

**Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»**

# **Цифровая электротехника: проблемы и достижения**

**Выпуск III**



Научно-производственное предприятие «ЭКРА»

# **Цифровая электротехника: проблемы и достижения**

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»

Выпуск III

Чебоксары, 2014

УДК 621.31

ББК 31.2

Ц75

***Редакционная коллегия:***

**Ю.Н. Алимов**, канд. техн. наук (главный редактор),

**Н.А. Дони**, канд. техн. наук (научный редактор),

**А.М. Наумов**, канд. техн. наук,

**А.А. Шурупов**, канд. техн. наук,

**В.М. Шевцов**, канд. техн. наук (ответственный редактор).

**Ц75    Цифровая электротехника: проблемы и достижения:**  
Сборник научных трудов НПП «ЭКРА». Выпуск III. – Чебоксары: РИЦ «СРЗАУ», 2014. – 104 с.

В сборнике изложены результаты теоретических и прикладных научно-технических исследований и разработок в актуальных областях цифровой электротехники: в первую очередь, в микропроцессорных устройствах релейной защиты и автоматики, низковольтных комплектных устройствах для электроэнергетики, в современных системах цифрового управления электроприводами. Уделено внимание цифровому моделированию в системах реального времени. Предназначен для специалистов, занимающихся разработкой, внедрением в производство и эксплуатацией изделий цифровой электротехники. Будет полезен молодым инженерам, магистрантам, аспирантам, а также преподавателям и научным сотрудникам соответствующих специальностей.

*Печатается по решению научно-технического совета ООО НПП «ЭКРА»*

ISBN 978-5-9905237-3-9

УДК 621.31

© ООО НПП «ЭКРА», 2014

# СОДЕРЖАНИЕ

- 1. Малый А.П., Дони Н.А., Шурупов А.А. .... 5**  
Зависимость уставки блокировки дистанционной защиты при качаниях по скорости изменения сопротивления от параметров энергосистемы  
Malyi A.P., Doni N.A., Shurupov A.A.  
Power swing blocking setting based on impedance rate-of-change for distance protection versus power system parameters
- 2. Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Иванов Н.Г. .... 18**  
Фундаментальные свойства эффективных структурных моделей тока короткого замыкания электрической сети  
Antonov V.I., Naumov V.A., Soldatov A.V., Ivanov N.G.  
Fundamental properties of the effective structural models of fault current in electric network
- 3. Кошельков И.А., Дони Н.А., Петров А.А. .... 30**  
Функциональные испытания терминала дифференциальной токовой защиты шин с использованием протокола SV стандарта МЭК 61850  
Koshelkov I.A., Doni N.A., Petrov A.A.  
Functional tests of ied differential bus protection made with the support of the protocol standard SV IEC 61850-9-2LE
- 4. Пашковская Е.В., Понамарев Е.А. .... 40**  
Вопросы моделирования переходных режимов трансформаторов тока в схемах дифференциальных защит блочных трансформаторов  
Pashkovskaya E.V., Ponamarev E.A.  
On transition modes modeling of current transformers indifferentiation protection schemes of unit transformers
- 5. Лазарев С.А., Мигушов С.Н. .... 48**  
Анализ совместимости многоуровневого преобразователя частоты с сетью и электродвигателем в частотно-регулируемом электроприводе  
Lazarev S.A., Migushov S.N.  
Analysis compatibility of frequency converter with electric motor and network in frequency regulated electric drive

<b>6. Герасимов А.А., Никитин И.А. ....</b>	<b>57</b>
О возможности применения дистанционной защиты с полигональной характеристикой в тяговых сетях горнодобывающей промышленности	
Gerasimov A.A., Nikitin I.A. The possibility of using the distance protection with polygonal characteristics traction network in the mining industry	
<b>7. Шаварин Н.И., Яров В.М., Лазарева Н.М., Лях А.В., Иванов А.Л. ....</b>	<b>64</b>
Двухфазный повышающий конвертер с цифровым управлением	
Shavarin N.I., Yarov V.M., Lazareva N.M., Lyah A.V., Ivanov A.L. Two-phase boost converter with digital control system	
<b>8. Кошельков И.А., Понамарев Е.А. ....</b>	<b>84</b>
Использование цифровых протоколов передачи данных при проведении модельных испытаний на RTDS цифровых устройств РЗ и автоматики	
Koshelkov I.A., Ponomarev E.A. The use of digital data transmission protocol during model test ied with RTDS	
<b>9. Соловьев М.Ю. ....</b>	<b>93</b>
Измерение и локализация частичных разрядов в высоковольтном электрооборудовании	
Solovev M.Y. The measuring and localization PD on hv equipment	

УДК 621.311.1:621.316.925

Малый А.П., Дони Н.А., Шурупов А.А.

