot T_{п.л.}], \quad (2)$$

где $K_{1ф.к.з.} = 0,8$ – доля однофазных к.з. от остальных видов отключений ВЛ, о.е.; $K_{у.о.} = 0,25$ – доля устойчивых однофазных к.з., отн. ед.; $K_{ф.} = 0,63$ – доля фазных повреждений (проводов, изоляторов, арматуры); $T_{п.л.}$ – среднее время плавки гололедно-изморозевых отложений, ч; $N_{п.л.}$ – количество плавков в зимний период, приходящихся на ВЛ, 1/год.

Так как значения частоты аварийных отключений ω и частоты плановых ремонтов μ даются на 100 км длины ЛЭП, то для линии произвольной длины L за год $\omega_L = \omega \cdot L / 100$; $\mu_L = \mu \cdot L / 100$.

В проводимых расчетах стоимость ущерба оценивается исходя из зарубежного опыта компенсации ущерба потребителям в размере 1,5 – 4 долл./кВт·ч для сети об-

щего пользования с различным составом потребителей [1]. Примем, что удельный ущерб от аварийных отключений $\alpha_i = 45$ тыс.руб./МВт·ч.

Ремонт ВЛ производится в основном в летнее время, когда нагрузка минимальна и линию можно отключить, поэтому ущерб от планового отключения для ремонта примем равным нулю.

При плавке гололедно-изморозевых отложений, как правило, отключают линию. Отключение происходит с заблаговременным предупреждением потребителей по заявке. При этом персоналом могут быть приняты специальные организационно-технические мероприятия, и так как среднее время плавки $T_{пл.}$ составляет от 0,5 до 1 часа, то на столь малый промежуток времени возможно загрузить другие ВЛ с учетом допустимой перегрузки. Поэтому удельный ущерб при плавке гололедно-изморозевых отложений $\beta_{пл.}$ также примем равным нулю.

Количественные оценки показателей надежности ВЛ 110-330 кВ приведены в табл. 1 [3].

Таблица 1

Количественные оценки показателей надежности ВЛ классом напряжения 110-330 кВ

Номинальное напряжение, кВ	Частота отключений ω , 1/год на 100 км	Время восстановления T_v , ч
110 (157)	1,1	9
220	0,6	10
330	0,5	12

Увеличение стоимости строительства ВЛ с резервной фазой по сравнению с аналогичной одноцепной линией традиционного исполнения составляет от 17 до 28 % [4]. Примем, что затраты на линию с резервной фазой составляют 28 %. Исходя из базисных показателей стоимости ВЛ 110 – 330 кВ [5] затраты на оборудование ВЛ резервной фазой составят порядка 308 тыс.руб./км для ВЛ 110кВ, 445,2 тыс.руб./км – 220 кВ, 686 тыс.руб./км – 330 кВ.

Предварительная мощность, передаваемая по ЛЭП, и предельное значение длины определяются исходя из табл. 2 [6].

Таблица 2

Натуральная мощность и предельные значения длины ВЛ классом напряжения 110-330 кВ

Номинальное напряжение, кВ	Натуральная мощность ВЛ, МВт	Предельное значение длины ВЛ, км
110 (157)	40	80
220	160	250
330	360	400

Увеличение капитальных затрат Z на установку резервной фазы окупится за время $T = Z/U$, лет.

В табл. 3 приведены затраты на эксплуатацию резервной фазы Z и ущерб от перерыва электроснабжения U , вычисленный по формуле (2).

Вследствие неучастия резервной фазы в общей транспозиции и изменения расстояния между фазами ВЛ происходит изменение потоков мощности и напряжений в фазах, что приводит к появлению несимметрии напряжений по обратной последовательности. Если несимметрия будет превышать установленный предел в 2 %, то необходимо применение симметрирующих устройств, в качестве которых предлагается использовать ферромагнитные вставки переменного тока (ФВПТ), близкие по принципу действия к фазоповоротным трансформаторам. Их стоимость составляет 170

порядка 40-50 \$/кВА [7]. Примем, что средняя стоимость симметрирующего устройства составит 50 \$/кВА.

Таблица 3

Соотношение средних затрат на эксплуатацию ФР и ущербов от ограничения электроснабжения

Напряжение ВЛ, кВ	Стоимость резервной фазы З, млн руб.	Ущерб от ограничения электроснабжения У, млн руб/год	Срок окупаемости Т, лет
110	24,6	2,1	12
220	111,3	30,2	4
330	274,4	73,5	4

Затраты на эксплуатацию резервной фазы совместно с симметрирующим устройством и ущерб от перерыва электроснабжения приведены в табл. 4.

Таблица 4

Соотношение средних затрат на эксплуатацию ФР совместно с симметрирующим устройством и ущербов от ограничения электроснабжения

Напряжение ВЛ, кВ	Стоимость резервной фазы и симметрирующего устройства З, млн руб.	Ущерб от ограничения электроснабжения У, млн руб/год.	Срок окупаемости Т, лет
110	84,6	2,1	41
220	470,6	30,2	9
330	1011	73,5	8

Выводы. Приблизительно оценены затраты на использование резервной фазы и симметрирующего устройства. С учетом аварийных отключений, вызванных однофазными повреждениями, и плановых отключений, вызванных плавкой гололедно-изморозевых отложений и частично ремонтом ВЛ, были приблизительно определены сроки окупаемости резервной фазы и симметрирующего устройства. Исходя из определенного ущерба и срока окупаемости применение ВЛ с резервной фазой оказывается вполне предпочтительно по экономическим соображениям для ВЛЭП 220-330 кВ и экономически невыгодно при совместном использовании резервной фазы с симметрирующим устройством для ВЛЭП 110 кВ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. СО 153-34.20.118-2003. Методические рекомендации по проектированию развития энергосистем. – ФГУП НТЦ «Промышленная безопасность». – М., 2006.
2. Левин Д.С., Карнаух А.В., Вырыханов Д.А., Угаров Г.Г. Использование грозозащитного троса в качестве резервной фазы на воздушных линиях электропередачи // Вестник Саратовск. гос. техн. ун-та. – 2010. – № 4(51), вып. 3. – С. 76-81.
3. Савоськин Н.Е. Надежность электрических систем: Учеб. пособие. – Пенза: Изд-во Пензенского гос. ун-та, 2004. – 101 с.
4. Жанаев Д.Т., Заславская Т.Б. Линии электропередач с резервной фазой. – Саратов: Изд-во Саратовск. гос. ун-та, 1990. – 121 с.
5. Укрупненные показатели стоимости нового строительства (реконструкции) подстанций напряжением 35-750 кВ и воздушных линий электропередачи напряжением 6-750 кВ. Стандарт ОАО «ФСК ЕЭС», 2008.
6. Методические рекомендации по определению предварительных параметров выдачи мощности строящихся (реконструируемых) генерирующих объектов в условиях нормальных режимов функционирования энергосистемы, учитываемых при определении платы за технологическое присоединение таких генерирующих объектов к объектам электросетевого хозяйства. Утверждены приказом Минпромэнерго России от 30 апреля 2008 г. № 216.

7. Александров Г.Н. Передача электрической энергии. 2-е изд. – СПб.: Изд-во политехн. ун-та, 2009. – 412 с. (Энергетика в политехническом университете).

Статья поступила в редакцию 23 ноября 2011 г.

THE EFFICIENCY USE OF A RESERV PHASE ON OVERHEAD TRANSMISSION LINES 110-330 KV

D.S. Levin, G.G. Ugarov

Saratov State Technical University
12, Tehnicheskaya st., Saratov, 410000

The use of a reserve phase will increase the reliability to power supply, allowing to prevent accidents caused by the single-phase short circuit, and planned outages caused by fuse of the glaze-wind depositions and partially renovated overhead lines. There was did the economic assessment of the use of a reserve phase. The authors present an economic assessment of using a reserve phase.

Keywords: *reserve phase, ground wire, fourth wire, overhead transmission line.*

*Dmitriy S. Levin, Postgraduate student.
Gennadiy G. Ugarov (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.*

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С СИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

С.Л. Лисин

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Разработана структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, позволяющая повысить его быстродействие. Получены аналитические выражения для расчета параметров регуляторов, обеспечивающих односторонний подход к заданной координате в сочетании с малым временем переходных процессов.

Ключевые слова: следящий электропривод, синхронный электродвигатель, структурная схема, методика расчета регуляторов.

Современные следящие электроприводы с синхронным исполнительным двигателем в основном построены по принципу подчиненного регулирования координат и имеют три контура регулирования: тока, скорости и положения [1]. Основной недостаток таких следящих систем – низкое быстродействие, характеризуемое временем переходного процесса порядка 0,1 – 0,2 с.

Целью настоящего исследования является повышение быстродействия следящего электропривода за счет применения другого принципа построения и методики синтеза регуляторов.

Предлагается синтезировать трехконтурную систему управления синхронной машиной, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока. Структурная схема такого следящего электропривода содержит внутренний контур скорости и два контура положения (рис. 1).

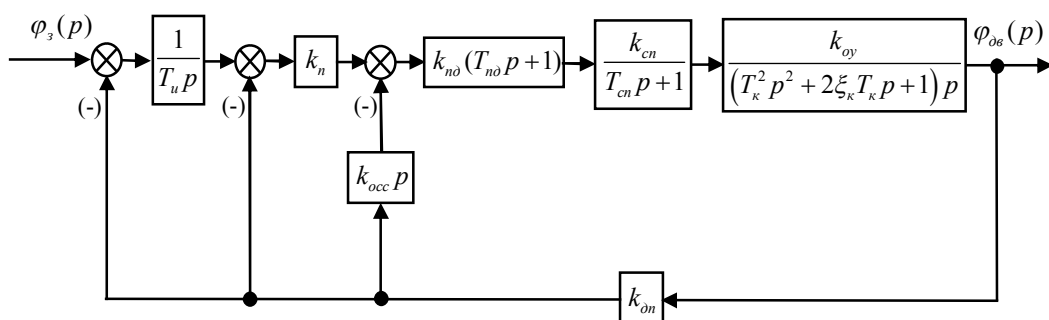


Рис. 1. Структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Для организации обратной связи по скорости сигнал безинерционного датчика положения с коэффициентом передачи $k_{он}$ дифференцируется звеном с передаточной функцией

$$W_{occ}(p) = k_{occ} p,$$

где k_{occ} – коэффициент передачи обратной связи по скорости.

Особенность синхронной машины, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока, заключается в том, что ее линеаризованная математическая модель может быть представлена колебательным звеном [2]. В результате передаточная функция объекта управления, за выходную координату которого принят, например, угол поворота вала двигателя, будет выглядеть следующим образом:

$$W_{oy1}(p) = \frac{k_{oy}}{(T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)p},$$

где k_{oy} – коэффициент передачи объекта;

T_{κ} – постоянная времени колебательного звена;

ξ_{κ} – его коэффициент демпфирования.

Силовой преобразователь с достаточной для инженерных расчетов точностью можно считать аperiodическим звеном с передаточной функцией

$$W_{cn}(p) = \frac{k_{cn}}{T_{cn} p + 1},$$

где k_{cn} и T_{cn} – коэффициент передачи и постоянная времени силового преобразователя соответственно.

Регулятор внутреннего контура (контура скорости) выбран пропорционально-дифференциальным с передаточной функцией

$$W_{nd}(p) = k_{nd}(T_{nd} p + 1),$$

где k_{nd} – коэффициент передачи; T_{nd} – постоянная времени регулятора.

Регулятор второго контура представляет собой пропорциональное звено с коэффициентом передачи k_n . Регулятор внешнего контура принят интегральным с передаточной функцией

$$W_u(p) = \frac{1}{T_u p},$$

где T_u – постоянная времени интегрирования.

На структурной схеме также представлены изображения задающего сигнала $\varphi_3(p)$ и выходной координаты электропривода $\varphi_{ов}(p)$.

Передаточная функция первого (внутреннего) замкнутого контура равна

$$W_1(p) = \frac{k_{nd} k_{cn} k_{oy} (T_{nd} p + 1)}{(1 + k_1) \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_1 + 1} p^3 + \frac{T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}}{k_1 + 1} p^2 + \frac{T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{nd}}{k_1 + 1} p + 1 \right] p}, \quad (1)$$

где $k_1 = k_{nd} k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{он}$.

Передаточная функция второго замкнутого контура имеет вид

$$W_2(p) = \frac{T_{no}p + 1}{k_{on} \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2} p^4 + \frac{T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}}{k_2} p^3 + \frac{T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{no}}{k_2} p^2 + \left(\frac{1+k_1}{k_2} + T_{no} \right) p + 1 \right]}, \quad (2)$$

где $k_2 = k_n k_{no} k_{cn} k_{oy} k_{on}$.

Передачная функция третьего замкнутого контура и всего следящего электропривода представляет собой динамическое звено пятого порядка:

$$W_3(p) = \frac{\varphi_{os}(p)}{\varphi_3(p)} = \frac{T_{no}p + 1}{k_{on} [a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5]}, \quad (3)$$

$$\text{где } a_0 = \frac{T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u}{k_2}; \quad a_1 = \frac{(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_u}{k_2}; \quad a_2 = \frac{(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{no}) T_u}{k_2};$$

$$a_3 = \left(\frac{1+k_1}{k_2} + T_{no} \right) T_u; \quad a_4 = T_{no} + T_u; \quad a_5 = 1.$$

Пропорционально-дифференциальный регулятор предназначен для компенсации инерционности объекта управления. Для обоснованного выбора коэффициента передачи k_{no} пропорционально-дифференциального регулятора разделим знаменатель передаточной функции (1) на числитель и предположим, что $T_{no} = T_{\kappa}$. В результате можно записать приближенное равенство

$$W_1(p) \approx \frac{k_{no} k_{cn} k_{oy}}{(1+k_1) \left[\frac{T_{\kappa} T_{cn}}{1+k_1} p^2 + \frac{T_{\kappa} - T_{cn} (1-2\xi_{\kappa})}{1+k_1} p + 1 \right]} p. \quad (4)$$

Обеспечения хорошего приближения в (4) можно добиться выбором соответствующей величины k_1 , которая определяется из неравенства

$$k_1 \geq \frac{2(1-\xi_{\kappa})(T_{\kappa} - T_{cn})}{\Delta_1 T_{\kappa}} - 1,$$

где Δ_1 – относительная погрешность полюса передаточной функции (1), компенсирующего соответствующий нуль.

Следовательно, при выборе минимальной величины коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора из соотношения

$$k_{no, \min} = \frac{2(1-\xi_{\kappa})(T_{\kappa} - T_{cn})}{\Delta_1 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{on} T_{\kappa}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{on}} \quad (5)$$

в (4) можно принять строгое равенство.

Передачная функция (4) представляет собой динамическое звено второго порядка, которое можно записать в нормализованном виде

$$W_1(p) = \frac{k_{no} k_{cn} k_{oy}}{(1+k_1) [T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1]} p,$$

где $T_1 = \sqrt{\frac{T_\kappa T_{cn}}{1+k_1}}$ – постоянная времени;

$$\xi_1 = \frac{T_\kappa - T_{cn}(1-2\xi_\kappa)}{2(1+k_1)\sqrt{\frac{T_\kappa T_{cn}}{1+k_1}}} - \text{коэффициент демпфирования первого замкнутого контура.}$$

тура.

Задаваясь необходимой величиной ξ_1 , можно сформулировать требования к максимальной величине коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора:

$$k_{nd, \max} = \frac{T_\kappa^2 - 2T_\kappa T_{cn}(1-2\xi_\kappa) + T_{cn}^2(1-2\xi_\kappa)^2}{4\xi_1^2 k_{cn} k_{oy} k_{oc} k_{on} T_\kappa T_{cn}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{oc} k_{on}}. \quad (6)$$

Как показывает численное моделирование, при выборе коэффициента передачи k_{nd} приходится искать компромиссное решение между требуемыми величинами относительной погрешности Δ_1 и коэффициента демпфирования ξ_1 , приближая друг к другу значения, получаемые по выражениям (5) и (6).

Для обоснованного выбора коэффициента передачи k_n и уточнения требуемой величины постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора разделим знаменатель передаточной функции (2) на числитель. В результате получим следующее приближенное выражение для передаточной функции второго замкнутого контура:

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{on} \left[\frac{T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^2} p^3 + \frac{(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} - T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^2} p^2 + \frac{(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 - (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} + T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^3} p + 1 \right]}. \quad (7)$$

Обеспечения хорошего приближения в (7) можно добиться выбором соответствующих величин k_2 и T_{nd} . Для обеспечения строго равенства в (7) необходимо выполнение условия

$$\frac{(1+k_1+k_2 T_{nd}) T_{nd}^3 - (T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 + (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} - T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^3} = T_{nd}. \quad (8)$$

Точного равенства в (8) добиться принципиально невозможно. Тем не менее потребуем обеспечения относительной погрешности Δ_2 полюса передаточной функции (2), компенсирующего соответствующий нуль. Для этого необходимо выбрать величину постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора из решения алгебраического уравнения, вытекающего непосредственно из (8):

$$\Delta_2 k_2 T_{nd}^4 - T_{nd}^3 + (T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa) T_{nd}^2 - (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} + T_\kappa^2 T_{cn} = 0. \quad (9)$$

В (9) входит коэффициент передачи k_2 , который можно определить исходя из

следующих соображений. Предположим, что величиной постоянной времени T_{cn} можно пренебречь. Тогда передаточную функцию (8) можно записать в виде

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{on} \left[\frac{T_\kappa^2}{k_2 T_{no}} p^2 + \frac{(2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{no}) T_{no} - T_\kappa^2}{k_2 T_{no}^2} p + 1 \right]}$$

или

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{on} [T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1]},$$

где $T_2 = \sqrt{\frac{T_\kappa^2}{k_2 T_{no}}}$ – постоянная времени;

$$\xi_2 = \frac{(2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{no}) T_{no} - T_\kappa^2}{2k_2 T_{no}^2 \sqrt{\frac{T_\kappa^2}{k_2 T_{no}}}} - \text{коэффициент демпфирования второго замкнуто-}$$

го контура.

Задаваясь необходимой величиной ξ_2 , можно определить требуемое значение коэффициента передачи k_2 :

$$k_2 = \frac{[(2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{no}) T_{no} - T_\kappa^2]^2}{4\xi_2^2 T_{no}^3 T_\kappa^2}. \quad (10)$$

Подставив в (9) значение k_2 из (10), получим алгебраическое уравнение пятого порядка для определения T_{no} :

$$d_0 T_{no}^5 + d_1 T_{no}^4 + d_2 T_{no}^3 + d_3 T_{no}^2 + d_4 T_{no} + d_5 = 0, \quad (11)$$

где $d_0 = \Delta_2 k_1^2$; $d_1 = 4\Delta_2 \xi_\kappa k_1 T_\kappa$; $d_2 = -2T_\kappa^2 [2\xi_2^2 (1 - \Delta_2) + \Delta_2 k_1]$;

$$d_3 = 4T_\kappa^2 [\xi_2^2 (T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa) - \Delta_2 \xi_\kappa T_\kappa];$$

$$d_4 = -T_\kappa^3 [4\xi_2^2 (T_\kappa + 2\xi_\kappa T_{cn}) - \Delta_2 T_\kappa];$$

$$d_5 = 4\xi_2^2 T_\kappa^4 T_{cn}.$$

Выбрав из корней уравнения (11) наибольший положительный и подставив его в (10), найдем требуемое значение коэффициента передачи пропорционального регулятора второго контура:

$$k_n = \frac{[(2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{no}) T_{no} - T_\kappa^2]^2}{4\xi_2^2 T_{no}^3 T_\kappa^2 k_{no} k_{cn} k_{oy} k_{on}}. \quad (12)$$

Величина постоянной времени T_{no} , дающая наилучшие показатели качества регулирования для третьего замкнутого контура, будет отличаться от значения, полученного из уравнения (11). Для уточнения величины постоянной времени T_{no} пропорционально-дифференциального регулятора поступим аналогично – разделим знаменатель передаточной функции (3) на числитель. В результате получим приближение

$$W_3(p) \approx \frac{1}{k_{on} \left\{ \frac{T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u}{k_2 T_{n\delta}} p^4 + \frac{[(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\delta} - T_{\kappa}^2 T_{cn}] T_u}{k_2 T_{n\delta}^2} p^3 + \left[\frac{(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\delta}) T_{n\delta}^2 - (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\delta} + T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2 T_{n\delta}^3} T_u \right] p^2 + \left[\frac{(1 + k_1 + k_2 T_{n\delta}) T_{n\delta}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\delta}) T_{n\delta}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\delta} - T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2 T_{n\delta}^4} T_u \right] p + 1 \right\}}. \quad (13)$$

Для обеспечения строгого равенства в (13) необходимо выполнение условия

$$\frac{(T_{n\delta} + T_u) k_2 T_{n\delta}^4 - \left[(1 + k_1 + k_2 T_{n\delta}) T_{n\delta}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\delta}) T_{n\delta}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\delta} - T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\delta}^4} = T_{n\delta}. \quad (14)$$

Точного равенства в (14) опять же добиться невозможно. Поэтому потребуем обеспечения относительной погрешности Δ_3 полюса передаточной функции (3), компенсирующего соответствующий нуль. Для этого необходимо выбрать величину постоянной времени $T_{n\delta}$ пропорционально-дифференциального регулятора из решения уравнения, получаемого из (14):

$$\Delta_3 k_2 T_{n\delta}^5 - T_u T_{n\delta}^3 + (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa}) T_u T_{n\delta}^2 - (T_{\kappa} + 2\xi_{\kappa} T_{cn}) T_{\kappa} T_u T_{n\delta} + T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u = 0. \quad (15)$$

Задаваясь относительной погрешностью $\Delta_3 = 0,001$, можно обоснованно перейти в (13) к строгому равенству.

В уравнение (15) входит постоянная времени T_u интегрального регулятора, которая пока еще не определена. При выборе величины T_u предположим, что постоянной времени T_{cn} силового преобразователя можно пренебречь. Тогда передаточная функция (13) превратится в динамическое звено третьего порядка:

$$W_3(p) = \frac{1}{k_{on} (a_{01} p^3 + a_{11} p^2 + a_{21} p + 1)}, \quad (16)$$

где $a_{01} = \frac{T_{\kappa}^2 T_u}{k_2 T_{n\delta}}$;

$$a_{11} = \frac{[(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\delta}) T_{n\delta} - T_{\kappa}^2] T_u}{k_2 T_{n\delta}^2};$$

$$a_{21} = \frac{[(1 + k_1 + k_2 T_{n\delta}) T_{n\delta}^2 - (2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\delta}) T_{n\delta} + T_{\kappa}^2] T_u}{k_2 T_{n\delta}^3}.$$

Для динамического звена третьего порядка с передаточной функцией вида (16) разработаны области показателей качества регулирования [3, 4], которыми можно

воспользоваться при выборе постоянной времени T_u . Для обеспечения монотонного характера переходного процесса необходимо выполнение, например, следующих условий [3, 4]:

$$a_{11} = \frac{a_{21}^2}{3}; a_{01} = \frac{3a_{21}^3}{54}. \quad (17)$$

Подставляя в первое уравнение (17) значения коэффициентов характеристического уравнения, выраженные через параметры настройки следящего электропривода с синхронным электродвигателем, получим выражение для определения T_u :

$$\frac{[(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} - T_k^2]T_u}{k_2 T_{nd}^2} = \frac{[(1 + k_1 + k_2 T_{nd})T_{nd}^2 - (2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} + T_k^2]^2 T_u^2}{3k_2^2 T_{nd}^6}.$$

Отсюда следует необходимое значение постоянной времени интегрального регулятора для обеспечения требуемого характера переходного процесса:

$$T_u = \frac{3[(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} - T_k^2]k_2 T_{nd}^4}{[(1 + k_1 + k_2 T_{nd})T_{nd}^2 - (2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} + T_k^2]^2}. \quad (18)$$

Для расчета величины T_u в формулу (18) можно подставить значение постоянной времени T_{nd} , получаемой из уравнения (11).

Теперь у нас имеются все данные для уточнения величины T_{nd} , обеспечивающей наилучшие динамические качества следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Наибольший положительный корень уравнения (16) будет представлять собой оптимальное значение T_{nd} для функционирования внешнего третьего замкнутого контура рассматриваемой системы управления, то есть всего следящего электропривода.

Следует также отметить, что для настройки необходимо знание величины k_{occ} коэффициента передачи обратной связи по скорости. Она может быть любой, но удобной с точки зрения технической реализации дифференцирующего звена.

Представленные аналитические выражения для определения коэффициентов передачи k_{nd} , k_n и постоянных времени T_{nd} и T_u отражают методические основы параметрического синтеза регуляторов разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Расчет параметров регуляторов необходимо производить начиная с внутреннего контура.

Расчет регуляторов разрабатываемого следящего электропривода проведем для поворотного стола СК36-1202, оснащенного синхронным исполнительным двигателем 5FK70605AF71 и силовым преобразователем Simovert Masterdrives MC. При расчете примем следующие исходные данные: $k_{oy} = 1,5396 \cdot 10^3$ дискрет/Вс; $T_k = 9,859 \cdot 10^{-3}$ с; $\xi_k = 0,4829$; $k_{cn} = 0,0067$ В/дискрета; $T_{cn} = 0,0016$ с; $k_{occ} = 0,0256$ с. В соответствии с разработанной методикой синтеза регуляторов рассчитаны параметры их настройки: $k_{nd} = 8$; $T_{nd} = 0,1175$ с; $k_n = 8$; $T_u = 0,01$ с.

С учетом этих параметров построены переходные процессы в следящем электроприводе по управлению (рис. 2) и возмущению (рис. 3).

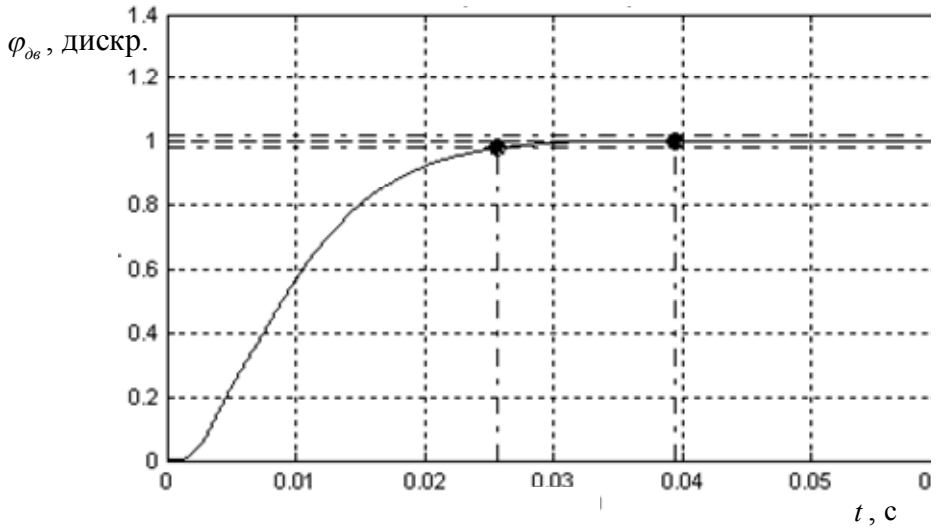


Рис. 2. Переходный процесс в следящем электроприводе по управляющему воздействию

Анализ построенных графиков показывает, что время переходного процесса по управлению составляет $t_m = 0,0257$ с, а перерегулирование – $\sigma = 0,247\%$. Динамический провал при набросе момента нагрузки в 1 Нм не превышает $\Delta x_{max} = 0,29$ мкм, а статическая ошибка позиционирования равна нулю. Такого быстродействия невозможно получить ни в одном современном следящем электроприводе, построенном по принципу СПР. Причем специально при расчете была принята постоянная времени силового преобразователя $T_{cn} = 0,0016$ с, чтобы получить адекватное сравнение результатов.

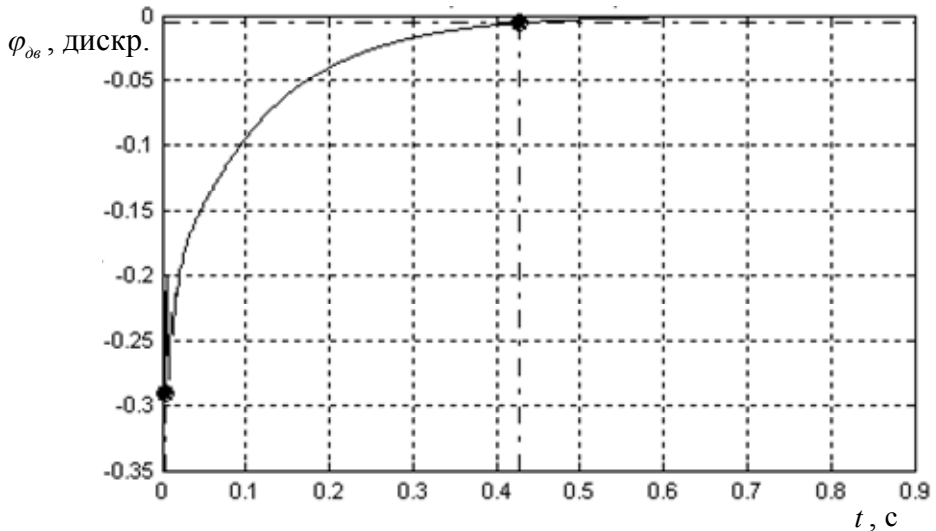


Рис. 3. Переходный процесс в следящем электроприводе по возмущающему воздействию

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. вузов / Под ред. В.М. Терехова. – М.: Академик, 2005. – 304 с.
2. Лысов М.С., Стариков А.В., Стариков В.А. Линеаризованная математическая модель синхронного электродвигателя при различных способах управления его скоростью // Вестник СамГТУ. Сер. Физ.-мат. науки. – 2008. – № 1 (16). – С. 102-107.
3. Галицков С.Я., Лысов С.Н., Стариков А.В. Монотонность позиционирования рабочих органов прецизионных станков // Мехатронные системы и их элементы. – Новосибирск, 1991. – С. 86-92.
4. Галицков С.Я., Галицков К.С. Многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой: Монография. – Самара: Изд-во СГАСУ, 2004. – 140 с.

Статья поступила в редакцию 6 сентября 2012 г.

INCREASING OF RESPONSE TIME OF THE SERVO DRIVE WITH THE SYNCHRONOUS MOTOR

S.L. Lisin

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The structural diagram of the servo drive with the synchronous motor is developed, allowing to increase its response time. Analytical expressions for calculation of parameters of the regulators providing the unidirectional approach to the set coordinate in a combination with small time of transients are received.

Keywords: *the servo drive, the synchronous motor, the structural diagram, a design procedure of regulators.*

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА ЗАЗЕМЛЕНИЯ АВТОМОБИЛЬНОЙ АНТЕННЫ НА УРОВЕНЬ НАВЕДЕННЫХ ПОМЕХ

С.В. Петровский

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Исследуется влияние качества заземления автомобильной антенны на уровень электромагнитных помех, создаваемых бортовыми источниками. На основании исследований определена оптимальная форма поверхности контакта кабеля с кузовом автомобиля.

Ключевые слова: антенна, помеха, электрический контакт, система зажигания.

Установка антенны на автомобиле имеет ряд особенностей, и от ее правильности сильно зависит дальность связи. Уровень помех от системы зажигания двигателя серьезно влияет на чувствительность станции, поэтому желательно располагать антенну как можно дальше от двигателя, а питание станции осуществлять через фильтр или непосредственно от аккумуляторной батареи. Необходимо, чтобы уровень шума приемника при отключенной антенне не изменялся после включения двигателя. Это будет означать, что по цепям питания помехи не проникают. В большинстве современных автомобильных станций используются фильтры по питанию, и они не требуют дополнительной фильтрации. В этом случае подключать станцию к бортовой сети автомобиля можно в любой удобной точке.

К автомобильной антенне предъявляются настолько жесткие требования по механическим, электрическим, эстетическим и эксплуатационным параметрам, что подавляющее большинство автомобилистов используют антенны промышленного изготовления. Все типы автомобильных антенн относятся к классу антенн Ground plane, роль заземляющей поверхности которых (противовеса) играет металлический кузов автомобиля. При установке на кузов из диэлектрика такая антенна будет работать, только если подстелить под нее лист металла $1,5 \times 1,5$ м, поэтому для автомобилей с пластмассовым кузовом и пластиковых катеров разработаны специальные антенны типа «вертикальный полуволновый вибратор», оба плеча которых укорочены согласующими индуктивностями.

Наилучшие результаты по дальности связи дает полноразмерная антенна длиной $4/\lambda$, однако такая длинная антенна (2,75 м) имеет неприятное свойство задевать за ветки деревьев, арки, въездные ворота и прочие препятствия. По этой причине производители антенн используют различные методы их укорочения (согласующая индуктивность в основании штыря, в середине его или распределенная по всей длине антенны). Это позволяет уменьшить длину антенны, не слишком ухудшив ее характеристики по сравнению с полноразмерной штыревой антенной. Но даже для этих укороченных антенн справедливо общее правило: чем длиннее антенна, тем она эффективнее.

Металлические и пластиковые (фибергласовый или углепластиковый штырь с медным проводником внутри) антенны работают одинаково эффективно. Антенны на магнитном основании легко убираются внутрь машины на стоянке, что предохраняет их от похищения, а сила магнита обеспечивает их надежное крепление при лю-

бой скорости. Для этих антенн справедлива та же рекомендация относительно длины, а работают они хуже из-за того, что связь экрана подводящего кабеля с кузовом-противовесом осуществляется через емкость основания на кузов, а не за счет непосредственного контакта. Для этих антенн изменение длины кабеля недопустимо [1].

Автомобильная антенна должна быть настроена в резонанс на средней частоте диапазона. Для этого потребуется измеритель коэффициента стоячей волны (КСВ), который включается между станцией и антенной. Различные модели антенн настраиваются разными способами. Причем в большинстве случаев настройка в резонанс достигается регулировкой длины штыря. Если КСВ больше на верхнем краю диапазона, длину штыря нужно уменьшить, а если на нижнем – то увеличить. При этом желательно добиться минимума КСВ в середине диапазона. Минимум не должен быть близок к 1,0. Если во всем диапазоне удается получить КСВ не более 1,9, то это хороший результат. Уменьшать КСВ дальше нецелесообразно, так как возможный выигрыш будет незначителен. Коэффициент стоячей волны по напряжению вычисляется по формуле

$$K_{свн} = \frac{U_1 + U_2}{U_1 - U_2}$$

где U_1 и U_2 – амплитуды падающей и отраженной волн соответственно.

Устанавливать антенну на автомобиле нужно как можно выше (на крыше, на переднем или заднем крыле), бампер с этой точки зрения является наихудшим местом, так как имеет место близость к двигателю, а значит, к основному электрооборудованию (стартер, система зажигания), поэтому помехи будут максимальными.

При установке антенны в середине крыши диаграмма направленности приближается к круговой. Если антенна установлена на правом краю крыши, большее усиление она дает в направлении влево от оси автомобиля, если на левом краю, то вправо. При заднем размещении антенны она наиболее эффективно работает вперед. Для успешной работы штыревая антенна должна быть согласована с линией питания и настроена в резонанс с излучаемым ею сигналом. Несмотря на все многообразие согласующих устройств и штырей их можно разбить на три группы:

- 1) штырь согласованный, электрическая длина которого равна $1/2$ или $1/4$ (полу-волновый или четвертьволновый вибраторы);
- 2) штырь с электрической длиной больше $1/2$ или $1/4$ (излишки компенсируют с помощью емкости);
- 3) штырь с электрической длиной меньше $1/2$ или $1/4$ (недостающую длину добавляют индуктивностью).

Необходимо помнить, что конденсатор и катушка должны иметь максимально возможную добротность, а также желательно, чтобы температурные коэффициенты емкости и индуктивности были как можно лучше. Точно определить теоретическое их значение трудно, так как в этом случае происходит влияние коэффициента укорочения вибратора, торцевых емкостей на землю и массы других параметров. Вследствие этого согласующие емкости или индуктивности часто подбираются экспериментально для всех диапазонов частот, принимаемых автомобильной антенной.

При этом в направлениях линии размещения антенн наблюдается резкий минимум, а в перпендикулярных направлениях – усиление на 3 дБ. Если разместить эти антенны на расстоянии около 3 м (максимальная ширина автомобиля) друг от друга, то эффект сложения и подавления сигналов существенно ослабляется, в результате чего такие двойные антенны работают как одинарные, установленные на крыше кабины. Виды крепления антенн можно разделить на 3 основные группы: крепление в

отверстие в кузове, крепление в виде кронштейна, устанавливаемого на водосливной бортик крыши или зеркала, и магнитные основания [1].

Необходимо обращать внимание на непереносимое соблюдение основного принципа: надежный контакт антенны с кузовом, отсутствие ненадежных контактов в заделке коаксиального кабеля в разъемах, в том числе в разъемах и подпружиненных контактах салазок при съемных вариантах трансивера.

При установке антенны в отверстие в кузове нужно продавить краску и грунтующую краску снаружи кузова в месте крепления. Затем при монтаже антенны нужно обеспечить хорошее электрическое соединение кронштейна с кузовом. Для этого нужно продавить краску на бортике в местах контакта или обеспечить соединение с помощью самонарезающего шурупа, ввертываемого в отверстие, специально просверленное в бортике. Теоретические расчеты показывают, что наибольшие потери имеют места в зоне с радиусом $0,3 - 0,4$ длины волны, поэтому в этой зоне желательно провести заземление, то есть соединить радиальные провода между собой перемычками. Это позволит уравнивать потенциалы контактного кабеля антенны и кузова максимально близко, что приведет к уменьшению сопротивления заземления и вследствие этого увеличит эффективность работы антенны, расширив ее широкополосность. Особенно это важно для укороченных антенн.

Все больше электронных устройств вводится в эксплуатацию, а также совершенствуется в современных автомобилях. По этой причине проблема, вызванная электромагнитной совместимостью электрических систем автомобиля, становится все более и более актуальной. Электромагнитное поле от работающей системы зажигания может вызывать отказ или сбой электрических устройств и оказывать влияние на безопасность и надежность автомобилей, что вызывает большое беспокойство среди проектировщиков автомобилей и их изготовителей. Международными и местными правилами стандартизируется электромагнитная совместимость (EMC). Например, специальный международный комитет по радиопомехам (CISPR) указал на стандарты EMC с техническими требованиями на пороге автомобильной электромагнитной радиации для проводимого EMI (от 150 до 30 МГц) и EMC по излучению (от 30 МГц до 1 ГГц) [2, 3].

Недавно методы моделирования широко использовались в предсказании EMC, включая метод конечных элементов, метод моментов, метод конечного различия временного интервала и метод линии передачи. Эти методы могут помочь идентифицировать автомобильные проблемы, важные с точки зрения EMC, и на очень ранней стадии проектирования избежать интенсивных затрат в циклах модернизации, разработки и внедрения в процессе проектирования автомобилей. С другой стороны, помехи от системы зажигания при работающем двигателе внутреннего сгорания являются самым сильным источником помех в автомобиле. Много измерений и моделирований были выполнены для исследования этой проблемы в разных странах, в т. ч. в России. Однако тесты EMC согласно международным стандартам дороги и отнимают много времени. Кроме того, в этих экспериментах анализируются механизм загрузки свечи зажигания и сопутствующие этому помехи, которые в значительной степени зависят от надежности электрического подсоединения антенного кабеля к крыше автомобиля.

Рассмотрим таблицу уровня помех с надежным ($R_{\text{перех.}} < 0,05 \text{ Ом}$ и $R_{\text{зазем.}} < 2 \text{ Ом}$) и ненадежным ($R_{\text{перех.}} > 0,05 \text{ Ом}$ и $R_{\text{зазем.}} > 2 \text{ Ом}$) контактом [4, 5]. Из таблицы видно, что уровень помех при надежном контакте снижается в среднем в полтора раза по всему диапазону частот.

**Уровень помех с надежным ($R_{перех.} < 0,05 \text{ Ом}$ и $R_{зазем.} < 2 \text{ Ом}$)
и ненадежным ($R_{перех.} > 0,05 \text{ Ом}$ и $R_{зазем.} > 2 \text{ Ом}$) контактом с крышей автомобиля**

Частота, МГц	Надежный контакт	Ненадежный контакт
0,15	-9,91	-6,74
0,154017	-10,42	-7,20
0,156065	-10,92	-7,64
0,158141	-11,43	-8,09
0,160244	-11,93	-8,53
0,162376	-12,04	-8,95
1,005533	-11,07	-7,54
1,018907	-10,89	-7,83
1,032459	-11,03	-7,02
1,046191	-11,16	-6,19
1,005533	-11,07	-7,54
1,018907	-10,89	-7,83
3,010713	-1,04	6,85
3,050757	-1,73	7,64
3,091333	-2,42	8,43
3,132449	-3,11	9,22
3,174112	-1,15	8,31
10,019550	-2,86	0,09
10,152814	-1,48	2,14
10,287851	0,40	4,62
10,424684	2,28	7,10
10,563337	4,16	9,58
10,703834	3,70	9,14
28,082134	-14,10	-10,20
28,455639	-14,68	-10,99
28,834111	-15,26	-11,78
29,217617	-15,84	-12,57
29,606224	-16,41	-13,35
30	-4,77	5,53
65,164814	2,39	12,74
65,247377	1,98	12,44
65,330046	1,57	12,14
65,412819	1,16	11,83
65,495696	0,74	11,53
80,001321	-4,12	5,12
80,102683	-4,39	4,87
80,204173	-4,66	4,63
80,305791	-4,43	3,97
105,033038	-7,40	11,16
105,166115	-7,09	10,88
105,299360	-6,78	10,59
105,432774	-6,47	10,30

Та же картина видна и на рис. 1, где показано напряжение широкополосных радиопомех на выходе антенного кабеля автомобиля.

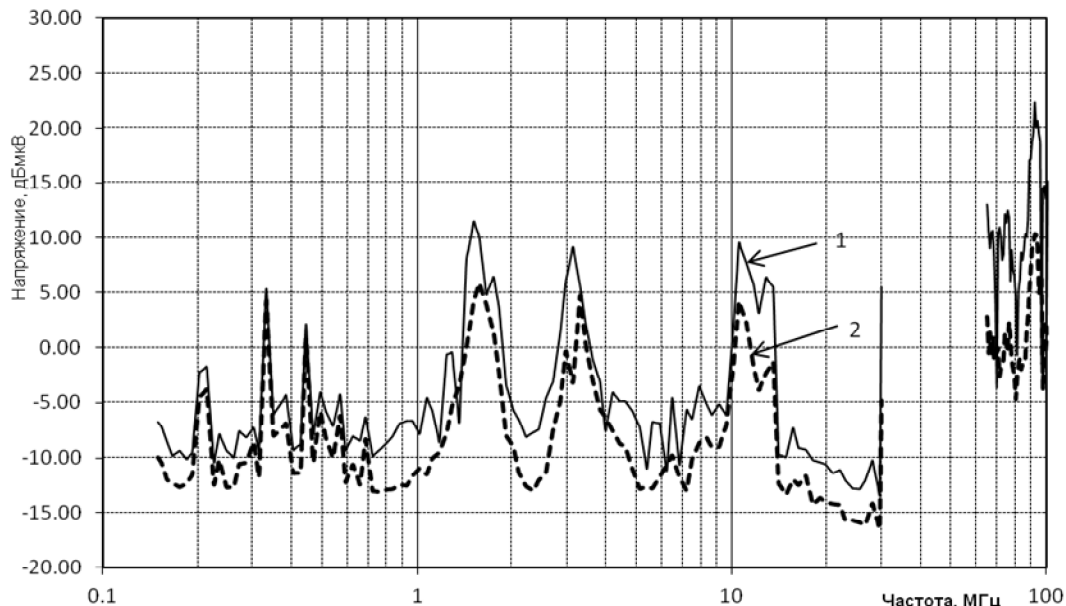


Рис. 1. Напряжение широкополосных радиопомех на выходе антенного кабеля автомобиля:
 1 – плохой контакт ($R_{\text{перех.}} > 0,05 \text{ Ом}$ и $R_{\text{зазем.}} > 2 \text{ Ом}$) кабеля с крышей автомобиля;
 2 – хороший контакт ($R_{\text{перех.}} < 0,05 \text{ Ом}$ и $R_{\text{зазем.}} < 2 \text{ Ом}$) кабеля с крышей автомобиля

На рис. 2, 3 показаны разные производители антенных кабелей и результат их тестирования в сравнении друг с другом и с предельными значениями. При этом видно, что от качества контакта зависит уровень помех. Причем на разных частотах (см. рис. 2) у разных производителей уровень помех различается в среднем до двух раз, но при этом не превышает предельных значений ни у одного из производителей на всех диапазонах частот. В диапазоне длинных волн (см. рис. 2) уровни помех практически не отличаются. В диапазонах средних и коротких волн уровень помех отличается примерно в 2 раза.

На рис. 3 наглядно показан диапазон высоких частот, наиболее часто используемый в автомобилях (взят из рис. 2, на котором он плохо просматривается). По нему четко видно, что на ультракоротком диапазоне частот, разбитом на два участка – от 65 до 74 МГц (УКВ-диапазон) и от 87 до 108 МГц (FM-диапазон), характеристики антенных кабелей для разных производителей примерно в 2 раза отличаются по отношению друг к другу по уровню помех. При этом уровень помех в среднем в 4 раза ниже нормы для всех типов антенных кабелей.

Антенные кабели разных производителей («Урал», «ИТЕЛМА», Санкт-Петербург) имеют разную контактную площадку, что имеет кардинальное значение, так как в зависимости от качества контакта ($R_{\text{перех.}} < 0,05 \text{ Ом}$ и $R_{\text{зазем.}} < 2 \text{ Ом}$) изменяется качество приема радио- и телесигналов. Антенный кабель «Урал» имеет наибольшее количество контактных зубцов, которые должны обеспечить наилучший контакт с кузовом автомобиля. У кабеля «ИТЕЛМА» зубцов меньше, а у кабеля производителя из Санкт-Петербурга контактная площадка имеет всего 3 контакта. Это должно означать, что антенный кабель «Урал» даст наилучшие результаты по уровню помех, но это не является безусловным фактом, так как качество заземления определяется не количеством зубцов, а сопротивлением заземления.

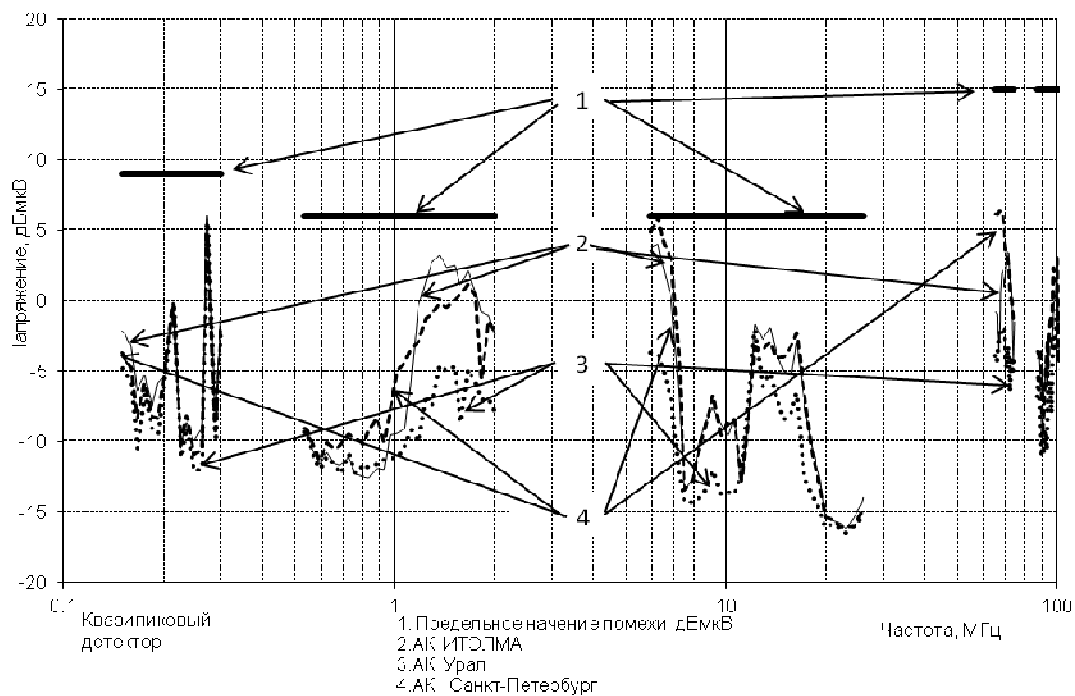


Рис. 2. Напряжение широкополосных радиопомех на выходе антенного кабеля автомобиля LADA 11194

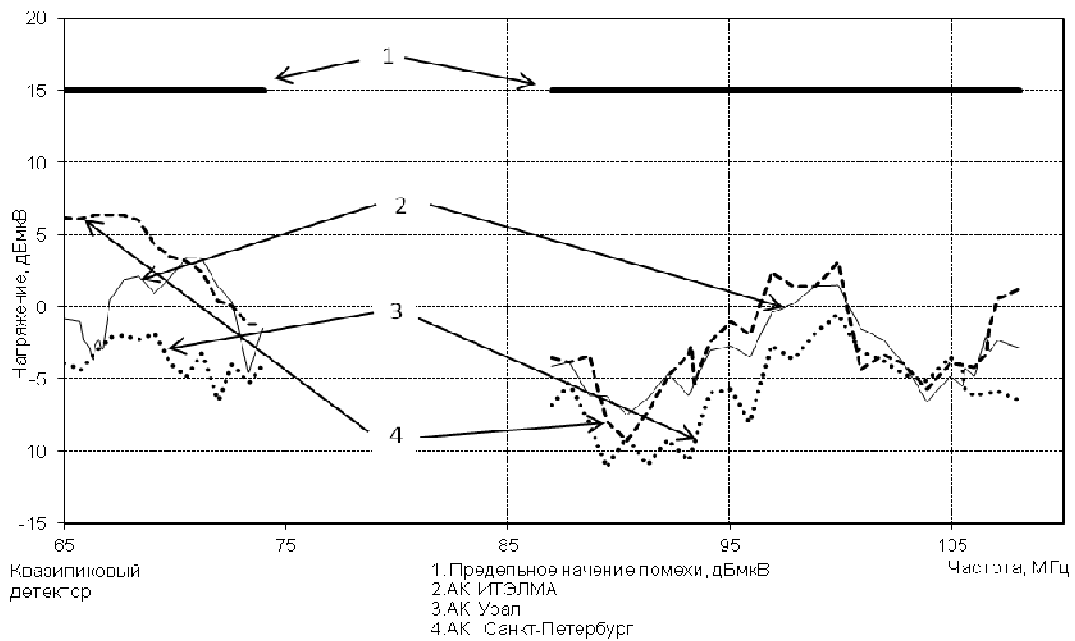


Рис. 3. Напряжение широкополосных радиопомех на выходе антенного кабеля автомобиля LADA 11194 (ультракороткий диапазон частот)

Учитывая тот факт, что антенный кабель затягивается на кузов с усилием 1,5-2 Н·м, то есть зубья или контакты продавливают краску и грунтовку и врезаются в кузов, в данном случае наименьшее $R_{\text{зазем}}$ должно быть в случае наибольшего количества зубцов. Данными рис. 2, 3 подтверждается, что сопротивление заземления лучше всего у производителя антенных кабелей марки «Урал», так как его уровень помех наименьший из всех и значительно ниже критического уровня, причем на всех диапазонах частот.

Таким образом, в данной статье подтверждается, что надежный контакт антенного кабеля с кузовом автомобиля, выступающим в роли заземлителя, значительно снижает уровень помех от электрооборудования автомобиля. При этом в основном помехи идут от системы зажигания; от стартера также присутствуют кратковременные, но значительные по интенсивности помехи. В результате очевидно, что чем лучше качество контакта ($R_{\text{зазем}}$) антенного кабеля с кузовом автомобиля (заземлителем), тем выше качество сигнала и дальность его приема.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Ротхаммель К.* Антенны: Пер. с нем. – М.: Додека, 2005.
2. *Петровский С.В.* Исследования по электромагнитной совместимости системы зажигания автомобилей // Тезисы докладов межвузовской научно-технической конференции «Микроэлектроника и информатика – 2000». – Зеленоград: Изд-во МИЭТ, 2000. – С. 123.
3. *Петровский С.В., Новиков О.Я., Путько В.Ф.* Электромагнитная совместимость катушки зажигания с другими системами автомобиля // Тематический сборник научных трудов международной конференции «Автомобиль и техносфера ICATS 2001». – Казань, 2001. – С. 417.
4. *Николаев П.А.* Исследование динамики разрядных процессов в системе зажигания ДВС и излучаемых радиопомех // Автомобильная промышленность. – 2006. – № 8. – С. 19-21.
5. *Николаев П.А., Червяков С.А.* Обзор методов подавления помех от системы зажигания // Технологии ЭМС. – 2006. – № 3. – С. 46-54.

Статья поступила в редакцию 4 октября 2012 г.

QUALITY RESEARCH OF THE WAY THE CAR ANTENNA IS GROUND TO THE LEVEL OF INDUCED RADIOINTERFERENCE

S.V. Petrovski

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The paper performs the quality research of the way the car antenna is grounded to the level of electromagnetic interference generated by on-board sources. On the basis of this research the optimal shape of the contact surface between the cable and the car body was defined.

Keywords: antenna, radiointerference, electrical contact, the ignition system.

Sergey V. Petrovski, Leading Engineer.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ МНОГОЭЛЕКТРОДНЫХ ЭЛЕКТРОЕМКОСТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРИ ПОПЕРЕЧНО-СКВОЗНОМ ЗОНДИРОВАНИИ ПОТОКА

Ю.И. Стеблев, С.В. Сусарев, Е.С. Ваиуркина

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Проведен расчет электрических полей и параметров многоэлектродных электроемкостных преобразователей (МЭП) влагомеров нефти при поперечно-сквозном зондировании потока. Получены аналитические выражения для потенциалов и компонент напряженности электрического поля в зоне контроля, разработаны алгоритмы их расчета, на их основе проведен анализ распределения зондирующих полей, позволяющий оценить размеры зоны контроля и закономерности формирования выходных сигналов преобразователей при поперечно-сквозном зондировании потока.

Ключевые слова: многоэлектродный электроемкостный преобразователь, зондирование, конструктивный зазор, нефть, моделирование.

Одна из актуальных проблем нефтедобывающей отрасли – повышение эффективности оперативного управления и контроля добываемой продукции на нефтегазовых скважинах, групповых замерных установках, дожимных насосных станциях и установках подготовки промысловой нефти. Оперативный контроль обводненности промысловой нефти дает возможность управлять процессом эксплуатации месторождения: следить за продвижением водонефтяного контакта в контуре заводнения, организовывать предварительный сброс воды из продукции нефтяных скважин, оптимизировать технологию подготовки промысловой нефти. Для зондирования этих физических сред наиболее целесообразно использовать электромагнитные поля электрического типа, то есть электроемкостные преобразователи. Электроемкостные преобразователи используют в диэлектрическом методе влагометрии, основанном на измерении диэлектрической проницаемости смеси «нефть – вода».

Разработка расчетно-теоретических и физических моделей МЭП базируется на учете конфигурации измерительных электродов и схемах электрического зондирования контролируемого потока. Применение квазистатического приближения позволяет свести расчет переменных электрических полей и параметров МЭП к решению ряда электростатических задач, оперируя при этом комплексными величинами: векторами поля, диэлектрической проницаемостью, комплексной емкостью и проводимостью между электродами.

Условие применимости уравнений квазистатического поля формируется следующим образом [1]:

$$\lambda \gg l, \quad (1)$$

Юрий Иванович Стеблев (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Автоматизация и управление технологическими процессами».

Сергей Васильевич Сусарев (к.т.н., доц.), доцент кафедры «Автоматизация и управление технологическими процессами».

Екатерина Сергеевна Ваиуркина, ст. преподаватель кафедры «Автоматизация и управление технологическими процессами».

где λ – длина волны в среде;

l – характерный размер области, в которой рассчитывается поле, например длина электродов МЭП.

Условие (1) можно конкретизировать таким образом [2]: максимальный размер l электрода не должен превышать одной десятой длины электромагнитной волны λ в контролируемой среде – $l \leq 0,1\lambda$.

Квазистатическое приближение для расчета электрических полей и параметров МЭП означает, что во всех точках измерительных электродов обеспечивается одинаковое напряжение (потенциал), то есть электроды эквипотенциальны, и для анализа выходных сигналов МЭП можно использовать теорию цепей с сосредоточенными параметрами.

Если электромагнитное поле изменяется во времени по гармоническому закону с временным множителем $e^{j\omega t}$, то первое уравнение Максвелла для комплексных амплитуд векторов напряженности электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей в области, где отсутствуют сторонние источники, запишется так:

$$\text{rot } \vec{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon_0\varepsilon) \vec{E} = j\omega\varepsilon_0(\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}) \vec{E} = j\omega\varepsilon_0\varepsilon_k \vec{E}, \quad (2)$$

где $\varepsilon_k = \varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0}$ – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость

среды; $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\Phi}{M}$ – диэлектрическая проницаемость вакуума;

ω – круговая частота; $j = \sqrt{-1}$.

Уравнение (2) позволяет рассматривать физическую среду как диэлектрик с комплексной диэлектрической проницаемостью ε_k .

Структура зондирующих электрических полей при поперечно-сквозном зондировании потока (рис. 1) может быть рассчитана в результате решения внутренней задачи Дирихле для круга при условии, что ширина конструктивных зазоров между электродами стремится к нулю.

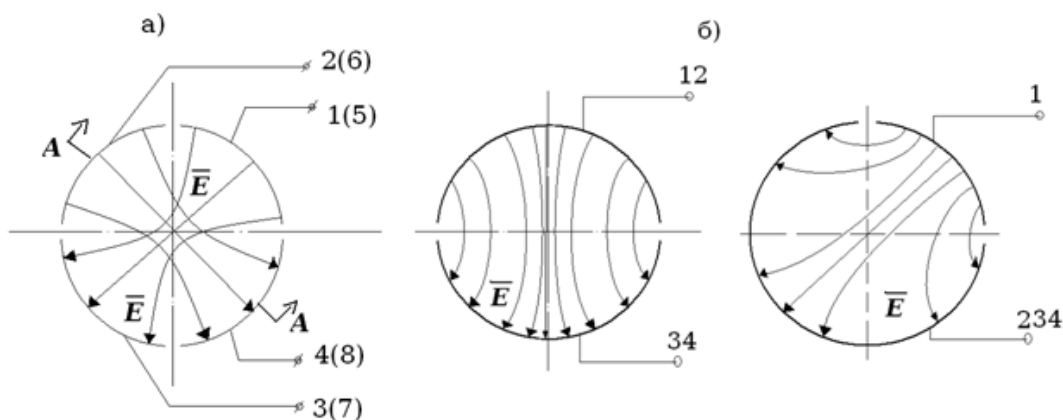


Рис. 1. Схемы поперечно-сквозного зондирования контролируемого потока:

a – исходная схема (1 – 8 – номера измерительных электродов);

б – преобразованные схемы (12 – короткое замыкание электродов 1 и 2; 34 – короткое замыкание электродов 3 и 4; 234 – короткое замыкание электродов 2, 3 и 4)

На рис. 2 приведена расчетная модель N-электродного преобразователя в цилиндрической системе координат (ρ, θ) .

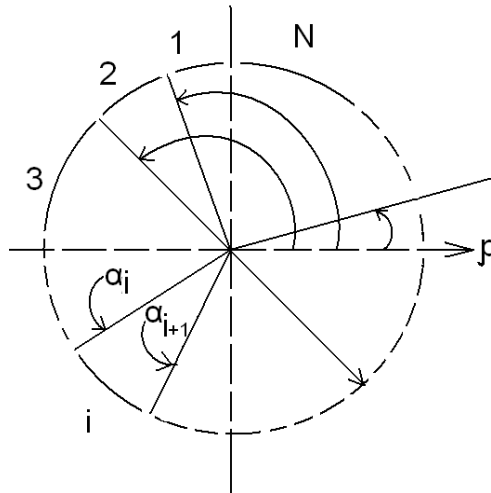


Рис. 2. Расчетная модель N-электродного электроемкостного преобразователя

Определим потенциал электрического поля МЭП, содержащего N электродов (рис. 2), заряженных до значений потенциалов U_i , $i = \overline{1, N}$. Если электроды имеют разные размеры, то их угловые координаты обозначим $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$ или α_i , $i = \overline{1, N}$, причем $\alpha_0 = 0$ и $\alpha_N = 2\pi$.

В случае N-электродного преобразователя $f(\alpha)$ – кусочно-постоянная функция, принимающая дискретные значения, соответствующие электрическим потенциалам электродов:

$$f(\alpha) = U_{i+1} \text{ при } \alpha_i < \alpha < \alpha_{i+1}, \quad i = \overline{0, N-1}. \quad (3)$$

Тогда электрический потенциал поля в рабочей области МЭП с электродами, имеющими различные угловые размеры, запишем в виде

$$U(\rho, \theta) = \frac{R^2 - \rho^2}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \frac{U_{i+1} d\alpha}{R^2 + \rho^2 - 2R\rho \cos(\theta - \alpha)}. \quad (4)$$

Если электроды МЭП имеют одинаковые угловые размеры $\Delta\alpha = \frac{2\pi}{N}$, то их угловые координаты $\alpha_i = \frac{2\pi}{N}i, i = \overline{0, N-1}$, а уравнение (4) преобразуется следующим образом:

$$U(\rho, \theta) = \frac{R^2 - \rho^2}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{\frac{2\pi}{N}i}^{\frac{2\pi}{N}(i+1)} \frac{U_{i+1} d\alpha}{R^2 + \rho^2 - 2R\rho \cos(\theta - \alpha)}. \quad (5)$$

Уравнения (4) и (5) позволяет выполнить численные расчеты электрического поля в рабочей области МЭП при различных значениях потенциалов его электродов. Однако эти уравнения могут быть представлены в конечном виде, если привести ин-

теграл, входящий в них, к табличному, что особенно важно при синтезе зондирующих электрических полей.

После преобразования формулы интегрирования уравнение для электрического потенциала в рабочей области N-электродного преобразователя примет вид

$$U(\rho, \theta) = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} U_{i+1} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{R-\rho}{R+\rho} \operatorname{tg} \frac{x_{i+1}}{2} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{tg} \frac{x_i}{2} \right) \right]. \quad (6)$$

Из общего уравнения (6) может быть получен ряд частных случаев, соответствующих различным схемам поперечно-сквозного зондирования потока.

Так, при N = 2 получим схему зондирования потока двумя полуцилиндрическими электродами (рис. 1, б). Положив $U_1 = -U_2 = U_{01}$, получим

$$U(\rho, \theta) = \frac{2U_0}{\pi} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \right) \right]. \quad (7)$$

После преобразования уравнение (5) примет вид

$$U(\rho, \theta) = \frac{2U_0}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{2R\rho \sin \theta}{R^2 - \rho^2}. \quad (8)$$

Рассмотрим схему поперечно-сквозного зондирования при N=4 (рис. 1, а). При этом $U_1 = -U_3 = U_0$ и $U_2 = U_4 = 0$, а уравнение (6) примет вид

$$U(\rho, \theta) = \frac{1}{\pi} U_1 \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{tg} \frac{x_1}{2} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{tg} \frac{x_0}{2} \right) \right] + \frac{1}{\pi} U_3 \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{tg} \frac{x_3}{2} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{tg} \frac{x_2}{2} \right) \right] \quad (9)$$

Подставив в уравнение (9) угловые координаты электродов для переменных x_0, x_1, x_2, x_3 , получим $x_0 = -\theta, x_1 = \frac{\pi}{2} - \theta, x_2 = \pi - \theta, x_3 = \frac{3}{2}\pi - \theta$.

После преобразования уравнения (9) получим распределение электрического потенциала в рабочей области МЭП при использовании поперечно-сквозного зондирования потока (рис. 3):

$$U(\rho, \theta) = \frac{U_0}{\pi} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \frac{1 - \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{1 + \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \frac{1 + \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}}{1 - \operatorname{tg} \frac{\theta}{2}} \right) \right] + \frac{U_0}{\pi} \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{R+\rho}{R-\rho} \operatorname{ctg} \frac{\theta}{2} \right) \right]. \quad (10)$$

По найденному потенциалу $U(\rho, \theta)$ определим компоненты напряженности зондирующего электрического поля в цилиндрической системе координат:

$$E_\rho(\rho, \theta) = -\frac{\partial U}{\partial \rho}; \quad E_\theta(\rho, \theta) = -\frac{1}{\rho} \frac{\partial U}{\partial \theta}. \quad (11)$$

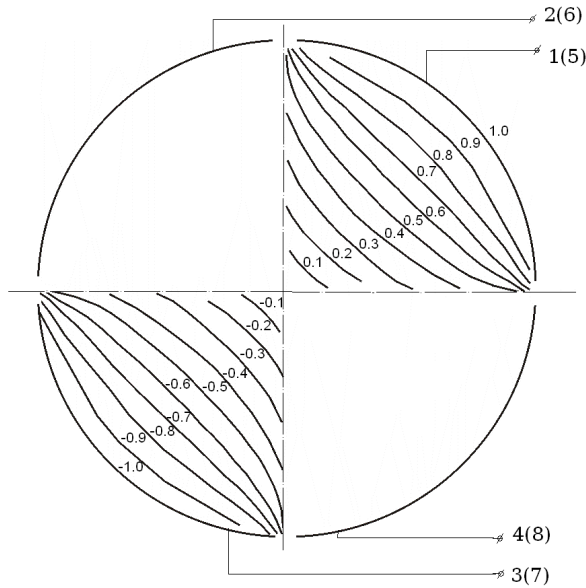


Рис. 3. Распределение электрического потенциала в рабочей области МЭП при использовании поперечно-сквозного зондирования потока

Так, используя уравнение (8), получим

$$E_{\rho}(\rho, \theta) = -\frac{2U_0}{\pi} \frac{R(R^2 + \rho^2)\cos\theta}{(R^2 - \rho^2)^2 + (2R\rho\cos\theta)^2}; \rho \leq R; \quad (12)$$

$$E_{\theta}(\rho, \theta) = \frac{2U_0}{\pi} \frac{R(R^2 - \rho^2)\sin\theta}{(R^2 - \rho^2)^2 + (2R\rho\cos\theta)^2}; \rho \leq R.$$

Модуль вектора напряженности электрического поля

$$E(\rho, \theta) = \sqrt{E_{\rho}^2 + E_{\theta}^2} = \frac{2RU_0}{\pi} \frac{\sqrt{R^4 + \rho^4 + 2R^2\rho^2\cos 2\theta}}{(R^2 - \rho^2)^2 + (2R\rho\cos\theta)^2}. \quad (13)$$

Для определения величины емкости между электродами необходимо знать распределение плотности электрического заряда $\sigma(R, \theta)$ на электродах, которая связана с нормальной к поверхности проводника составляющей напряженности поля E_n соотношением

$$\sigma(R, \theta) = \varepsilon_0 \varepsilon E_n(R, \theta). \quad (14)$$

Тогда емкость между парой измерительных электродов МЭП найдем по величине заряда q на электродах:

$$C = \frac{q}{2U}; \quad q = \int_S \sigma(R, \theta) dS, \quad (15)$$

где S – площадь электрода; $2U$ – напряжение, приложенное к электродам.

Используя соотношение (12), получим

$$E_n(R, \theta) = |E_{\rho}(R, \theta)| = \frac{2U_0}{\pi} \frac{1}{R\cos\theta}; \quad -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}. \quad (16)$$

Из уравнения (16) следует, что в точках $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ величина $E_\rho \longrightarrow \infty$. Физически значения $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ соответствуют нулевой величине зазора между электродами.

Такая ситуация является типичной при расчете электрических полей в системе проводников с острыми кромками [3, 4]. При вычислении интегральных параметров электрического поля, к которым относится емкость, эти особые точки необходимо исключить.

Особенностью математических моделей МЭП является наличие острых кромок на границах электродов. Под кромкой помещается край электрода, наиболее напряженный в электрическом поле [3]. Кромки электродов МЭП относятся к математически острым кромкам с нулевым углом раскрытия, малая толщина которых не позволяет сделать закругление. Понятие «кромка» можно формализовать, представив электрод в виде сходящихся под углом 2 полубесконечных плоскостей. Распределение потенциала вокруг электродов с математически острыми кромками показывает, что напряженность электрического поля на кромке достигает бесконечности, то есть электрическое поле вблизи кромки имеет резко неоднородный характер [3, 4].

Чтобы исключить особую точку электрического поля – острую кромку при расчете интегральных параметров электрического поля, например емкости между двумя электродами, вычисление производится не у математически острой кромки, а на малом удалении от нее, где напряженность поля уже имеет конечное значение.

Сравнивались расчетные данные с параметрами реального кабеля с толщиной экрана d , несколько превышающим удвоенный радиус закругления кромки экрана, причем форма этого закругления близка к полукругу. Чтобы отклонения от этого профиля не оказывали заметного влияния на величину расчетной емкости, необходимо выполнение соотношения

$$\frac{d}{2R\gamma} < 0,15, \quad (17)$$

где d – толщина экрана; R – радиус цилиндрической оболочки; 2γ – угловой зазор между оболочками.

Из (17) следует, что теоретическая формула для емкости применима, когда половина ширины зазора между оболочками $R\gamma$ в 7-8 раз больше половины толщины стенки экрана d . При меньших углах раствора γ полученная приближенная формула неприменима [4].

Таким образом, при расчете выходного сигнала МЭП – межэлектродной емкости (17) необходимо исключить особые точки электрического поля. Удаление от острой кромки при вычислении межэлектродной емкости МЭП эквивалентно видению некоторого эквивалентного зазора между соседними электродами с угловым размером $2\gamma = h/R$, где h – длина зазора по дуге радиусом R .

Так, для схемы поперечно-сквозного зондирования на рис. 1, б при том, что полцилиндрический электрод расположен в диапазоне углов θ от $-\frac{\pi}{2}$ до $+\frac{\pi}{2}$, формула (15) для величины заряда q на единицу длины электрода примет следующий вид:

$$q = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sigma(R, \theta) R d\theta; \quad \sigma = \varepsilon_0 \varepsilon |E_\rho(R, \theta)| = \frac{2U_0}{\pi} \frac{1}{R \cos \theta}. \quad (18)$$

Выполним интегрирование, получим:

$$\frac{C}{\varepsilon_0 \varepsilon} = \frac{1}{\pi} \ln \left(\frac{1 + \cos \gamma}{1 - \cos \gamma} \right) = \frac{2}{\pi} \ln \left(\operatorname{ctg} \frac{\gamma}{2} \right); \quad 0,02 \leq \gamma \leq 0,08. \quad (19)$$

Полученные аналитические выражения для потенциалов позволяют определить структуру зондирующего электрического поля в рабочей области МЭП. При этом представляют интерес как распределение потенциала, так и напряженности электрического поля. Наиболее информативным представлением электрического потенциала является его графическое изображение в виде линий равного потенциала – эквипотенциальных линий. Для случая поперечно-сквозного зондирования, описываемого уравнением (8), линии равного потенциала строятся на основе соотношения

$$\frac{1}{R^2} \operatorname{tg} \left(\frac{\pi U}{2 U_0} \right) \rho^2 + \left(\frac{2}{R} \cos \theta \right) \rho - \operatorname{tg} \left(\frac{\pi U}{2 U_0} \right) = 0. \quad (20)$$

На рис. 4 приведена структура электрического потенциала зондирующего поля МЭП с электродами в виде полуцилиндров.

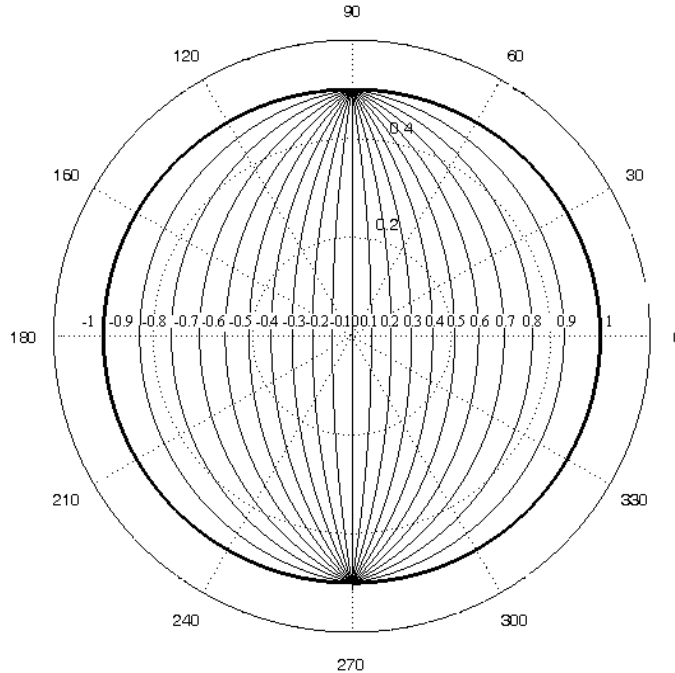


Рис. 4. Структура электрического потенциала полуцилиндрических электродов при поперечно-сквозном зондировании потока

Подобное графическое изображение дает общее представление о структуре зондирующего поля и позволяет определить компоненты напряженности электрического поля в различных зонах рабочей области МЭП. Компоненты напряженности электрического поля $E_\rho(\rho, \theta)$ и $E_\theta(\rho, \theta)$ могут быть определены по формулам (11).

На рис. 5 приведены распределения ортогональных составляющих напряженности E_ρ и E_θ электрического поля в нормированном виде, полученные по следующим уравнениям:

$$\frac{E_{\rho}(\rho, \theta)}{E_0} = -\frac{2}{\pi} \frac{(1+r^2)\cos\theta}{(1-r^2)^2 + (2r\cos\theta)^2},$$

$$\frac{E_{\theta}(\rho, \theta)}{E_0} = \frac{2}{\pi} \frac{(1-r^2)\sin\theta}{(1-r^2)^2 + (2r\cos\theta)^2},$$
(21)

где $E_0 = \frac{U_0}{R}$; $r = \frac{\rho}{R}$.

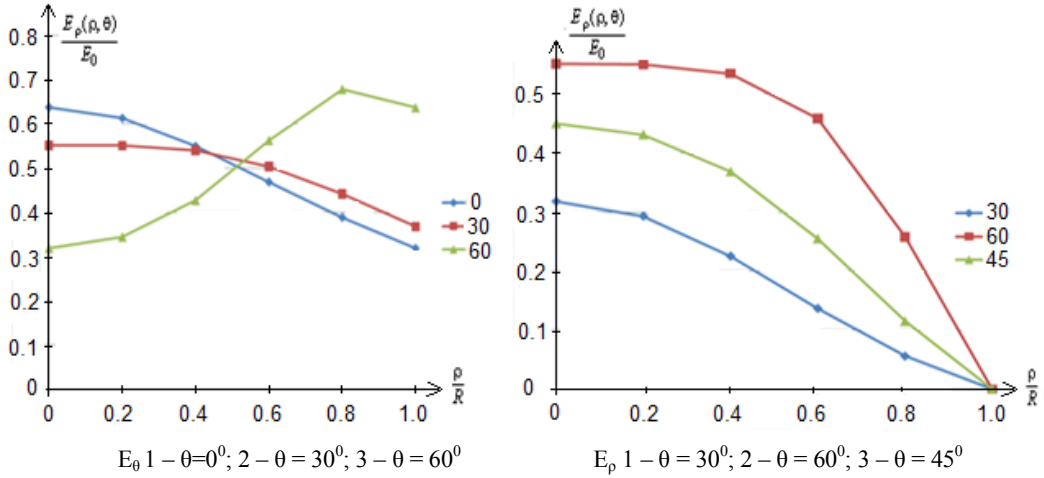


Рис. 5. Распределение компонент напряженности электрического поля МЭП с полуцилиндрическими электродами

Таким образом, в статье на основе классической задачи Дирихле для круга разработана математическая модель N-электродного преобразователя при поперечно-сквозном зондировании потока при условии, что ширина конструктивных зазоров между электродами стремится к нулю. Получены аналитические выражения для потенциалов и компонент напряженности электрического поля в зоне контроля, разработаны алгоритмы их расчета, на их основе проведен анализ распределения зондирующих полей, позволяющий оценить размеры зоны контроля и закономерности формирования выходных сигналов преобразователей при поперечно-сквозном зондировании потока. Разработан алгоритм исключения особых точек электрического поля при расчете его интегральных параметров – межэлектродных емкостей при использовании поперечно-сквозного зондирования потока.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Абрамов Г.С. и др.* Узел контроля качества нефти // Автоматиз., телемеханиз. и связь в нефт. пром-сти. – 1998. – № 9-10. – С. 10-11.
2. *Абрамовиц М., Стиган И.* Справочник по специальным функциям. – М.: Наука, 1979. – 830 с.
3. *Байков Н.М., Позднышев Г.Н.* Сбор и промысловая подготовка нефти, газа и воды. – М.: Недра, 1985.
4. *Баринев Б.А.* Контроль остаточного газосодержания и потерь нефти от испарения // Мир измерений. – 2006. – № 11. – С. 92.

MATHEMATICAL SIMULATION OF ELECTRIC FIELDS MULTIELECTRODE ELECTRO-CAPACITY CONVERTERS AT CROSS – THROUGH-FLOW SENSING

Yu.I. Steblev, S.V. Susarev, E.S. Vashurkina

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The paper consider computation of electric fields and parameters multielectrode electro-capacity converters moisture meters of oil in the cross – through-flow sensing. The analytical expressions for the potentials and the components of the electric field in the control zone are obtained.

Keywords: *multielectrode an electro-capacity transformer, optimization, transformer, sensor, oil, design.*

*Yury I. Steblev (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Sergey V. Susarev (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Ekaterina S. Vashurkina, Senior Lecture.*