

УДК 621.315:316.99

© 2013 г. БОРОНИН В.Н., КОРОВКИН Н.В., КРИВОШЕЕВ С.И.,  
ШИШИГИН С.Л., МИНЕВИЧ Т.Г., НЕТРЕБА К.И.<sup>1</sup>

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЗАЗЕМЛЯЮЩИХ УСТРОЙСТВ ПРИ ДЕЙСТВИИ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Рассмотрены различные подходы к созданию математических моделей (ММ) заземляющих устройств (ЗУ) при действии импульсных токов. Сформулированы основные требования к этим подходам с точки зрения их перспективности для создания системы диагностики и моделирования свойств ЗУ. Подробно представлен разработанный авторами новый подход к созданию ММ ЗУ, наилучший по предложенным критериям.

При решении задач молниезащиты энергетических объектов внимание уделяется вопросам проектирования эффективных заземляющих устройств (ЗУ) и их надежной эксплуатации. Надежное электроснабжение потребителей ставит как актуальную задачу снижения числа аварийных отключений воздушных линий электропередачи (ЛЭП), 75–80% которых связаны с грозовой активностью [1–3]. Вероятность перекрытия с опоры на фазный провод ЛЭП при фиксированных параметрах молниевое разряда определяются электромагнитными параметрами ЗУ опоры при действии импульса тока. Аналогично, при набегающей волне перенапряжения с ЛЭП на подстанцию (защищаемый объект (ЗО) на рис. 1), защищенную ограничителем перенапряжения (ОПН), эффективность действия последнего также определяется электромагнитными параметрами ЗУ. Рассмотрим эту ситуацию подробнее.

Пусть вольт-амперная характеристика ОПН имеет вид, условно представленный на рис. 1а, где  $u(t)$  – падающая (набегающая с ЛЭП на ЗО) волна;  $R_{3У}$  – сопротивление ЗУ импульсному току, вызванному набегающей волной перенапряжения. В качестве модели ЗУ выбран резистор, как это принято в большинстве выполняемых при анализе таких ситуаций электромагнитных расчетов.

В предположении малой проводимости грунта, в котором расположено ЗУ следует считать, что  $R'_{3У} \gg R_{3У}$ ,  $u_{\text{ОПН}} \gg u_{3У}$  (см. рис. 1а) и, следовательно, напряжение падающей волны будет практически полностью приложено к ОПН, что и вызовет его срабатывание при  $u(t) > U_0$ . Изменение сопротивления ОПН породит отраженную волну ( $u_{\text{в}}$  на рис. 1б) и ограничит напряжения на ЗО. Схема для расчета перенапряжения на ЗО дана на рис. 1в, где  $Z_{\text{в}}$  – волновое сопротивление системы “провод, по которому набегающая волна, – земля”.

Для иллюстрации важности правильного выбора математических моделей (ММ) ЗУ при оценке уровня перенапряжения на ЗО выполним эквивалентирование ЗУ последовательно включенными  $R_{3У}$  и  $L_{3У}$ . Тогда, при быстропротекающих процессах неравенство  $u_{\text{ОПН}} \gg u_{3У}$  несправедливо, поскольку напряжение на индуктивности ЗУ пропорциональное  $di/dt$  может превышать  $u_{\text{ОПН}}$  или быть сравнимым с ним. Соответственно, срабатывание ОПН сместится во времени (см. рис. 1г, где  $T \gg \tau$ ) и

<sup>1</sup>Санкт-Петербургский государственный политехнический университет (СПбГПУ).