## ЗАВИСИМОСТЬ УСТАВКИ БЛОКИРОВКИ ДИСТАНЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ ПРИ КАЧАНИЯХ ПО СКОРОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ ОТ ПАРАМЕТРОВ ЭНЕРГОСИСТЕМЫ

**Аннотация:** рассмотрена структура блокировки дистанционной защиты при качаниях по скорости изменения сопротивления, а также зависимость её уставки от эквивалентного сопротивления энергосистемы, уставки реле сопротивления по действительной оси и от частоты скольжения.

**Ключевые слова:** дистанционная защита, блокировка при качаниях, расчёт уставки.

Malyi A.P., Doni N.A., Shurupov A.A.

### POWER SWING BLOCKING SETTING BASED ON IMPEDANCE RATE-OF-CHANGE FOR DISTANCE PROTECTION VERSUS POWER SYSTEM PARAMETERS

**Abstract:** The article discusses the principles of power swing blocking based on impedance rate-of-change used for distance protection. It also considers the dependence of setting of the power swing blocking on equivalent impedance of power system, R-setting of impedance element of distance protection and on slip frequency.

**Keywords:** distance protection, power swing blocking, setting dependence.

Блокировка дистанционной защиты (ДЗ) при качаниях по скорости изменения сопротивления  $\Delta Z/\Delta t$  на входе измерительного органа (ИО) блокировки при качаниях (далее – БК) использовалась ещё в электромеханических устройствах защиты [1], а в настоящее время наряду с блокировкой при качаниях на принципе фиксации приращения тока обратной (или прямой) последовательности используется всё шире в связи с появлением в энергосистемах шкафов защиты зарубежных производителей, у которых такая блокировка является традиционной. Естественно, расчёт уставки такой блокировки, а также зависимость её уставки от параметров энергосистемы весьма актуальны.

Этим расчётам посвящены работы [2-4]. В них, однако, рассчитывается и анализируется не собственно уставка БК, а связанный с ней параметр – максимальная расчётная частота качаний или асинхронного режима. Расчёт прямой уставки БК приведен в работе авторов [5]. В настоящей статье исследуется зависимость уставки БК от ряда параметров энергосистемы.

Оценка скорости изменения сопротивления  $Z$  основана на сравнении времени прохождения годографом  $Z$  области между внешней и внутренней характери-

стиками срабатывания ИО БК с заданным значением.

Для построения характеристик реле сопротивления (РС) ИО БК используется, естественно, характеристика срабатывания междуфазного РС ДЗ.

В качестве внутренней характеристики срабатывания ИО  $dZ/dt$  в устройствах дистанционных защит производства НПП «ЭКРА» выбирается ненаправленная характеристика реле сопротивления третьей ступени ДЗ (или второй ступени, если третья ступень в защите не используется) – рис. 1.

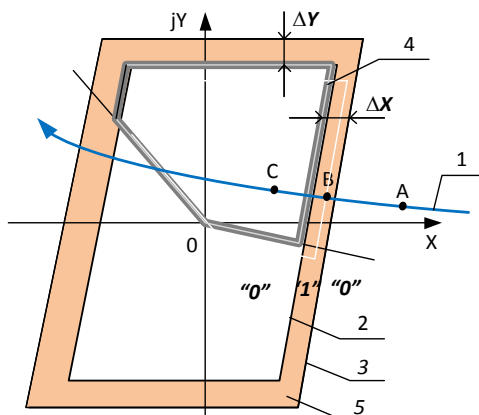


Рис. 1. Характеристика ИО БК по скорости изменения сопротивления (1 – годограф  $\underline{Z}$ , 2 – внутренняя характеристика ИО, 3 – внешняя характеристика ИО, 4 – характеристика срабатывания РС III (II) направленной ступени ДЗ, 5 – область срабатывания ИО БК)

Внешняя характеристика срабатывания ИО  $dZ/dt$  отстоит от внутренней характеристики на интервалы  $\Delta R$  по оси R и  $\Delta X$  по оси X ( $\Delta R_{уст}$  и  $\Delta X_{уст}$ ), которые равны 1 Ом для номинального тока  $I_{НОМ}$ , равного 5 А, и 5 Ом для  $I_{НОМ}$ , равного 1 А.

Симметричность изменения  $\underline{Z}$  по всем трём фазам контролируется с помощью трёх междуфазных реле сопротивления в составе ИО  $d\underline{Z}/dt$ , выходы которых объединены логической схемой «И». Благодаря этому блокировка ДЗ осуществляется только в симметричных режимах, к которым относятся качания и асинхронный режим.

При возникновении КЗ годограф  $\underline{Z}$  (рис. 1) скачкообразно переходит из области нагрузки (точка А) в область внутренней характеристики ИО БК (точка С). При возникновении синхронных качаний или в асинхронном режиме годограф  $\underline{Z}$  входит в область срабатывания ИО БК (точка В) с меньшей скоростью, при этом БК выдаёт запрет на срабатывание ускоряемых ступеней ДЗ.

Функциональная схема БК (рис. 2) состоит из:

- ИО  $d\underline{Z}/dt$ , в состав которого входят шесть междуфазных реле сопротивления: три, формирующие внутреннюю, и три – внешнюю характеристики ИО БК, по-



строенные на характеристике ненаправленной третьей ступени ДЗ, попарно объединённые в  $PC_{AB}^{III_{HH}}$ ,  $PC_{BC}^{III_{HH}}$ ,  $PC_{CA}^{III_{HH}}$ , и три логических элемента «И»;

- реле тока обратной последовательности «РТ I<sub>2</sub> БК<sub>Z</sub>»;
- элементов выдержки времени: на срабатывание DT1 и возврат DT2;
- логического элемента «ИЛИ» и триггера TG.

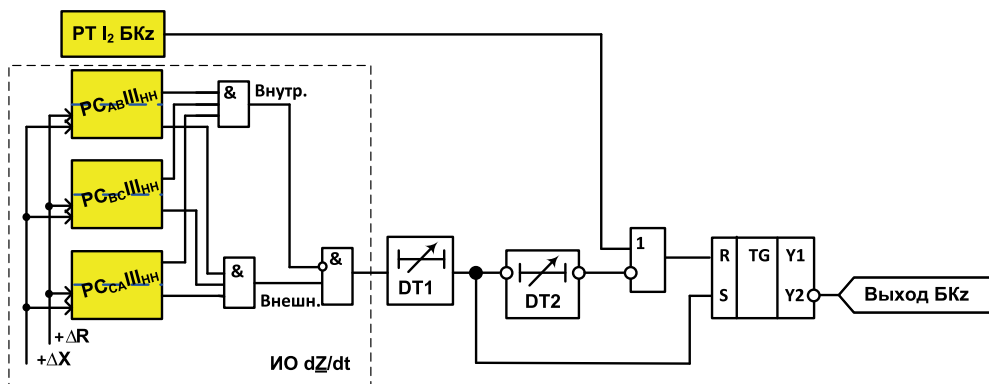


Рис. 2. Функциональная схема БК по скорости изменения сопротивления

В соответствии с функциональной схемой блокировка при качаниях работает следующим образом.

Сигнал логическая единица «1» на выходе ИО  $d\underline{Z}/dt$  устанавливается при нахождении годографа сопротивления  $\underline{Z}$  в промежутке между внешней и внутренней характеристиками срабатывания, в остальной части плоскости  $\underline{Z}$  этот сигнал равен «0». В рабочем режиме нагрузки сопротивление  $\underline{Z}$  находится снаружи внешней характеристики, и на выходах ИО  $d\underline{Z}/dt$ , выдержек времени DT1, DT2, а также на входе S триггера TG сигналы равны «0». На инверсном выходе триггера TG – (сигнал «Выход БКz») при этом устанавливается сигнал «1», разрешающий действие ДЗ (блокирование отсутствует).

При коротких замыканиях сопротивление  $\underline{Z}$  за время, меньшее DT1, переходит из области вне внешней характеристики ИО  $d\underline{Z}/dt$  внутрь внутренней характеристики, сигнал на выходе DT1 не успеваеет измениться, и БК по-прежнему разрешает действие ДЗ.

В режиме качаний и в асинхронном режиме годограф  $\underline{Z}$  попадает в область между внешней и внутренней характеристиками и продолжает находиться там и по истечении выдержки времени DT1. Сигнал «1» на выходе DT1 устанавливает на выходе триггера TG сигнал «0», блокирующий срабатывание ДЗ. Через выдержку времени DT2 триггер возвращается в исходное состояние и блокировка снимается.

В случае возникновения несимметричного КЗ на фоне качаний срабатывает реле тока обратной последовательности «РТ I<sub>2</sub> БК<sub>Z</sub>», реагирующее на отношение

модулей токов обратной и прямой последовательностей, и триггер ТГ также возвращается в исходное состояние и снимает блокировку ДЗ.

Выдержка времени DT1 является искомой уставкой БК по скорости изменения сопротивления.

Рассмотрим эквивалентную схему сети общего вида (рис. 3, а), которая состоит из системы  $S_1$  с эквивалентной э.д.с.  $E_1$  и сопротивлением  $Z_{1C}$  (предвключённая часть общей системы) и расположенных в прямом направлении (относительно места установки защиты) линии L и системы  $S_2$  с э.д.с.  $E_2$  и сопротивлением  $Z_{2C}$ , включающим сопротивление линии и системы  $S_1$ .

Дистанционная защита установлена в начале линии L со стороны системы  $S_1$ .

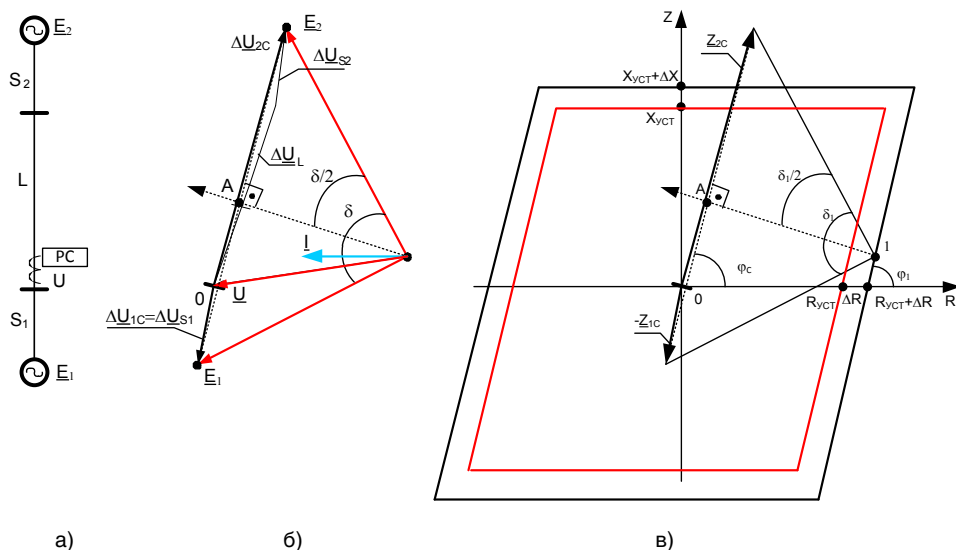


Рис. 3. Эквивалентная схема сети (а), диаграмма токов и напряжений (б) и характеристики срабатывания РС БК (в)

На диаграмме токов и напряжений (рис. 3, б) ток  $I$  и напряжение  $U$  в месте установки защиты изображены в произвольный момент времени, когда угол между э.д.с.  $E_1$  и  $E_2$  равен  $\delta$ . Значение тока  $I$  принято действительным (не комплексным). В этом случае комплексные сопротивления  $Z$  сохраняют те же углы по отношению к действительной оси R комплексной плоскости сопротивлений, что и э.д.с. и напряжения по отношению к току  $I$  (рис. 3, б и 3, в).

Во время прохождения годографа сопротивления  $Z$  через малый промежуток  $\Delta Z$  скорость  $V$  перемещения годографа при качаниях можно считать постоянной. Промежуток  $\Delta Z$ , а значит, и время прохождения годографом этого промежутка наименьшее при равенстве модулей э.д.с.  $E_1$  и  $E_2$ , что и требуется в расчётном случае. Годограф  $Z$  перемещается вдоль прямой 1-A (рис. 4) через точку 1 входа



постоянной частоте скольжения  $\Delta f$ , меняется от максимальной при угле  $\delta$ , близком к нулю (при больших  $Z$ ), до минимальной при угле  $\delta$ , равном  $\pi$ , – при пересечении годографом  $Z$  линии  $Z_{\Sigma}$ .

Если известны полное сопротивление  $Z_{\Sigma}$  системы в расчётном режиме и угол  $\delta_1$  при вхождении годографа  $Z$  во внешнюю характеристику ИО  $dZ/dt$ , из (2) можно определить предельное минимальное время  $T$  прохождения участка между внешней и внутренней характеристиками ИО  $dZ/dt$  (равное уставке БК) при скольжении с максимальной частотой  $\Delta f_{max}$  [7]:

$$(\Delta Z)/V_{max} = 2 * (\Delta Z) * \sin^2(\delta/2) / (\pi Z_{\Sigma} * \Delta f_{max}), \quad (3)$$

где  $\Delta Z$  – длина (сопротивление) промежутка между внешней и внутренней характеристиками ИО  $dZ/dt$  при изменении  $Z$  вдоль годографа.

В формуле (3) использованы действительные (не комплексные) значения  $\Delta Z$  и  $V$ , так как скорость изменения сопротивления по прямой вдоль годографа коллинеарна с годографом.

Формула (3) весьма наглядна. В то же время она неудобна для расчёта уставки БК по скорости изменения сопротивления, так как для этого надо сначала произвести расчёт режима и найти угол  $\delta_1$ , хотя, на самом деле, как будет показано ниже, уставку можно рассчитать и без последнего.

Угол  $\delta_1$  может быть выражен либо через абсциссу  $R_a$  средней точки А системы и абсциссу  $R_1$  точки 1 пересечения траектории  $Z$  при качаниях с внешней характеристикой ИО  $dZ/dt$  блокировки, либо через ординату  $X_a$  средней точки А системы и ординату  $X_1$  точки 1. Выбираем первый путь расчёта (оба пути равноправны) [7]:

$$\sin^2(\delta/2) = X_{\Sigma}^2 / (4 * (R_a - R_1)^2 + X_{\Sigma}^2). \quad (4)$$

Найдём  $\Delta Z$  из треугольника 1-2-3 (рис. 4) по стороне  $\Delta R$  и двум углам  $\delta_1$  и  $(\pi/2 - \varphi_c)$ :

$$\Delta Z = (\Delta R) * \sin \varphi_1 / \cos(\varphi_1 - \varphi_c). \quad (5)$$

С учётом (4) и (5) уравнение (3) примет вид:

$$T = \Delta Z / V_{max} = 2 * (\Delta R) * X_{\Sigma}^2 * \sin \varphi_1 / (\pi * Z_{\Sigma} * \cos(\varphi_1 - \varphi_c) * (\Delta f_{max}) * (4 * (R_a - R_1)^2 + X_{\Sigma}^2)),$$

а с учётом того, что

$$Z_{\Sigma} = X_{\Sigma} / \sin \varphi_c,$$

уравнение для T имеет вид:

$$T = 2 * (\Delta R) * X_{\Sigma} * \sin \varphi_1 * \sin \varphi_c / (\pi * X_{\Sigma} * \cos(\varphi_1 - \varphi_c) * (\Delta f_{\max}) * (4 * (R_a - R_l)^2 + X_{\Sigma}^2)) = \\ = 2 * (\Delta R) * X_{\Sigma} / (\pi * (1 + \operatorname{ctg} \varphi_1 * \operatorname{ctg} \varphi_c) * (\Delta f_{\max}) * (4 * (R_a - R_l)^2 + X_{\Sigma}^2)), \quad (6)$$

где  $Z_{\Sigma} = \sqrt{((R_{2c} + R_{1c})^2 + (X_{2c} + X_{1c})^2)}$  – модуль суммарного сопротивления системы  $Z_{\Sigma}$ ;

$\varphi_1$  – угол наклона правой части внешней ненаправленной характеристики РС БК;

$\varphi_c = \operatorname{arctg}((X_{2c} + X_{1c}) / (R_{2c} + R_{1c}))$  – аргумент суммарного сопротивления системы  $Z_{\Sigma}$ ;

$\Delta f_{\max} = 1 / T_{\text{РАСЧ МИН}}$  – максимальная частота скольжения при качаниях и в асинхронном режиме;

$R_a = (R_{2c} - R_{1c}) / 2$  – абсцисса средней точки А системы (рис. 5);

$R_l$  – абсцисса точки 1 пересечения траектории  $Z$  с внешней характеристикой ИО БК;

$X_{\Sigma} = X_{2c} + X_{1c}$  – проекция суммарного сопротивления системы  $Z_{\Sigma}$  на ось X.

Координаты точки 1 однозначно определяются координатами точки А, уставкой  $R_{\text{УСТ}}$  реле сопротивления БК и углами наклона  $Z_{\Sigma}$  и правой границы характеристики ИО БК. Для нахождения  $R_l$  решим систему уравнений:

$$X_l = (R_l - R_{\text{УСТ}} - \Delta R) * \operatorname{tg} \varphi_1$$

$$X_l = X_a - (R_l - R_a) * \operatorname{ctg} \varphi_c,$$

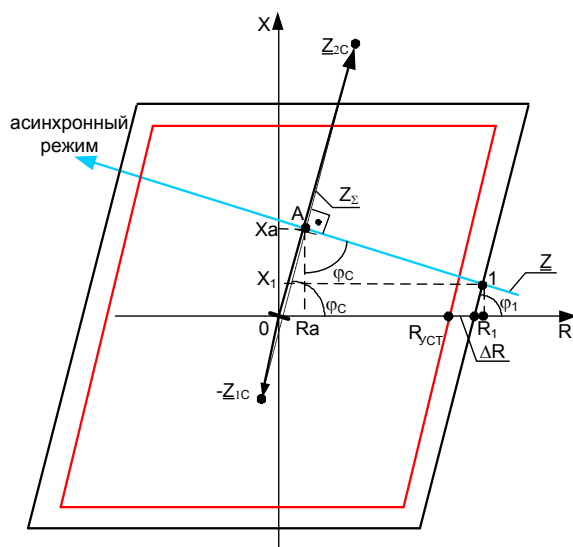


Рис. 5. К расчёту  $R_1$

откуда

$$R_l = (X_a + R_a * ctg\varphi_c + (R_{yCT} + \Delta R) * tg\varphi_l) / (tg\varphi_l + ctg\varphi_c), \quad (7)$$

где  $X_a = (X_{2c} - X_{1c})/2$  – ордината средней точки А системы;

$R_a = (R_{2c} - R_{1c})/2$  – абсцисса средней точки А системы;

$\varphi_c = \arctg((X_{2c} + X_{1c})/(R_{2c} + R_{1c}))$  – аргумент суммарного сопротивления системы  $Z_\Sigma$ ;

$R_{yCT}$  и  $\Delta R$  – уставки РС БК.

Подставляя (7) в (6), получим общую формулу для расчёта уставки ДТ1 блокировки при качаниях дистанционной защиты по скорости изменения сопротивления  $\Delta Z/\Delta t$ :

$$T = 2 * (\Delta R) * X_\Sigma / (\pi * (\Delta f_{max}) * (1 + ctg\varphi_l * ctg\varphi_c) * (4 * (R_a - (X_a + R_a * ctg\varphi_c + (R_{yCT} + (\Delta R)) * tg\varphi_l) / (tg\varphi_l + ctg\varphi_c))^2 + X_\Sigma^2)). \quad (8)$$

Формула (8) может быть записана в виде формулы с горизонтальной дробной чертой:

$$T = \frac{2 * (\Delta R) * X_\Sigma}{\pi * (\Delta f_{max}) * (1 + ctg\varphi_l * ctg\varphi_c) * (4 * \left( R_a - \frac{X_a + R_a * ctg\varphi_c + (R_{yCT} + (\Delta R)) * tg\varphi_l}{tg\varphi_l + ctg\varphi_c} \right)^2 + X_\Sigma^2)}. \quad (8')$$

Формула (8) менее наглядна, чем формула (3), но она позволяет автоматизировать вычисления, анализировать результаты и оценивать влияние параметров ИО БК и параметров энергосистемы на расчётную уставку БК по скорости изменения сопротивления.

Формула (8) более удобна для использования в вычислительных программах, например, в EXCEL, а формула (8') – для единичных расчётов «вручную».

Из формулы (8') видно, что наиболее явно уставка Т блокировки при качаниях зависит от ширины интервала  $\Delta R$  между внешней и внутренней характеристиками РС (прямо пропорциональная зависимость) и частоты скольжения  $\Delta f_{max}$  (обратно пропорциональная зависимость). Представляют интерес также зависимости уставки БК от режима системы (её суммарного сопротивления  $X_\Sigma$ ) и от уставки РС по оси  $R - R_{yCT}$ .

На рис. 6 приведена зависимость временной уставки БК от суммарного реактивного сопротивления системы  $X_s$  ( $X_\Sigma$ ), рассчитанная по формуле (8) с помощью свободно распространяемой программы GRAPH [8] (расчётные параметры системы и РС, используемые в программе GRAPH, даны в Приложении).

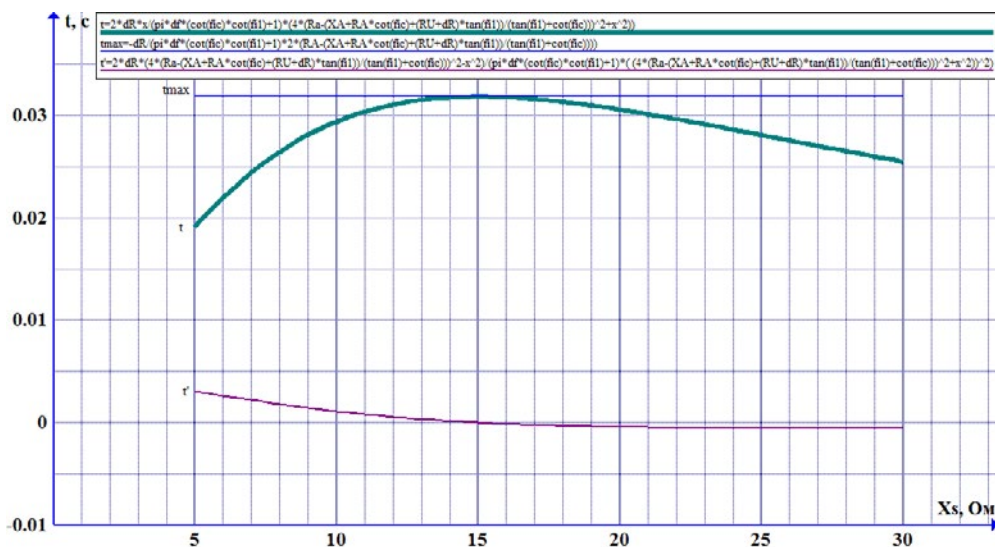


Рис. 6. Зависимость уставки  $t$  БК, производной  $t'$  и максимального значения  $t_{\max}$  от суммарного сопротивления системы  $X_{\Sigma}$

Рис. 6 показывает, что зависимость  $t$  от  $X_{\Sigma}$  не монотонна. Найдём значение  $X_{\Sigma 1}$ , при котором  $t$  имеет максимальное значение  $t_{\max}$ . Для этого приравняем к нулю производную  $dt/dX_{\Sigma}$ .

В формуле (8) обозначим:

$$a = 2 * (\Delta R) / (\pi * (\Delta f_{\max}) * (1 + ctg\varphi_1 * ctg\varphi_C)),$$

$$b^2 = 4 * (R_a - (X_a + R_a * ctg\varphi_C + (R_{VCT} + (\Delta R)) * tg\varphi_1) / (tg\varphi_1 + ctg\varphi_C))^2.$$

Тогда формула (8) примет вид:

$$t = a * X_{\Sigma} / (b^2 + X_{\Sigma}^2). \tag{9}$$

Используя известную формулу для производной частного

$$(u/v)' = (v * u' - u * v') / v^2,$$

получим производную  $t$ :

$$t' = a * (b^2 - X_{\Sigma}^2) / (b^2 + X_{\Sigma}^2)^2,$$

которая, очевидно, равна нулю при  $X_{\Sigma 1}$ , равном  $\pm b$ :

$$X_{\Sigma 1} = -b = -2(R_a - (X_a + R_a \operatorname{ctg} \varphi_C + (R_{\text{УСТ}} + (\Delta R) \operatorname{tg} \varphi_I) / (\operatorname{tg} \varphi_I + \operatorname{ctg} \varphi_C))). \quad (10)$$

Подставляя это значение в формулу (9), определим максимальное значение  $t_{\max}$ :

$$t_{\max} = a * b / (b^2 + b^2) = a / (2 * b) = -(\Delta R) / ((\pi * (\Delta f_{\max}) * (\cos \varphi_C * \operatorname{ctg} \varphi_I + \sin \varphi_C)) * (2 * (R_a - (X_a + R_a \operatorname{ctg} \varphi_C + (R_{\text{УСТ}} + \Delta R) \operatorname{tg} \varphi_I) / (\operatorname{tg} \varphi_I + \operatorname{ctg} \varphi_C)))). \quad (11)$$

В данном примере при расчётных параметрах (Приложение) максимальное значение  $t$ , равное 0,0318 с, имеет место при  $X_{\Sigma 1}$ , равном 15 Ом.

Расчётным значением уставки БК по скорости изменения сопротивления является не максимальное, а минимальное значение  $t$ , при котором блокировка ДЗ происходит при наибольшей скорости изменения  $\underline{Z}$  во время качаний.

Поэтому для определения уставки  $t_{\text{УСТ}} (DT1)$  БК по скорости изменения сопротивления нужно по формуле (8) определить значения  $t$  для минимального и максимального значений  $X_{\Sigma}$  и в качестве уставки принять меньшее из них:

$$t_{DT1} = \min(t_{X_{\Sigma \min}}, t_{X_{\Sigma \max}}), \quad (12)$$

где  $t_{X_{\Sigma \min}}, t_{X_{\Sigma \max}}$  – рассчитанные по формуле (8) значения  $t$  для минимального и максимального значений  $X_{\Sigma}$  соответственно.

Зависимость  $t_{\max}$  от уставки  $R_{\text{УСТ}} (R_U)$  реле сопротивления БК по оси R (рис. 7), рассчитанная по формуле (11), монотонна (для определённости расчёт производился для  $t_{\max}$  при  $X_{\Sigma}$ , равном  $X_{\Sigma 1}$ , то есть 15 Ом). Это объясняется уменьшением скорости изменения  $\underline{Z}$  при движении сопротивления на зажимах РС от значения в режиме нагрузки к значению, лежащему на сопротивлении системы. В частности, уставку  $t$  БК по скорости изменения сопротивления следует принимать большей при использовании в качестве характеристики РС БК характеристики РС II ступени, чем при использовании характеристики РС III ступени ДЗ.

Расчет зависимости уставки  $t_{\max}$  БК от максимальной расчётной частоты качаний  $\Delta f_{\max}$  (рис. 8) производился при  $X_{\Sigma 1}$ , равном 15 Ом.

В реальном расчёте подобные зависимости ( $t_{\max}$  от  $R_{\text{УСТ}}$  и от  $\Delta f_{\max}$ ) должны быть построены при расчётном значении  $X_{\Sigma}$  ( $X_{\Sigma \min}$  или  $X_{\Sigma \max}$ ).



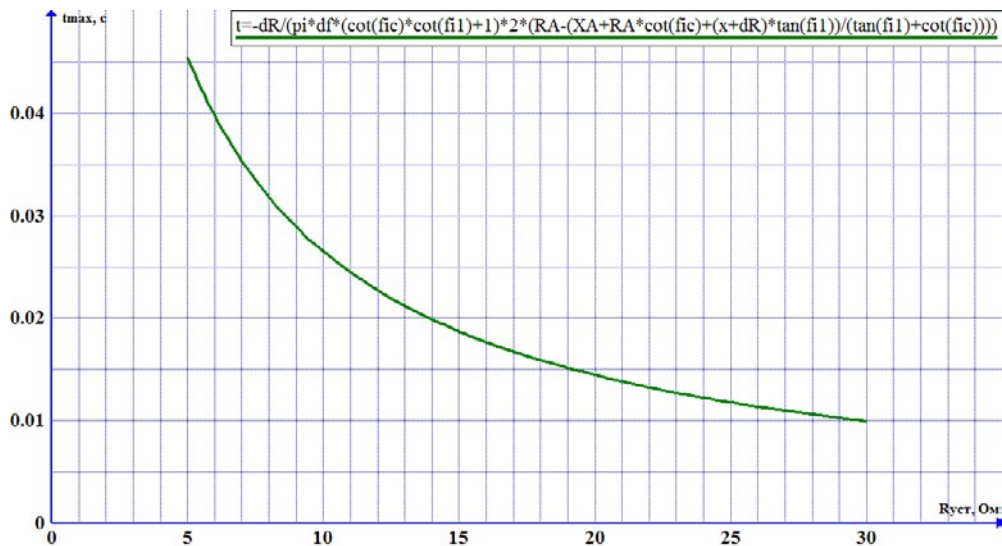


Рис. 7. Зависимость уставки  $t_{max}$  БК от уставки реле  $R_{уст}$  сопротивления РС по оси R

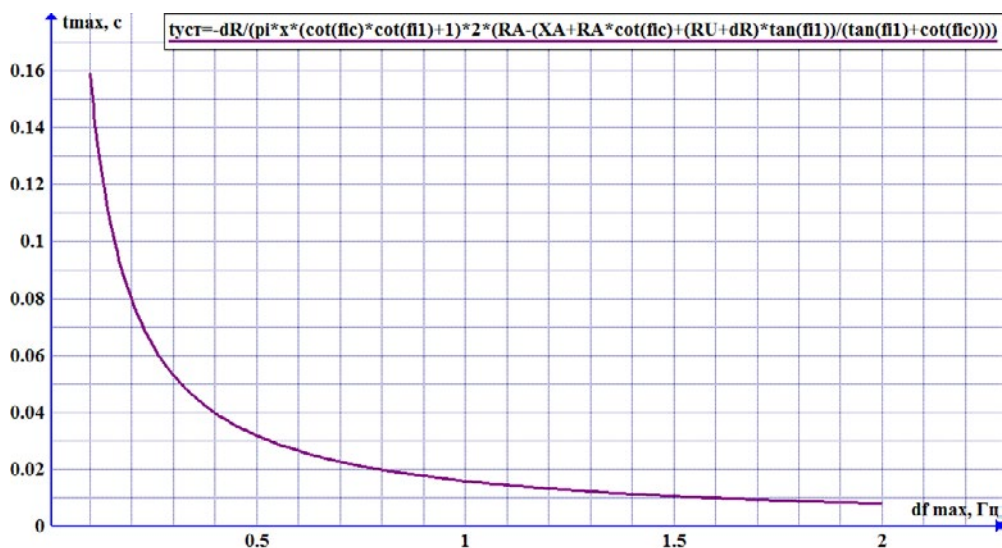


Рис. 8. Зависимость уставки  $t_{max}$  БК от максимальной расчётной частоты качаний  $\Delta f_{max}$

### Заключение

Уставка  $t_{уст}$  (DT1) БК по скорости изменения сопротивления может быть рассчитана по формуле (8), а формулы (11) и (12) позволяют оценить влияние параметров эквивалентной схемы сети и параметров РС, используемых в БК, на уставку БК. Из формулы (8) легко может быть получена формула для рас-

чета параметра  $\Delta R$ , если он будет принят за уставку БК при постоянном времени задержки на срабатывание ДТ1.

## Приложение

### Расчётные параметры системы и РС

Название параметра в статье	Название параметра в программе	Значение
$X_{1C}$	X1C	5
$X_{2C}$	X2C	10
$R_{1C}$	R1C	1
$R_{2C}$	R2C	4
$\Delta f_{\max}$	df	0,5
$\Delta R$	dR	1
$R_{уст}$	RU	8
$X_{\Sigma}$	XS	$X_{2C}-X_{1C}$
$\varphi_1$	fi1	$\pi/4$
$\varphi_2$	fic	$\text{atan}((X_{2C}-X_{1C})/(R_{2C}-R_{1C}))$
$X_a$	XA	$(X_{2C}+X_{1C})/2$
$R_a$	RA	$(R_{2C}+R_{1C})/2$

#### Литература

1. Атабеков Г.И. Дистанционный принцип защиты дальних электропередач. – Ереван: Изд. АН Армянской ССР, 1953. – 216 с.
2. Шалимов А.С., Шукин С.В. Определение предельной частоты скольжения при качаниях и асинхронном ходе органов блокировки при качаниях типа  $\Delta I/\Delta T$  и  $\Delta Z/\Delta T$ . Электрические станции, 2008, – №5.
3. Шнеерсон Э.М., Шалимов А.С. Критерии отстройки дистанционных защит с контролем скорости изменения сопротивления от качаний и асинхронных режимов электрической системы. Электрические станции, 2008, – №11.
4. Шнеерсон Э.М. Обеспечение правильного функционирования дистанционных защит в асинхронных режимах электрических систем. