

Авторы:

к.т.н. Гвоздев Д.Б.,
ПАО «Россети
Московский регион»,
г. Москва, Россия,
д.т.н. Булычев А.В.,
ООО «НПП Бреслер»,
г. Чебоксары, Россия,
Грибков М.А.,
ПАО «Россети
Московский регион»,
г. Москва, Россия.

Ph.D. Gvozdev D.B.,
PJSC «Rosseti Moscow
Region»,
Moscow, Russia,
D.Sc. Bulichev A.V.,
«NPP Bresler» LLC,
Cheboksary, Russia,
Gribkov M.A.,
PJSC «Rosseti Moscow
Region»,
Moscow, Russia.

ЦИФРОВОЙ ДАТЧИК ТОКА ДЛЯ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ В РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ 6-20 кВ

Digital current sensor for relay protection in 6-20 kV electrical distribution networks

Аннотация: рассмотрен новый цифровой датчик тока с улучшенными характеристиками преобразования тока и расширенными функциональными возможностями. Приведены результаты исследования первичных электромагнитных преобразователей тока, используемых в цифровом датчике тока. Предложено совмещение в цифровом датчике тока функций преобразования сигналов в цифровой формат стандарта МЭК 61850 и функций токовой релейной защиты. Показаны особенности вновь разработанных датчиков, позволяющие получить существенное улучшение основных характеристик релейной защиты при их применении.

Ключевые слова: цифровизация, цифровой датчик тока, релейная защита, электромагнитный преобразователь тока.

Abstract: a new digital current sensor with improved current conversion characteristics and expanded functionality is considered. The results of a study of primary electromagnetic current converters used in a digital current sensor are presented. It is proposed to combine the functions of converting signals into a digital format of the IEC 61850 standard and the functions of current relay protection in a digital current sensor. The features of the newly developed sensors are shown, which make it possible to obtain a significant improvement in the basic characteristics of

Введение

Создание датчиков тока с цифровым выходом (ЦДТ) для распределительных электрических сетей 6-20 кВ открывает перспективы совершенствования релейной защиты и автоматики (РЗА) в этих сетях. Распределительные электрические сети, как и любой другой объект, предназначенный для целенаправленного действия, нуждаются в четком, надежном и быстром управлении, особенно при повреждениях отдельных элементов. Релейную защиту (РЗ), выполняющую эту ответственную функцию управления, в распределительных электрических сетях традиционно строят (по объективным причинам) преимущественно на основе токовых принципов. Это требует выполнения однозначного измерительного преобразования аналогового первичного тока в контролируемом объекте в другую вторичную, функционально связанную с ним величину.

Причем при реализации РЗ в цифровой среде измерительное преобразование аналогового тока необходимо проводить в цифровые коды по определенным правилам, установленным Международной электро-

технической комиссией (МЭК). Решение этой актуальной задачи преобразования тока затрагивает много факторов и требует учета многих разнообразных по физической сути условий.

Цифровой датчик тока (ЦДТ) на основе первичного электромагнитного измерительного преобразователя тока, предназначенный для применения в распределительных сетях класса напряжения 6-20 кВ, разработан и реализован в рамках выполнения научно-исследовательской и опытно-конструкторской работы (НИОКР).

Работа измерительных преобразователей тока происходит в сложных условиях, обусловленных тем, что входная величина (первичный аналоговый ток в силовых цепях электрических сетей) отображает сложный, как правило, нестационарный электромагнитный или электромеханический процесс [1]. Кроме этого, входная величина ЦДТ находится на высоком потенциале, и необходимо обеспечить гальваническое разделение входных и выходных цепей датчика с соответствующей классу напряжения электрической изоляцией.

Основные требования к ЦДТ можно сформулировать в следующем виде:

1. Гальваническое разделение первичных (входных) и вторичных (выходных) цепей с изоляцией, соответствующей классу напряжения первичных цепей.

2. Неискажающее (с минимально возможными искажениями) преобразование сигналов.

- Эффективная защита от внешних помех и шумов, которые могут проникать в тракт измерения сигнала в реальных условиях эксплуатации.

- Минимально возможные искажения, вносимые датчиком в динамике при изменении быстро изменяющихся сигналов.

- Минимально возможные искажения, вызываемые нелинейностями.

3. Удобное согласование (сопряжение) выходных параметров датчиков с входными параметрами цифровых устройств РЗ.

4. Высокая стабильность характеристик в реальных условиях окружающей среды электроэнергетических объектов.

5. Простая конструкция (на основе недорогих доступных материалов отечественного производства), не требующая сложных технологий изготовления и индивидуальной настройки (калибровки) датчиков.

Структура ЦДТ

Измерительное преобразование, выполняемое ЦДТ, – это отражение размера измеряемой физической величины (аналогового тока) размером другой величины, функционально однозначно с ней связанной (в виде цифрового кода).

Основой ЦДТ является первичный преобразователь тока. На рис. 1 показана обобщенная функциональная схема ЦДТ. Первичный преобразователь реализует функцию аналогового преобразования

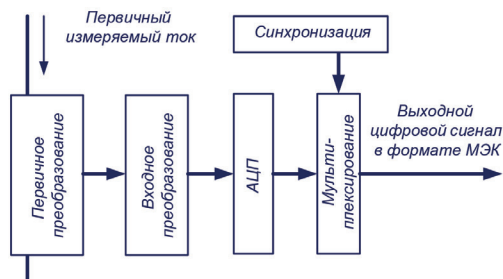


Рис. 1. Общая функциональная схема измерения тока цифровым датчиком

первичного измеряемого тока в пропорциональный ему вторичный ток. Таким образом, в идеальном случае он представляет собой преобразователь ток-ток с постоянным коэффициентом передачи.

Выходной ток первичного преобразователя в аналоговом виде преобразуется в пропорциональное ему напряжение входным преобразователем ток-напряжение, также с постоянным коэффициентом передачи.

С помощью аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) производится изменение формы представления сигнала из аналогового в дискретный по возможности без потери информационных свойств сигнала. Далее дискретный сигнал в виде выходного кода АЦП через канал связи поступает на вход мультиплексора (блока кодировки). Формат сигнала, соответствующего требованиям МЭК 61850, предполагает привязку его к системе единого времени с целью синхронизации устройств, в которых используют этот сигнал. Опорные метки времени, содержащиеся в выходном сигнале ЦДТ, формируют в специальном блоке синхронизации. Этот блок связан постоянно или на определенных интервалах времени с источниками сигналов единого времени от спутниковых систем ГЛОНАСС или GPS с целью корректировки хода времени в локальной цифровой сети подстанции.

Сигнал, представленный в виде кода, соответствующего требованиям стандарта МЭК 61850, с выхода блока кодировки передается в соответствующую шину данных и может быть использован как входной сигнал устройств РЗА и устройствами верхнего уровня автоматизированных систем управления.

Необходимо отметить, что операции по изменению кодировки выходного сигнала по протоколу МЭК 61850, требуют значительных вычислительных ресурсов. Аппаратные элементы, выполняющие эти операции, имеют значительную электрическую мощность и потребляют значительное количество электрической энергии, которая не может быть получена от автономного или специального источника питания, построенного по принципу отбора мощности от измеряемого сигнала. Поэтому перекодировку сигналов при малых токах целесообразно выполнять устройством, питание которого можно осуществлять от оперативных цепей подстанции.

relay protection when using them.

Keywords: digitalization, digital current sensor, relay protection, electromagnetic current converter.



Гвоздев

Дмитрий Борисович

В 1996 г. окончил Кузбасский государственный технический университет по специальности «Электроснабжение».

В 2000 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Повышение безопасности эксплуатации взрывозащищенных аппаратов на примере шахтных пускателей».

Первый заместитель генерального директора - главный инженер

ПАО «Россети

Московский регион».



Бульчев

Александр Витальевич

В 1980 г. окончил Вологодский политехнический институт по специальности «Электроснабжение промышленных предприятий, городов и сельского хозяйства», инженер-электрик.

В 1998 г. окончил докторантуру и защитил докторскую диссертацию на тему «Совершенствование защит блоков генератор-трансформатор и электродвигателей».

Директор по науке ООО «НПП Бреслер», профессор.



Грибов

Максим Александрович

В 2005 г. окончил

Московский энергетический институт (ТУ) по специальности «Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем».

Директор департамента релейной защиты и режимной автоматики электрических сетей ПАО «Россети Московский регион».

Обобщенные входные сигналы РЗ

Принципы действия большинства устройств защиты таковы, что они должны реагировать на токи и напряжения, возникающие в защищаемых электрических цепях при повреждениях и аномальных режимах работы, сопровождающихся переходными процессами. Наиболее интенсивные электромагнитные переходные процессы вызывают короткие замыкания (КЗ).

Ток КЗ изменяется по сложному закону, определяемому многими факторами: мощностью источника питания, линейными и нелинейными параметрами цепи КЗ, наличием автоматических регуляторов возбуждения у генераторов, характером повреждения, начальными условиями КЗ и др.

Наблюдаемый РЗ ток в цепи КЗ, как правило, содержит аperiodические составляющие, периодическую составляющую промышленной частоты, ряд составляющих высших гармоник и свободные колебательные составляющие, частота которых определяется параметрами цепи КЗ.

Обобщенную математическую модель входных сигналов устройств РЗ в общем виде можно представить суммой, как правило, затухающих аperiodических и гармонических составляющих [1, 2]:

$$x(t) = \sum_{k0=1}^{n0} X_{k0} e^{-\beta_{k0}t} + \sum_{k1=1}^{n1} X_{k1} e^{-\beta_{k1}t} \cos(\omega_{k1}t - \psi_{k1}) + \sum_{k2=1}^{n2} X_{k2} e^{-\beta_{k2}t} \cos(\omega_{k2}t - \psi_{k2}),$$

где X_{k0} и β_{k0} – соответственно начальное значение и коэффициент затухания аperiodической составляющей сигнала с номером $k0$;

X_{k1} , ω_{k1} , ψ_{k1} , β_{k1} – соответственно амплитуда, угловая частота, начальная фаза и коэффициент затухания $k1$ -й составляющей гармонического сигнала (причем частота гармонических составляющих кратна основной частоте сети и $k1$ -целые числа);

X_{k2} , ω_{k2} , ψ_{k2} , β_{k2} – амплитуда, угловая частота, начальная фаза, коэффициент затухания $k2$ -й составляющей гармонического сигнала с произвольной частотой, не связанной с основной частотой сети ($k2$ – произвольное положительное число); $n0$, $n1$, $n2$ – верхние границы суммирования соответственно аperiodических и гармонических составляющих обобщенного сигнала;

t – независимая переменная – время.

В большинстве случаев, применительно к контролируемым РЗ сигналам, можно не учитывать некоторые второстепенные аperiodические и свободные колебательные составляющие и представить ток КЗ в виде следующей суммы [2]:

$$i_K(t) = I_0 e^{-t/\tau} + I_{A1} \cos(\omega t - \psi_{A1}) + I_{A2} \cos(2\omega t - \psi_{A2}) + I_{A3} \cos(3\omega t - \psi_{A3}) + \dots;$$

где I_0 – начальное значение основной аperiodической составляющей тока КЗ;

$\tau = L_K/R_K$ – постоянная времени цепи КЗ; L_K и R_K – индуктивность и активное сопротивление цепи КЗ;

I_{A1} , I_{A2} , I_{A3} – амплитуды периодических составляющих тока КЗ первой, второй и третьей гармоник соответственно;

ω – угловая частота периодической составляющей тока (основной) первой гармоники;

ψ_{A1} , ψ_{A2} , ψ_{A3} – углы, характеризующие фазы соответствующих составляющих тока в момент возникновения КЗ.

Представление об амплитудных значениях периодических и начальных уровнях аperiodических составляющих входных сигналов устройств защиты можно получить на основе следующих рассуждений. В большинстве случаев защиты контролируют токи защищаемых объектов от тока холостого хода (обычно принимается равным 0,01 номинального тока), до максимально возможного тока КЗ, превышающего номинальный ток в 30-40 раз [1, 2]. Наибольшее начальное значение аperiodической составляющей тока КЗ принимают равным амплитуде периодической составляющей тока КЗ.

Входные сигналы РЗ в частотной области

Существует два равноценных способа описания произвольного сигнала [3]. Первый способ основан на математическом представлении сигнала в виде функции $x(t)$, где независимая переменная t – время. Этот подход был использован выше. Математическое представление сигнала по второму способу имеет вид $x(\omega)$, где независимая переменная ω – частота. Эти две формы представления сигнала связаны друг с другом преобразованием Фурье, и их равноценно используют для решения разных исследовательских задач.

Функцию частоты $x(\omega)$ удобно использовать для исследования информативности

сигнала. Сигнал произвольной формы $x(t)$ представляются в частотной области в виде спектра, определяемого прямым преобразованием Фурье:

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Обратное преобразование Фурье позволяет преобразовать функцию частоты $X(j\omega)$ в функцию времени:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Необходимо учесть, что преобразование Фурье применимо только к функциям $x(t)$, удовлетворяющим условиям Дирихле и абсолютно интегрируемым в бесконечных пределах.

По сути, произвольный сигнал $x(t)$ в частотной области представляет собой совокупность бесконечной суммы гармонических колебаний, бесконечно близких по частоте и с бесконечно малыми амплитудами $X(j\omega)/2\pi$ во всем диапазоне частот от $-\infty$ до $+\infty$.

В реальных условиях функция времени $x(t)$ обычно бывает определена только при $t > 0$. При $t < 0$ принимают $x(t) = 0$. Спектр сигнала в этом случае находят с помощью одностороннего преобразования Фурье:

$$X(j\omega) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Спектры отдельных составляющих сигналов РЗ

Применительно к РЗ наибольший интерес представляют спектры аperiodических и гармонических сигналов.

Пусть имеется сигнал в виде экспоненты:

$$x(t) = \begin{cases} e^{-\beta t} & \text{при } t \geq 0; \\ 0 & \text{при } t < 0. \end{cases}$$

В частотной области этот сигнал можно представить так:

$$X(j\omega) = \int_0^{\infty} e^{-\beta t} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{\beta + j\omega}.$$

Модуль и аргумент этой функции, соответственно, есть спектр амплитуд и спектр фаз сигнала экспоненциальной формы (рис. 2):

$$S(\omega) = |X(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + \omega^2}};$$

$$\theta(\omega) = \text{arctg} \frac{\omega}{\beta}.$$

Амплитудный спектр имеет вид убывающей функции, максимальное значение которой соответствует нулевой частоте. Это означает, что большая часть энергии этого сигнала, несущая информацию о процессе, сосредоточена в частотном диапазоне вблизи нулевой частоты.

Импульс прямоугольной формы во временной области можно рассматривать как особый предельный вариант сигнала экспоненциальной формы (рис. 2):

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < t < t_1; \\ 0 & \text{при } t < 0 \text{ и } t > t_1. \end{cases}$$

Здесь t_1 – верхняя временная граница сигнала.

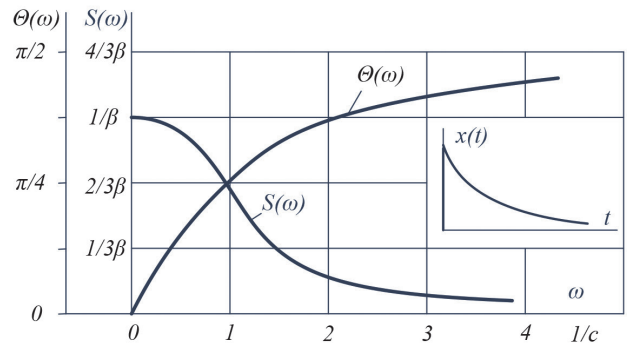


Рис. 2. Спектр амплитуд и спектр фаз сигнала в виде экспонент

В частотной области при интервале наблюдения от 0 до t_1 этот сигнал в комплексном виде представляют так:

$$X(j\omega) = \int_0^{t_1} e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{j\omega} (1 - e^{-j\omega t_1}) = \left[\frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega t_1}{2} \right] e^{-j\frac{\omega t_1}{2}}.$$

Амплитудный спектр:

$$S(\omega) = \left| \frac{2}{\omega} \sin \frac{\omega t_1}{2} \right|.$$

Учитывая особенность функции $X(j\omega)$, фазовый спектр определяют отдельно на каждом интервале частоты кратном $2\pi/t_1$:

$$\theta(\omega) = \frac{\omega t_1}{2} \text{ при } 0 < \omega < \frac{2\pi}{t_1};$$

$$\theta(\omega) = \frac{\omega t_1}{2} - \pi \text{ при } \frac{2\pi}{t_1} < \omega < \frac{4\pi}{t_1};$$

и т.д.

На рис. 3 показаны спектры прямоугольного импульса конечной длительности.

С увеличением длительности импульса его амплитудный спектр группируется все в более узкой области вблизи нулевой частоты, а его значение возрастает, стремясь в пределе к бесконечности.

При уменьшении длительности импульса, в пределе при $t_1 \rightarrow 0$, прямоугольный импульс конечной продолжительности превращается в единичную импульсную функцию. В этом случае спектр – это постоянная величина в бесконечном диапазоне частот:

$$X(j\omega) = \lim_{t_1 \rightarrow 0} \frac{\sin \frac{\omega t_1}{2}}{\frac{\omega t_1}{2}} e^{-j\frac{\omega t_1}{2}} = 1.$$

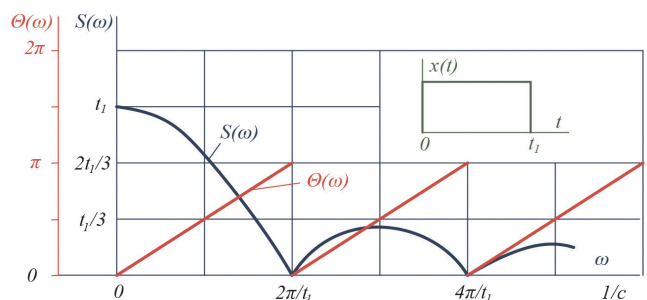


Рис. 3. Спектры прямоугольного импульса конечной длительности

Единичная импульсная функция имеет сплошной спектр, который выражается постоянной величиной и, следовательно, простирается до бесконечности по всей шкале частот без затухания. Этим обусловлено интересное следствие. В идеале, чтобы передать без искажений такой сигнал, необходимо иметь преобразователь с бесконечно широкой частотной полосой пропускания. В реальных условиях, чтобы передать реальный сигнал с приемлемыми искажениями, необходимо иметь такую частотную полосу пропускания тракта передачи сигнала, которая охватывает практически полностью спектр передаваемого сигнала.

Для количественных оценок используют понятие «активная полоса спектра» сигнала – это частотный диапазон, в котором сосредоточена подавляющая доля мощности сигнала [3]. Следовательно, в этой полосе спектра сосредоточена и подавляющая часть информативных свойств сигнала, которые необходимы для адекватных действий РЗ.

По условиям работы РЗ наблюдение за реальным процессом в контролируемой цепи ведется на протяжении определенного промежутка времени с момента появления сигнала до текущего момента δ . В этом случае спектр входного сигнала РЗ можно записать так:

$$X(j\omega) = \int_0^\delta x(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Практический интерес представляет оценка спектра сигнала, содержащего сумму нескольких составляющих. Учитывая линейность преобразования Фурье, спектр этого сигнала можно определить как сумму спектров его отдельных составляющих: отрезков экспоненциальной и косинусоидальной функций, а затем – совокупный спектр.

Сигнал экспоненциальной формы на интервале наблюдения δ во временной области записывают так:

$$x(t) = \begin{cases} e^{-\beta t} & \text{при } 0 \leq t \leq \delta; \\ 0 & \text{при } t < 0 \text{ и } t > \delta. \end{cases}$$

В частотной области этот сигнал представляет собой сплошной спектр:

$$X(j\omega) = \frac{1 - e^{-(\beta + j\omega)\delta}}{\beta + j\omega} = G + jQ.$$

Соответственно, амплитудный и фазовый спектр можно представить так:

$$S(\omega) = \sqrt{G^2 + Q^2}; \theta(\omega) = \arctg \frac{Q}{G};$$

где

$$G = \frac{\beta(1 - e^{-\beta\delta} \cos \omega\delta) + \beta e^{-\beta\delta} \sin \omega\delta}{\beta^2 + \omega^2};$$

$$Q = \frac{\omega(1 - e^{-\beta\delta} \cos \omega\delta) + \omega e^{-\beta\delta} \sin \omega\delta}{\beta^2 + \omega^2}.$$

При наиболее характерных для электрических систем значениях β ($10 \text{ с}^{-1} < \beta < 200 \text{ с}^{-1}$) амплитудный спектр практически не изменяется при изменении вре-

мени наблюдения (обычно $\delta > 0,01 \text{ с}$) и определяется главным образом коэффициентом затухания β .

Другой наиболее характерный для РЗ сигнал в виде отрезка косинусоиды:

$$x(t) = \begin{cases} \cos \Omega t & \text{при } 0 \leq t \leq \delta; \\ 0 & \text{при } t < 0 \text{ и } t > \delta, \end{cases}$$

где Ω – частота сигнала.

Спектр этого сигнала при наблюдении за ним целое число периодов колебаний можно записать так:

$$X(j\omega) = \frac{j\omega}{\Omega^2 - \omega^2} \left(1 - e^{-\frac{j\omega}{\Omega} 2\pi n} \right),$$

где n – целое число периодов косинусоиды, наблюдаемое за время δ .

Амплитудный спектр сигнала в виде отрезка косинусоиды:

$$S(\omega) = \left| \frac{\omega}{\Omega^2 - \omega^2} 2 \sin \left(\frac{\omega}{\Omega} \pi n \right) \right|.$$

Неопределенность вида 0/0, которая имеет место в амплитудном спектре при $\omega = \Omega$, раскрывается по правилу Лопитала:

$$S(\omega) = \frac{\pi n}{\Omega}.$$

Следует отметить, что амплитудный спектр сигнала в виде отрезка косинусоиды существенно зависит от времени наблюдения и, по мере увеличения числа наблюдаемых периодов n , группируется все в более узкой области частот вблизи частоты сигнала Ω .

Сигнал, являясь физическим носителем информации для РЗ, переносит информацию со входа на выход преобразователя сигнала в виде энергии. Таким образом, передача и преобразование сигналов информации связаны с передачей и преобразованием энергии. Поэтому для количественной оценки параметров сигналов можно установить частотный диапазон, в котором сконцентрирована основная часть энергии сигнала. Плотность энергии сигнала в частотной области в соответствии с равенством Парсеваля пропорциональна квадрату модуля амплитудного спектра сигнала $|S(\omega)|^2$. Следовательно, по виду амплитудного спектра сигнала $|S(\omega)|$, не вычисляя строго энергию сигнала, можно приблизительно судить о ее распределении в частотной области. Подавляющая часть энергии сигналов, наиболее близких по форме к реальным (экспоненциальные и гармонические с длительностью от 10 до 60 мс при основной частоте 50 Гц), сосредоточена в диапазоне частот от 0 до 2000 Гц (рис. 4, а). На рис. 4, б показано трехмерное изображение спектра при изменении длительности наблюдения сигнала, которое наглядно иллюстрирует расширение полосы частот сигнала по мере уменьшения длительности наблюдения. Видно, что при достаточно длительном наблюдении за сигналом его спектр концентрируется вблизи основной частоты (например, при наблюдении про-

должительностью более 3 периодов основной частоты сигнала). При кратковременном наблюдении сигнала (например, 1 период основной частоты сигнала) его спектр расширяется. Важно отметить, что происходит существенное расширение активной полосы сигнала в сторону нижних частот.

Таким образом, для представления входных сигналов РЗ в частотной области необходимо использовать частотный диапазон примерно от 0 до 2000 Гц.

Важное условие неискажающей передачи сигналов применительно к частотной области формулируют просто и наглядно. Для того чтобы преобразователь не искажал форму сигнала, его амплитудно-частотная характеристика должна быть равномерной (иными словами, коэффициент передачи – постоянным), а фазо-частотная характеристика – линейной (другими словами, фазовый сдвиг должен быть связан с частотой линейной зависимостью) в активной полосе частот сигнала. Строгое выполнение этого требования возможно только в идеальных цепях с резистивными параметрами. В

реальных преобразователях и цепях с реактивными элементами выполнение условия неискажающей передачи сигналов можно обеспечить лишь в ограниченном частотном диапазоне. Полоса пропускания (или диапазон частот, в пределах которого амплитудно-частотная характеристика преобразователя достаточно равномерна для того, чтобы обеспечить передачу сигнала без существенного искажения его формы) должна охватывать подавляющую часть амплитудного спектра передаваемого сигнала. Фазо-частотная характеристика преобразователя в этой полосе частот должна быть такой, чтобы ее можно было считать линейной. Таким образом, для того чтобы передать на вход РЗ информацию о процессах в первичных электрических цепях с минимальными потерями, необходимо иметь преобразователи сигналов с частотной полосой от 0 до 2000 Гц.

Однако следует заметить, что с уменьшением времени наблюдения за сигналом, что соответствует повышению быстродействия защит, его амплитудный спектр расширяется и становится более однородным. Следовательно, чем выше быстродействие защит, тем шире должен быть рабочий частотный диапазон преобразователей сигналов.

Первичный преобразователь тока

Основой любого датчика тока является первичный измерительный преобразователь, выполняющий одно частное измерительное преобразование первичного тока в другой сигнал (ток или напряжение), удобный для дальнейшей обработки в устройствах РЗ.

Электромагнитные преобразователи (ЭП) широко используют в качестве основы датчиков тока более сотни лет. Электромагнитный принцип является основой самых распространенных датчиков тока для РЗ – электромагнитных трансформаторов тока (ТТ), трансреакторов (ТТ с немагнитным зазором в сердечнике), катушек Роговского (трансформатор без ферромагнитного сердечника) и др. Успешное применение этих датчиков обусловлено непревзойденной надежностью, простотой конструкции, точным общепризнанным математическим описанием.

Электромагнитный преобразователь тока в общем виде в линейном режиме работы в диапазоне частот сигналов РЗ может быть представлен схемой замещения с сосредоточенными параметрами, приведенными к вторичной обмотке (рис. 5) [4]. На схеме приняты

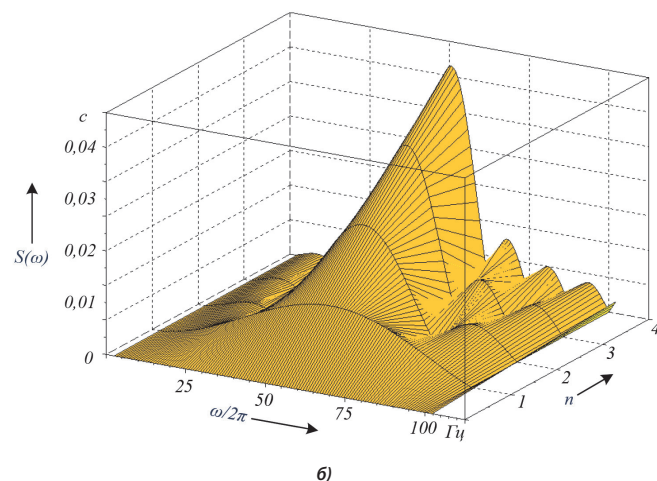
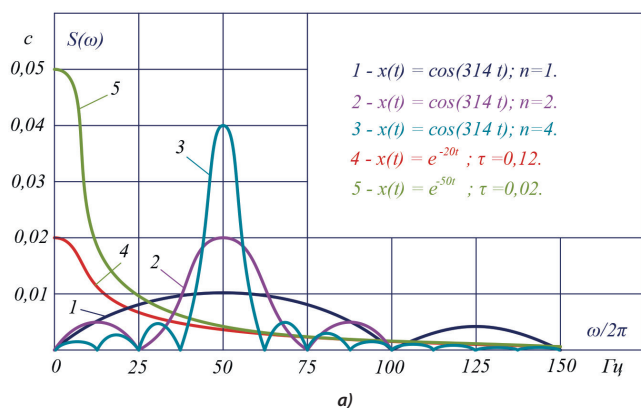


Рис. 4. График функции $|S(\omega)|$ при разной длительности наблюдения и постоянных времени затухания (а), и трехмерное изображение изменяющегося спектра при изменении длительности наблюдения (б)

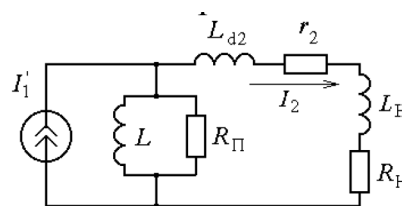


Рис. 5. Схема замещения ЭП

следующие обозначения: L и R_{Π} – индуктивность намагничивания и эквивалентное сопротивление потерь в сердечнике; r_2 и L_{d2} – активное сопротивление и индуктивность рассеяния вторичной обмотки; R_H и L_H – активное сопротивление и индуктивность нагрузки.

В линейных режимах работы при использовании в системах РЗ ЭП достаточно точно отображаются передаточной функцией [4]:

$$H_{ЭП}(p) = \frac{I_2(p)}{I_1'(p)} = \frac{bp}{a_2p^2 + a_1p + a_0},$$

где $I_2(p)$ и $I_1'(p)$ – изображения по Лапласу вторичного I_2 и приведенного ко вторичной цепи первичного I_1 токов;

$a_0 = a_2$, b – постоянные коэффициенты, определяемые параметрами обмоток и сердечника ЭП.

В соответствии с Г-образной схемой замещения ЭП (рис. 5): $a_0 = R_{\Pi}R_2$; $a_1 = R_{\Pi}(L + L_2) + LR_2$; $a_2 = LL_2$; $b = R_{\Pi}L$. Здесь $L_2 = L_{d2} + L_H$; $R_2 = r_2 + R_H$.

Модуль и аргумент комплексного коэффициента передачи $H_{ЭП}(j\omega)$, соответствующего передаточной функции (где формально оператор P заменен на комплексную частоту $j\omega$), представляет собой амплитудную и фазовую частотные характеристики ЭП (рис. 6). Иными словами, определяют зависимость коэффициента передачи $A_{ЭП}(\omega)$ и фазы $\varphi_{ЭП}(\omega)$ выходного сигнала ЭП от частоты:

$$A_{ЭП}(\omega) = |H_{ЭП}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{L_2}{L} + \frac{R_2}{R_{\Pi}}\right)^2 - \left(\frac{R_2}{\omega L} - \frac{\omega L_2}{R_{\Pi}}\right)^2}};$$

$$\varphi_{ЭП}(\omega) = \frac{\text{Im}[H_{ЭП}(j\omega)]}{\text{Re}[H_{ЭП}(j\omega)]} = \text{arctg} \frac{\frac{R_2}{\omega L} - \frac{\omega L_2}{R_{\Pi}}}{1 + \frac{L_2}{L} + \frac{R_2}{R_{\Pi}}}.$$

Имея амплитудную и фазовую частотные характеристики можно выделить полосу частот, в которой ЭП обеспечивают передачу сигнала с приемлемыми искажениями. В области средних частот фазо-частотная характеристика ЭП переходит через нулевую линию, а

амплитудно-частотная характеристика достигает максимума при частоте ω_0 :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_2 R_{\Pi}}{L_2 L}}.$$

При традиционной конструкции ЭП на основе сердечника кольцевой (тороидальной) формы с равномерно размещенной на нем вторичной обмоткой соблюдаются соотношения параметров: $L_2/L \ll 1$, $R_2/R_{\Pi} \ll 1$ и можно принять: $L_2/L = R_2/R_{\Pi} = 0$.

В области низких частот $\omega L_2/R_{\Pi} \ll R_2/\omega L$ и можно принять $\omega L_2/R_{\Pi} = 0$.

С учетом принятых допущений и ограничений для нижней граничной частоты можно записать простое и наглядное выражение:

$$f_H = \frac{R_2}{2\pi L \text{tg}\varphi_H}.$$

В области высоких частот $R_2/\omega L \ll \omega L_2/R_{\Pi}$, поэтому можно допустить $R_2/\omega L = 0$, и для верхней граничной частоты записать:

$$f_B = \frac{\text{tg}\varphi_H R_{\Pi}}{2\pi L_2}.$$

Здесь φ_H и φ_B – допустимые фазовые сдвиги на низких и высоких частотах.

При заданных допустимых уровнях спада амплитудно-частотной характеристики на границах полосы пропускания ЭП: на низких A_H и на высоких A_B частотах граничные частоты ЭП, соответственно, можно определить так:

$$f_H = \frac{A_H}{\sqrt{1 - A_H^2}} \frac{R_2}{2\pi L};$$

$$f_B = \frac{\sqrt{1 - A_B^2}}{A_B} \frac{R_{\Pi}}{2\pi L_2}.$$

Численные примеры расчетов при $A_H = A_B = 0,7$ показывают (рис. 6), что ЭП, построенные на основе нанокристаллических сердечников, имеют широкий рабочий частотный диапазон от 0,2 Гц до 4,5 кГц (кривые 1), а ЭП на основе сердечника с немагнитным зазором – от 18 Гц до 7 кГц (кривые 2). Преобразователи первого типа, имея более низкую нижнюю граничную частоту, обеспечивают более точную передачу сигналов РЗ.

Анализ свойств ЭП

Для идеального ЭП, в соответствии со схемой замещения (рис. 5) и передаточной функцией, коэффициент передачи $A_{ЭП}(\omega)$ должен быть равен 1. Таким образом, следующие за 1 в знаменателе члены формулы для $A_{ЭП}(\omega)$ характеризуют погрешности ЭП. Как видно, погрешности зависят от соотношений параметров: L_2/L , R_2/R_{Π} , R_2/L , L_2/R_{Π} .

Чем меньше отношения L_2/L , R_2/R_{Π} , тем меньше независимая от частоты составляющая погрешностей. При ничтожно малых $L_2/L = 0$ и $R_2/R_{\Pi} = 0$ эта составля-

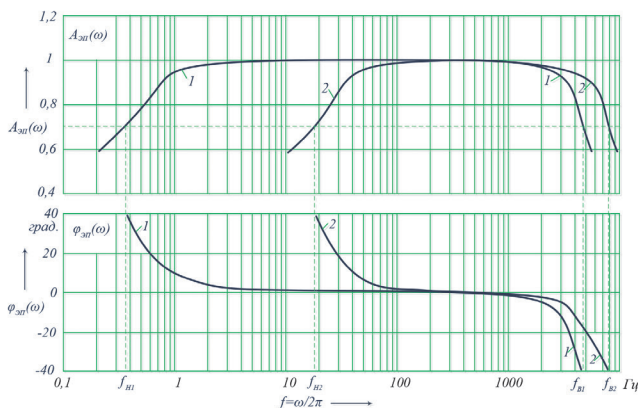


Рис. 6. Частотные характеристики ЭП

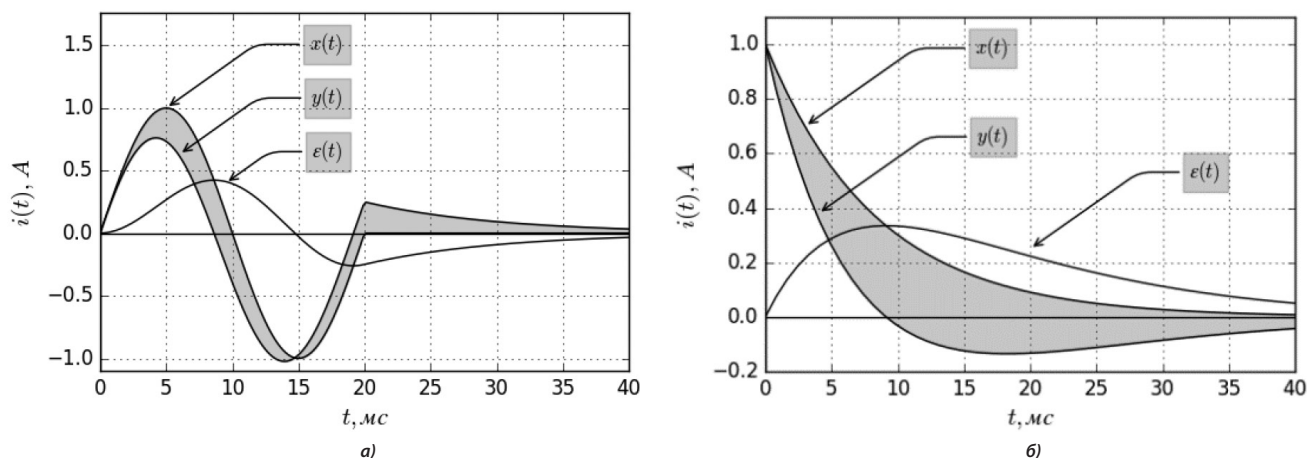


Рис. 7. Искажения, характерные для ЭП с узкой полосой пропускания сигналов

юющая погрешностей практически отсутствует. В частности, при $R_2 = 0$ (в режиме КЗ ЭП) и L , стремящейся к бесконечности, она минимальна. Иными словами, чем меньше сопротивление вторичной цепи ЭП ($L_2 - R_2$) и чем меньше ток в ветви $L-R_{П}$, тем меньше погрешности преобразования измеряемого тока.

Составляющая погрешностей, связанная с частотой, определяется другими соотношениями параметров: R_2/L , $L_2/R_{П}$. Чем меньше R_2 и чем больше L , тем меньше нижняя граничная частота ЭП. Именно это расширение полосы пропускания ЭП в область низких частот важно для обеспечения неискажающей передачи сигналов РЗ, т.к. энергия (информативность) этих сигналов сосредоточена в области низких частот [5]. Чем меньше L_2 и больше $R_{П}$, тем больше верхняя граничная частота ЭП. Параметры реальных ЭП, как правило, таковы, что верхняя граничная частота составляет десятки кГц, что вполне достаточно для неискажающей передачи любых сигналов РЗ.

Конструкция ЭП должна позволять обеспечивать не только неискажающее преобразование сигналов, а еще и гальваническое разделение первичных и вторичных цепей в соответствии с требованиями класса напряжения на котором эти ЭП используются. Важными условиями успешной эксплуатации ЭП в составе датчиков тока являются их механическая прочность, стойкость при динамических и статических воздействиях, защищенность от негативных воздействий окружающей среды.

Решение выполнять первичный преобразователь тока в ЦДТ на основе ЭП на кольцевом сердечнике вызвано необходимостью наиболее полно соответствовать всему комплексу требований. Чтобы обеспечить возможно большую индуктивность L и меньшую индуктивность рассеяния, которая, в основном, определяет L_2 , надо использовать кольцевой сердечник, выполненный из материала с высокой относительной магнитной проницаемостью. Равномерно расположен-

ная на нем обмотка имеет минимально возможную индуктивность рассеяния.

Необходимо отметить, что применение в ЭП сердечника с немагнитным зазором или катушки без ферромагнитного сердечника приводит к значительному уменьшению эквивалентной индуктивности L , и в свою очередь, к значительному увеличению погрешностей ЭП. На рис. 7 показаны графические изображения входных $x(t)$ и выходных $y(t)$ сигналов, иллюстрирующие искажения $\varepsilon(t)$ при передаче сигналов в форме отрезка синусоиды длительностью 20 мс с частотой 50 Гц (рис. 7, а) и экспоненты с постоянной времени 15 мс (рис. 7, б).

В случаях, когда индуктивность L мала, нижняя граничная частота ЭП при реальных R_2 высока, возникают амплитудные и фазовые искажения. Как видно (рис. 7, а), выходной сигнал отличается от приведенного входного по амплитуде и сдвинут по времени. Причем сигнал на выходе ЭП не исчезает в момент прекращения входного воздействия (момент 20 мс по оси времени). Этот эффект может оказать негативное влияние на работу РЗ. При передаче сигнала экспоненциальной формы также наблюдается эффект перерегулирования. Как видно (рис. 7, б), выходной сигнал меняет знак. Это также может нарушить достоверность работы РЗ.

Хорошие перспективы открывает применение для сердечников ЭП нанокристаллических материалов с улучшенными ферромагнитными свойствами. Например, лента типа АМАГ, изготовленная из нанокристаллического сплава на основе железа, толщиной 18 мкм с относительной магнитной проницаемостью не менее 30000, широким линейным диапазоном характеристики намагничивания и незначительным гистерезисом. Свойства новых материалов для сердечников позволяют строить ЭП с широким диапазоном линейного преобразования сигналов, соответствующие требованиям измерений электрических величин, учета электрической энергии и РЗ.

Преобразование аналоговых данных в цифровой формат

Выходную величину в цифровом датчике тока необходимо представлять в виде сложных дискретных сигналов, структура которых определена стандартом МЭК 61850. Это вызывает необходимость выполнять в датчике операции дискретизации и мультиплексирования. В общем, по функциональной сути ЦДТ представляет собой измерительный прибор для статических и динамических измерений (рис. 8).

Вход ЦДТ (первичную обмотку) включают последовательно в цепь с измеряемым током. В первичном преобразователе (блоке ПП), реализованном на основе ЭП, осуществляется преобразование измеряемого первичного тока во вторичный ток в аналоговом виде и обеспечивается гальваническое разделение входных и выходных цепей ЦДТ.

Выходной ток блока ПП преобразуется в напряжение входным преобразователем сигналов и после предварительной обработки, с помощью АЦП, в поток дискретных значений. По условиям обеспечения минимальных потерь информации при оцифровке сигналов использован АЦП с дифференциальным входом, разрешающей способностью 16 бит и частотой дискретизации 400 тысяч выборок в секунду.

Поток дискретных данных с выхода АЦП поступает на приемный вход блока электроники. В этом блоке обеспечивается сопряжение потока дискретных сигналов, формируемых АЦП, с цифровыми устройствами. Осуществляются функции мультиплексирования, формируются цифровые пакеты данных в формате стандарта МЭК 61850-9-2 или МЭК 61850-9.2 LE и реализуются алгоритмы РЗ контролируемого присоединения [6].

Функции РЗА в ЦДТ

Важнейшей особенностью вновь разработанного ЦДТ является то, что в электронной части ЦДТ совмещено выполнение функции мультиплексирования измеряемых токов и функций РЗ для присоединения, на котором этот датчик установлен. Таким образом, ЦДТ представляет собой не только источник информации о токе присоединения, а еще и контролирующей состояние присоединения своеобразный «расцепитель», формирующий сигнал на отключение выключателя в случаях возникновения повреждения контролируемого присоединения. В ЦДТ реализованы все основные защиты: селективные и неселективные токовые отсечки, максимальные токовые защиты, защиты от перегрузки токами с зависимой время-токовой характеристикой, и другие токовые защиты, предусмотренные нормативными документами для электрических сетей 6-20 кВ.

Структура датчика с совмещением функций позволяет обеспечить высокую надежность функционирования РЗ. В случае повреждения или нарушения работы шины данных подстанции (как правило, она более уязвима по сравнению со средствами релейной защиты) РЗ может работать в локальном (автономном) режиме, выполняя свои функции и имея возможность действовать на выключатель соответствующего присоединения непосредственно от блока электроники датчика тока.

Внешний вид опытного образца однофазного ЦДТ с номинальным током 1000 А показан на рис. 9.

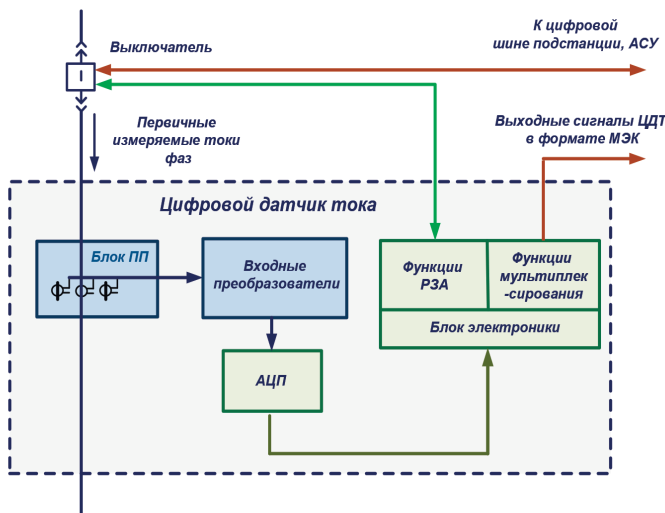


Рис. 8. Структурная схема ЦДТ с функциями РЗ

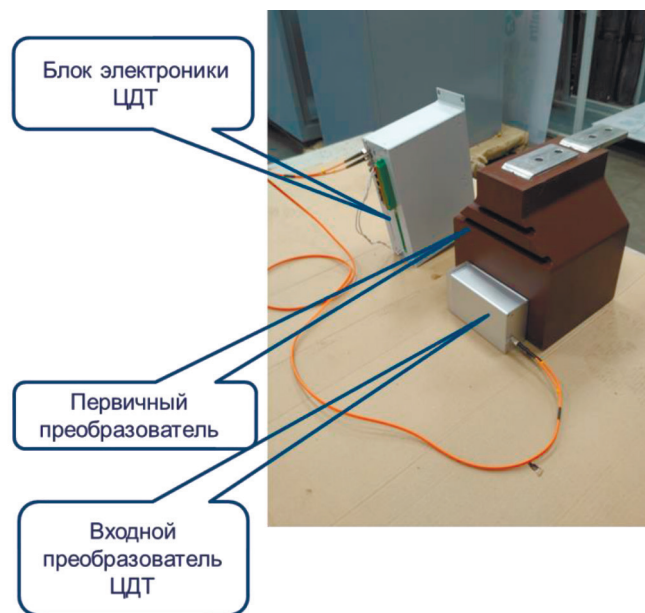


Рис. 9. Внешний вид опытного образца однофазного ЦДТ с номинальным током 1000 А

Испытания опытных образцов ЦДТ

В соответствии с изложенным подходом разработаны и созданы однофазные и трехфазные опытные образцы ЦДТ на номинальное напряжение 10 кВ. Проведены всесторонние испытания ЦДТ в лабораториях разработчика и заказчика. Опытные образцы ЦДТ проходят испытания в реальных условиях эксплуатации на действующей подстанции 110/10 кВ ПАО «Россети Московский регион». Результаты испытаний подтвердили соответствие ЦДТ требованиям технического задания и правомерность принятых при разработке решений.

В результате испытаний установлено, что полная относительная погрешность преобразования первичного тока в цифровой код по стандарту МЭК не превышает 5% во всем регламентированном диапазоне токов от 0,01 до 40 номинальных токов датчика (рис. 10).

Можно отметить еще и то, что при токах от 0,01 до 1,2 номинального погрешности ЦДТ не превышают значений, установленных для класса точности 0,2s. При небольших кратностях тока до 5 кратного номинального погрешности не превышают 2,5%, а при больших (5-40 номинального) – находятся в диапазоне от 2,5% до 5%. Эти результаты позволяют рассматривать возможность применения ЦДТ как для целей информационного обеспечения РЗА электрических, так и для систем измерений тока.

Выводы

1. Создан проект и опытные образцы ЦДТ с улучшенными характеристиками преобразования тока и расширенными функциональными возможностями. Новый датчик обеспечивает неискажающее преобразование первичного аналогового тока в электрических цепях с напряжением 6-20 кВ в цифровой код, соответствующий требованиям протокола МЭК 61850. При создании датчика максимально полно использованы нанокристаллические ферромагнитные материалы и электронные компоненты отечественного производства.

2. Программно-аппаратная часть нового ЦДТ построена так, что в ней совмещены функции мультиплексирования (преобразования сигнала в цифровой код по требованиям протокола МЭК 61850) и функции РЗ присоединения. Это совмещение функций позволяет расширить функциональные возможности в части резервирования и существенно повысить надежность РЗ путем сохранения работоспособности защит присоединений при нарушении работы цифровой шины данных подстанции.

3. Проведен анализ основных преобразовательных свойств разработанных датчиков путем теоретических и экспериментальных исследований. Установлено, что вновь разработанные датчики имеют приемлемую точность преобразования сигналов РЗ как в стационар-

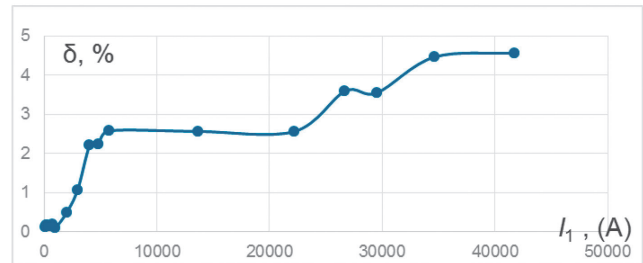


Рис. 10. Кривая полной погрешности ЦДТ (δ) в зависимости от входного тока, полученная при испытаниях опытного образца ЦДТ с номинальным током 1000 А

ных, так и в динамических режимах контролируемых объектов, и могут использоваться как измерители тока с цифровым выходом в системах РЗ высокоавтоматизированных подстанций на ступенях напряжения 6-20 кВ.

Литература:

1. Ульянов С.А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах. – М.-Л.: Энергия, 1964. – 704 с.
2. Ванин В.К., Павлов Г.М. Релейная защита на элементах вычислительной техники. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 336 с.
3. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1962. – 236 с.
4. Булычев А.В., Ванин В.К. Исследование частотных характеристик трансформаторов тока // Энергетика (Изв. высш. учеб. заведений). – 1987. – № 8. – С. 16-21.
5. Алюнов А.Н., Булычев А.В., Гуляев В.А. Прохождение сигналов релейной защиты через электромагнитные трансформаторы тока // Электричество. – 2004 г. – № 7. – С. 29-33.
6. Булычев А.В., Гвоздев Д.Б., Грибков М.А. Инженерно-экономический анализ схем построения релейной защиты в сетях 6-20 кВ на основе цифровых датчиков тока // Релейная защита и автоматизация. – 2024. – № 1 (54). – С. 66-74.