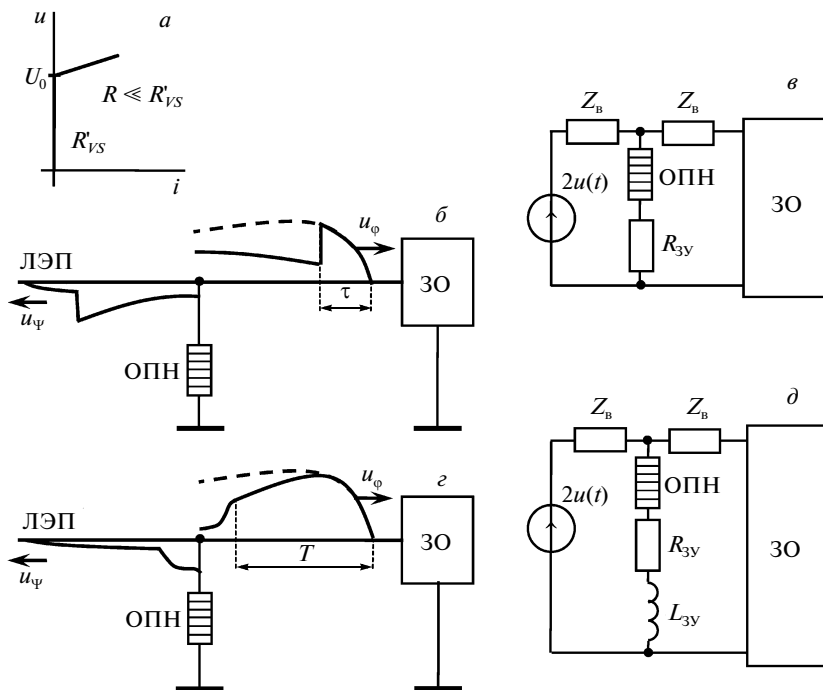


Рис. 1. Действие волны напряжения на ЗО

перенапряжение пройдет на ЗО. Схема для расчета перенапряжения на ЗО для этого случая представлена на рис. 1д.

Таким образом, рассмотрение простейшей задачи показывает, что выбор той или иной модели ЗУ имеет принципиальное значение. Критерием истинности здесь может быть эксперимент. В предположении о линейности электромагнитных параметров ЗУ связь напряжения  $u(t)$  и тока  $i(t)$  описывается интегралом Дюамеля [4]:

$$i(t) = y(t)u(0) + \int_0^t y(t-x)u'(x)dx, \quad (1)$$

где  $i(t)$ ,  $u(t)$  – экспериментально определенные напряжение и ток ЗУ;  $y(t)$  – переходная проводимость ЗУ, подлежащая определению.

Анализ рассмотренной ситуации показывает важность детального учета схемы заземляющего устройства на этапе проектирования и необходимость отслеживать возможные изменения свойств заземлителей в реальном времени. Формально, моделирование свойств ЗУ с помощью схем замещения можно рассматривать как воспроизведение его частотных свойств, моделирование которых детально рассмотрено в настоящей статье на основе частотных характеристик ЗУ, получаемых экспериментально.

Алгоритм построения ММ ЗУ, позволяющей анализировать импульсные режимы работы в системах грозозащиты, состоит из следующих этапов:

- на основе эксперимента при импульсном воздействии определяются напряжение  $u(t)$  и ток  $i(t)$  ЗУ;
- по известным функциям  $u(t)$  и  $i(t)$  рассчитывается переходное сопротивление  $z(t)$  ЗУ, представляемое как двухполюсник, численно равно напряжению ЗУ при действии единичного тока или переходную проводимость  $y(t)$  при действии на ЗУ единичного напряжения;

— осуществляется структурный и параметрический синтез *RLC* эквивалентной схемы замещения ЗУ в виде пассивного двухполюсника по функциям  $z(t)$  или  $y(t)$ .

Далее рассмотрены три подхода к реализации этого алгоритма, оценены их достоинства и недостатки.

*Подход 1.* Определение переходной проводимости по известным функциям  $u(t)$  и  $i(t)$  с использованием дискретной формы записи интеграла Дюамеля (1):

$$\begin{aligned} i_{n+1} &= \sum_{m=1}^n \frac{u_{m+1} - u_m}{h} \int_{t_m}^{t_{m+1}} y(t_{n+1} - x) dx = \\ &= \sum_{m=1}^n (u_{m+1} - u_m) y_{n-m+1} = y_n u_2 + \sum_{m=2}^n (u_{m+1} - u_m) y_{n-m+1}, \end{aligned}$$

где  $t_n = (n-1)h$ ;  $n = \overline{1, N+1}$ ;  $N$  — число временных интервалов длиной  $h$ .

В предположении, что производная напряжения неизменна в пределах одного интервала  $u'_n = \text{const}$ , рекуррентная формула для определения дискретных значений переходной проводимости  $y_n = y(t_n)$  имеет вид:

$$y_1 = \frac{i_2}{u_2}, \quad y_n = \left[ i_{n+1} - \sum_{m=2}^n y_{n-m+1} (u_{m+1} - u_m) \right] / u_2, \quad n = \overline{2, N}, \quad i_1 = u_1 = 0. \quad (2)$$

Реализация  $y(t)$  методами синтеза электрических цепей позволяет определить схему замещения и электромагнитные параметры ЗУ. Аналогично может быть записано и переходное сопротивление.

Трудности применения (2) связаны с обязательным предварительным сглаживанием экспериментальных данных с использованием, например, сплайнов. При этом (как и при других методах сглаживания) неизбежны не вполне обоснованные решения о моменте начала процесса и значениях переменных в этот момент. В ряде случаев (2) дает расходящуюся дискретную функцию  $y_n$  при том, что сглаженные экспериментальные данные не имеют такой тенденции. Этот эффект может быть исключен усилением сглаживания, что ослабляет связь ММ с экспериментальными данными.

Дальнейшее построение ММ по (2) целесообразно проводить через задание в общем виде аппроксимации переходной характеристики цепи:

$$y(t) = A_1 + A_2 e^{-t/\tau} \quad \text{или} \quad y(t) = A_1 + A_2 e^{-t/\tau_1} + A_3 e^{-t/\tau_2}, \quad (3)$$

где константы  $A$  и  $\tau$  определяются методами регрессионного анализа. Дальнейшее увеличение сложности аппроксимационного выражения в данном подходе не целесообразно.

Далее, выполняя преобразование Лапласа функций (3), можно получить операторное сопротивление двухполюсника и провести синтез схемы замещения ЗУ. Гарантией “физичности” полученной ММ будет положительность параметров всех элементов этой схемы. К сожалению, в общем случае, данный подход не гарантирует получения “физичного” решения, поэтому в (3) рассмотрены простейшие аппроксимации, когда “физичность” достигается в большинстве случаев.

*Подход 2* состоит в непосредственной аппроксимации экспериментальных зависимостей  $u_3(t)$  и  $i_3(t)$  с помощью некоторой схемы (нескольких схем), параметры элементов которых выбираются таким образом, чтобы аппроксимация была наилучшей в некотором смысле. В качестве меры качества аппроксимации может рассматриваться функционал [5]:

$$I(\mathbf{p}) = \int_0^T |i_3(t) - i_a(t, \mathbf{p})| dt, \quad I(\mathbf{p}) \xrightarrow{\mathbf{p} \in \Pi} \min, \quad (4)$$

где  $i_3(t)$  – ток ЗУ, определенный экспериментально,  $i_a(t, \mathbf{p})$  – ток схемы замещения, моделирующей ЗУ при действии напряжения  $u_3(t)$  определенного экспериментально;  $\mathbf{p}$  – вектор параметров схемы замещения ЗУ;  $\Pi$  – область, описывающая ограничения на параметры схемы замещения ЗУ;  $T$  – время записи экспериментальных данных.

Формально, определение  $\mathbf{p}$  из (4) может выполняться непосредственно по экспериментальным данным. Однако, как показывает опыт авторов, предварительное сглаживание данных существенно упрощает решение определения  $\mathbf{p}$  из (4).

Поскольку задача минимизации (4), обычно, имеет множество локальных решений, для поиска глобального минимума целесообразно использование «мягких методов» оптимизации. Могут быть использованы различные модификации генетического алгоритма [6, 7] или алгоритм «пчелиного роя» [8, 9]. Эти методы дают возможность определять параметры схем замещения, содержащих до 12 элементов и воспроизводить переходную характеристику ЗУ с погрешностью, не превышающей погрешности эксперимента.

К недостаткам *Подхода 2* относится сложность (неалгоритмируемость) этапа выбора структуры схемы замещения ЗУ из множества вариантов. «Неудачно» выбранная структура схемы замещения не позволяет получить удовлетворительную аппроксимацию экспериментальных данных. Поэтому для автоматизации процесса построения схемы замещения желательно рассматривать одновременно некоторый набор схем, что затрудняет вычисления, лишь повышая вероятность получения удовлетворительного результата. Эти особенности *Подхода 2* осложняют его использование для диагностических комплексов, работающих в режиме реального времени.

Подходы к получению ММ ЗУ, рассмотренные выше, обладают наряду с достоинствами и существенным для дальнейшего недостатком. Он заключается в необходимости участия в реализации этих подходов специалиста в области теоретической электротехники, способного принимать обоснованные решения, например, при появлении численной неустойчивости при применении соотношения (2) или при изменении структуры схемы замещения (4). Поэтому актуальна разработка инженерного метода математического моделирования электромагнитных параметров ЗУ, функционирующая в «автоматическом режиме», и ориентированного на широкий круг специалистов, занимающихся решением прикладных задач в электроэнергетике. Такой подход предложен авторами далее.

*Подход 3.* В основу автоматизированного подхода положен метод дискретных (синтетических) схем [4], в котором при использовании узлового базиса ММ двухполюсника имеет вид:

$$i_{n+1} = Gu_{n+1} + J_n, \quad (5)$$

где  $G$  – эквивалентная проводимость, зависящая от параметров схемы и величины расчетного шага  $h$ ;  $J_n$  – источник тока, зависящий от параметров схемы и от значений переменных состояния на предыдущем шаге при  $t = nh$ ;  $i_{n+1}$ ,  $u_{n+1}$  – ток и напряжение на моделируемом устройстве в момент времени  $t = h(n+1)$ .

Параметры ММ ЗУ  $G$ - $J$  предлагается определять по экспериментальным переходным характеристикам, исключая этап построения эквивалентной схемы замещения. Расчет в данном подходе состоит из следующих этапов:

1. Экспериментальное определение мгновенных значений тока и напряжения на ЗУ (для устранения «дребезга» в экспериментальных данных, как и в выше, применяются сглаживающие сплайны).

2. Получение АЧХ  $Y(\omega)$  и ФЧХ  $\varphi(\omega)$  ЗУ, используя прямое преобразование Фурье, и их аппроксимация.

3. Определение переходной и импульсной характеристик ЗУ.

4. Построение численной модели (5) ЗУ.

Экспериментальная установка и метод экспериментального определения тока и напряжения на ЗУ описаны в [10, 11]. Рассмотрим подробнее этапы 2–4.

#### *Получение и кусочно-линейная аппроксимация АЧХ $Y(\omega)$ и ФЧХ $\varphi(\omega)$ ЗУ*

Получение частотных характеристик ЗУ проводится по сглаженным экспериментальным данным мгновенных тока и напряжения на ЗУ. На этом этапе используется стандартная процедура прямого преобразования Фурье. Для дальнейшего использования ЧХ необходима аппроксимация исходных зависимостей. Аппроксимация при помощи кусочно-линейных функций позволяет получить наиболее простые расчетные зависимости. Отрицательной особенностью такой аппроксимации является необходимость отслеживать промежуток ЧХ устройства, который в данный момент используется в расчете. Этих недостатков лишен “кусочно-линейный оператор” [12, 13]. В отличие от аппроксимации при помощи кусочно-линейных функций кусочно-линейный оператор определен при всех значениях аргумента и позволяет дать алгебраический вид задачи использования ЧХ, определяемых по экспериментальным зависимостям. Алгебраический непрерывный кусочно-линейный оператор имеет вид:

$$Y_R(\omega) = b_0 + \beta_0\omega + \sum_{v=1}^s \beta_v |\omega - \omega_v|, \quad (6)$$

где  $\omega_v$ ,  $v = \overline{1, s}$  – узлы кусочно-линейного оператора – значения частоты, в которых измерена или рассчитана действительная ЧХ  $Y_R(\omega)$ ;  $b_0$ ,  $\beta_v$ ,  $v = \overline{0, s}$  – параметры оператора.

Параметры кусочно-линейного оператора определяются по соотношениям:

$$\beta_v = \frac{1}{2} \left( \frac{y_v - y_{v-1}}{\omega_v - \omega_{v-1}} - \frac{y_{v-1} - y_{v-2}}{\omega_{v-1} - \omega_{v-2}} \right);$$

$$\beta_0 = \frac{1}{2} \left( \frac{y_1 - y_0}{\omega_1 - \omega_0} - \frac{y_s - y_{s-1}}{\omega_s - \omega_{s-1}} \right);$$

$$b_0 = y_0 - \beta_0 x_0 - \sum_{v=1}^s \beta_v (\omega_v - \omega_0),$$

где  $y_v = Y_R(\omega_v)$ .

Применение кусочно-линейного оператора для аппроксимации исходной частотной зависимости возможно в случае существования некоторого  $\omega_s$ , после которого исходную зависимость можно принять равной некоторой постоянной величине. Это позволяет не уменьшать точность аппроксимации, прерывая в данной точке определение параметров кусочно-линейного оператора, т.е. необходимо выполнение следующего условия:  $y|_{x \geq x_s} = \text{const}$ . При аппроксимации ЧХ электрических цепей выполнение этого условия обусловлено введением основного допущения, а именно зависимость  $Y(j\omega)$  при  $\omega \rightarrow \infty$  можно принять равной некоторой постоянной величине. Выбор  $\omega_s$ , зависит от скорости процессов, протекающих в исследуемой цепи. Чем более быстрые процессы должны быть исследованы, тем более широкий частотный диапазон должен быть рассмотрен, тем большим должно быть выбрано значение  $\omega_s$ . Эту зависимость хорошо демонстрируют результаты расчета переходного процесса (рис. 2), возникающего при включении однородной короткозамкнутой линии под действием постоянного напряжения.

Зависимость входного тока (рис. 2б) в линии, полученная по ЧХ (рис. 2а) линии представляет собой ступенчатую кривую. Высокочастотные колебания, полученные на горизонтальных участках, объясняются малым диапазоном определения исходной

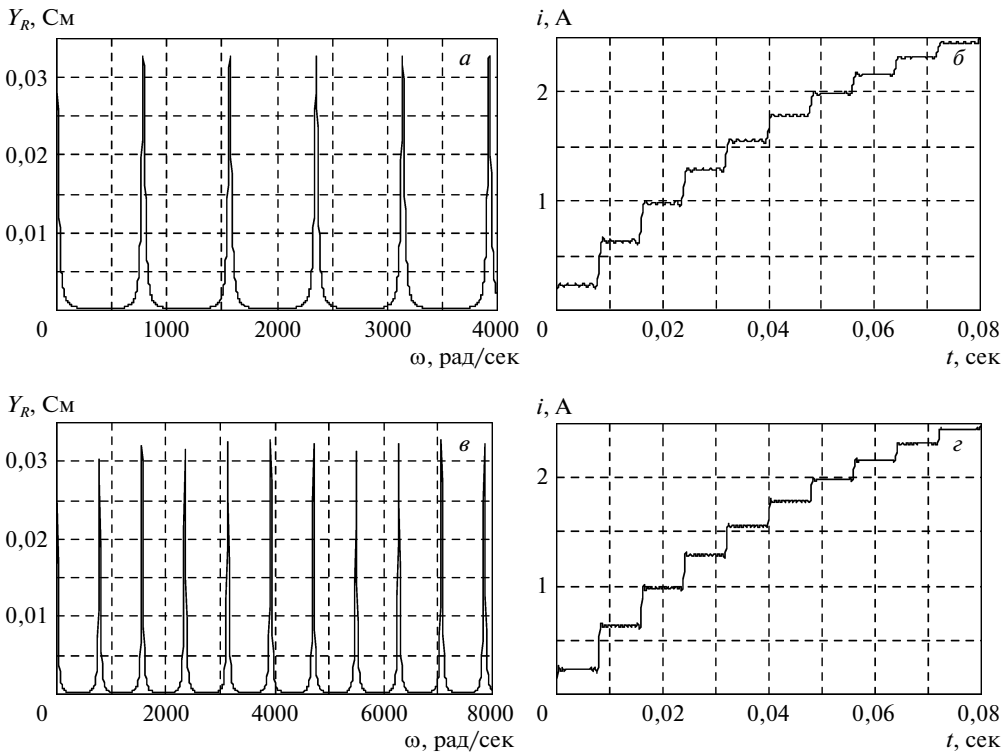


Рис. 2. ЧХ входной проводимости (а, в), ток на входе короткозамкнутой линии (б, г)

частотной зависимости. Для сравнения на рис. 2г приведена зависимость входного тока в линии, рассчитанная при увеличении диапазона определения ЧХ вдвое (рис. 2в). Погрешность расчета определяется колебаниями, которые наблюдаются на рис. 2б,г на плоских “ступеньках” нарастания тока. При сравнении результатов рис. 2б,г видно, что увеличение частотного диапазона значительно уменьшает эти колебания.

Построение синтетических схем и получение  $G$ – $J$  параметров дискретной модели электрических цепей с зависимыми от частоты эквивалентными параметрами может быть получено на основе интеграла Дюамеля в виде:

$$i(t) = y(0)u(t) + \int_0^t y'(t-x)u(x) dx, \quad (7)$$

где  $y(t)$ ,  $y'(t)$  – соответственно переходная и импульсная проводимости цепи.

#### Определение переходной и импульсной характеристик ЗУ

Используя соотношение между переходной и комплексной проводимостями и выражение (6) для ЧХ цепи в виде алгебраического непрерывного кусочно-линейного оператора, получим

$$y(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\omega_s} \underbrace{Y(\omega) \cos(\varphi(\omega))}_{Y_R(\omega)} \frac{\sin(\omega t)}{\omega} d\omega = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\left( b_0 + \beta_0 \omega + \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v |\omega - \omega_v| \right) \sin(\omega t)}{\omega} d\omega.$$

После преобразований выражение для переходной проводимости цепи может быть представлено в виде:

$$y(t) = Y_R(\omega_s) + \frac{4}{\pi t} \left( \beta_0 + \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \cos(\omega_v t) \right) + \frac{4}{\pi} \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \omega_v \text{Si}(\omega_v t).$$

Импульсную проводимость цепи определим через переходную, используя известное соотношение:  $y'(t) = y(0)\delta(t) + \frac{d}{dt}y(t)$ , где  $\delta(t)$  – функция Дирака.

Значения переходной проводимости при  $t = 0$  определяются при использовании свойств кусочно-линейного оператора и представлении функции косинус в виде суммы ряда, тогда  $y(0) = Y_R(\omega_s)$ ,

$$y'(t) = Y_R(\omega_s)\delta(t) - \frac{4}{\pi t^2} \left[ \beta_0 + \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \cos(\omega_v t) \right]. \quad (8)$$

### Построение численной модели ЗУ

После дискретизации для  $(n + 1)$ -го шага расчета и преобразований выражение (7) может быть записано в виде:

$$i_{n+1} = \left[ y(0) + \frac{h}{2} y'(0) \right] u_{n+1} + \int_0^{n \cdot h} y'(t_{n+1} - x) u(x) dx + \frac{h}{2} y'(h) u_n.$$

Последнее выражение можно интерпретировать как синтетическую схему,  $G$ – $J$  параметры которой определяются следующим образом:

$$G = y(0) + \frac{h}{2} y'(0), \quad J_{n+1} = \frac{h}{2} y'(h) u_n + \int_0^{n \cdot h} y'(t_{n+1} - x) u(x) dx. \quad (9)$$

Подставим в (9) значения переходной и импульсной проводимостей в начальный момент времени, принимая во внимание, что значение переходной проводимости необходимо учитывать при  $t = -0$ , а значение импульсной проводимости цепи при  $t = +0$ . Соотношения для определения параметров дискретной модели (синтетической схемы) ЗУ могут быть представлены в виде:

$$\begin{aligned} G &= Y_R(\omega_s) + \frac{h}{\pi} \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \omega_v^2, \\ J_{n+1} &= -\frac{2}{\pi h} \left[ \beta_0 + \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \cos(\omega_v h) \right] u_n - \\ &- \int_0^{nh} \frac{4}{\pi(t_{n+1} - x)^2} \left[ \beta_0 + \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \cos(\omega_v(t_{n+1} - x)) \right] u(x) dx. \end{aligned} \quad (10)$$

Использование соотношений (10) при построении синтетической схемы требует вычисления интеграла типа свертки:  $\int_0^x \varphi(t - x) f(x) dx$ . Численная реализация выражения такого вида достаточно трудоемка, поскольку на каждом  $n$ -ом шаге требуется заново вычислять интеграл и хранить  $(n \cdot n)$  переменных: величины напряжений и значения импульсных проводимостей для каждого частотно-зависимого объекта для

каждого пройденного момента времени. Упростить вычисление интеграла в (10) не удается из-за наличия в подынтегральном выражении функции  $1/(t-x)^2$ , которая не может быть представлена в виде произведения функций, зависящих от каждого аргумента отдельно. После аппроксимации функции  $1/(t-x)^2$  рядом экспонент с коэффициентами  $A_k$  и  $\alpha_k$ , ( $k = \overline{1, p}$ ):

$\frac{1}{(t-x)^2} = \sum_{k=1}^{k=p} A_k e^{\alpha_k(t-x)}$  выражение для параметров источника тока  $G$ – $J$  модели синтетической схемы будет

$$J_{n+1} = -\frac{4}{\pi h^2} \left( \beta_0 + \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \cos(\omega_v h) \right) - \frac{4}{\pi} \beta_0 \sum_{k=1}^{k=10} A_k e^{\alpha_k t_{n+1}} \int_0^{n-h} e^{-\alpha_k x} u(x) dx -$$

$$-\frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{k=10} A_k e^{\alpha_k t_{n+1}} \left[ \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \cos(\omega_v t_{n+1}) \int_0^{n-h} e^{-\alpha_k x} \cos(\omega_v x) u(x) dx - \right.$$

$$\left. - \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{k=10} A_k e^{\alpha_k t_{n+1}} \left[ \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \sin(\omega_v t_{n+1}) \int_0^{n-h} e^{-\alpha_k x} \sin(\omega_v x) u(x) dx. \right. \right.$$

Эта зависимость позволяют определить параметры синтетической схемы частотно-зависимого объекта без вычисления интеграла типа свертки, но на каждом шаге расчета необходимо заново интегрировать при новом верхнем пределе. Для более рационального вычисления источника тока  $J$  дискретной модели можно использовать рекуррентные соотношения:

$$J_{n+1} = -\frac{4}{\pi h^2} \left( \beta_0 + \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \cos(\omega_v h) \right) - \frac{4}{\pi} \beta_0 \sum_{k=1}^{k=10} A_k e^{\alpha_k h} B_n^{(k)} -$$

$$-\frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{k=10} A_k e^{2\alpha_k h} \sum_{v=1}^{v=s} \beta_v \left[ C_n^{(k,v)} \cos(\omega_v n h) + S_n^{(k,v)} \sin(\omega_v n h) \right], \quad (11)$$

где  $C_n^{(k,v)} = e^{\alpha_k h} C_{n-1}^{(k,v)} + \frac{h}{2} (\cos(\omega_v n h) u_2 + e^{\alpha_k h} \cos(\omega_v (n-1) h) u_{n-1})$ ;

$S_n^{(k,v)} = e^{\alpha_k h} S_{n-1}^{(k,v)} + \frac{h}{2} (\sin(\omega_v n h) u_2 + e^{\alpha_k h} \sin(\omega_v (n-1) h) u_{n-1})$ .

Соотношения (11) позволяют вычислять значение источника тока синтетической схемы непосредственно по значению на предыдущем шаге, избавляя от необходимости хранения большого объема дополнительной информации. Эти зависимости удобно использовать при расчете длительных процессов, требующих большого числа точек интегрирования, иначе можно использовать и формулы (10).

На рис. 3 приведены результаты расчетов входного тока ЗУ, полученные различными методами:  $i_1$  – в результате эксперимента (приведена кривая после сглаживания);  $i_2$  – по описанной выше методике построения синтетической схемы ЗУ, параметры дискретной (синтетической) схемы определены по (10);  $i_3$  – по схеме замещения ЗУ, параметры которой определены по (4).

На вход ЗУ подавалось напряжение представленное на рис. 4 (сглаженная экспериментально полученная функция). По результатам расчетов (рис. 3) входного тока различными методами интегральная погрешность не превосходит 5% при *Подходе 2* и – 2% при *Подходе 3*. Аналогичная ситуация наблюдается при решении всех задач рассматриваемого типа. Использование *Подхода 3* не потребовало ни выбора структуры схемы замещения ЗУ, ни решения итерационных задач.



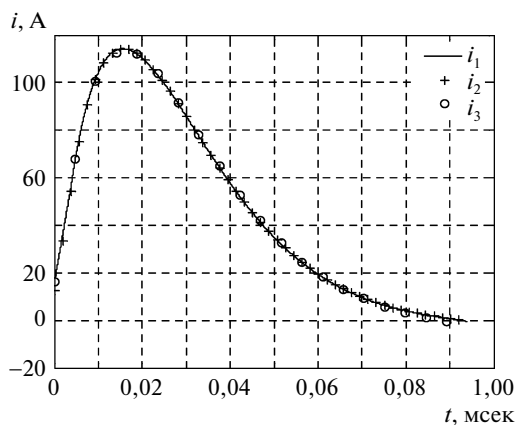


Рис. 3. Экспериментальная ( $i_1$ ) и расчетные ( $i_2, i_3$ ) зависимости тока ЗУ от времени

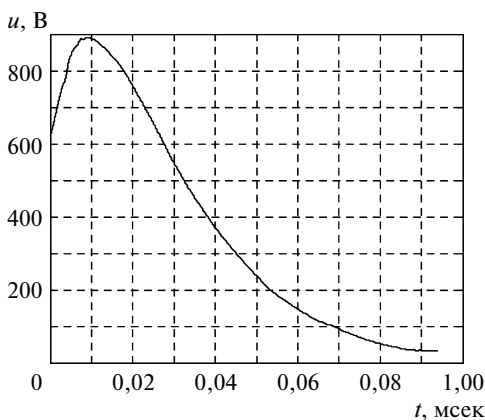


Рис. 4. Экспериментальная зависимость напряжения ЗУ от времени

**Выводы.** По мнению авторов новый и наиболее общий *Подход 3* может служить основой для разработки нового поколения измерительных устройств для построения ММ ЗУ при действии импульсных токов и делает перспективным его использование для создания комплексной системы диагностики и моделирования свойств ЗУ. Следует учесть, что предложенный подход позволяет выполнять в автоматизированном режиме построение ММ ЗУ с погрешностью, не превышающей погрешность экспериментальных данных.

Следует отметить, что форма, создаваемой в рамках этого подхода ММ ЗУ, допускает ее использование в современных программах расчета переходных процессов в электрических цепях, легко реализуется на современных персональных компьютерах и свободна от основных недостатков, присущих ранее предложенным *Подходам 1* и *2*. Это позволяет сделать вывод о перспективности использования *Подхода 3* для создания комплексной системы диагностики и моделирования свойств ЗУ при действии импульсных токов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. *Ефимов Б.В., Халилов Ф.Х., Селиванов В.Н.* Грозовая повреждаемость высоковольтного оборудования подстанций и проблемы обеспечения надежности его эксплуатации в условиях грунтов с низкой проводимостью // Тр. Кольского научн. центра РАН ЭНЕРГЕТИКА. 2010. Вып. 1. С. 9–17.
2. *Рябкова Е.Я.* Заземления в установках высокого напряжения М.: Энергия, 1978.
3. *Целебровский Ю.В., Нестеров С.В., Цилько В.А.* Импульсные сопротивления заземления молниеотводов ОРУ подстанций // Первая Рос. конф. по молниезащите: Сб. докл. Новосибирск: Сибирская энергетическая академия, 2007. С. 243–248.
4. *Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В.* Теоретические основы электротехники. 2 т. СПб.: Питер, 2009.
5. *Korovkin N.V., Chechurin V.L., Hayakawa M.* Inverse problems in electric circuits and electromagnetics. USA: Springer, 2006.
6. *Коровкин Н.В., Потуенко А.А.* Использование генетического алгоритма для решения электротехнических задач // Электричество. 2002. № 11.
7. *Goldberg D.E.* Genetic Algorithms in Search, Optimization & Machine Learning. Addison–Wesley, 1989.
8. *Basturk B., Karaboga D.* An Artificial Bee Colony (ABC) Algorithm for Numeric function Optimization // IEEE Swarm Intelligence Symp. 2006. May 12–14, 2006. Indianapolis, Indiana, USA.
9. *Karaboga D., Basturk B.* Artificial Bee Colony (ABC) Optimization Algorithm for Solving Constrained Optimization Problems, LNCS: Advances in Soft Computing: Foundations of Fuzzy Logic and Soft Computing. V. 4529/2007. P. 789–798. Springer–Verlag, 2007. IFSA 2007.
10. *Боронин В.Н., Бочаров Ю.Н., Коровкин Н.В. и др.* Электромагнитные характеристики ЗУ опор высоковольтных линий при измерениях импульсным методом // Изв. РАН. Энергетика. 2009. № 2. С. 11–20.
11. *Шишигин С.Л., Коровкин Н.В., Кривошеев С.И. и др.* Идентификация RLC параметров ЗУ опор воздушных линий с тросом импульсным методом // Тр. “Межд. симп. по ЭМС и эл.-магн. экологии”. СПб., 2009. С. 83–87.
12. *Козлов В.Н., Магомедов К.А.* Негладкие операторы и электрические цепи. СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2003. 103 с.
13. *Korovkin N.V., Kotchetov S.V., Selina E.E., Ianoz M.* Simulation of the Frequency Characteristics of Transmission Lines for Transient Calculation // Proc. 13th Intern. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Switzerland. 16–18.02.1999. P. 445–450.

Поступила в редакцию  
22.VI.2013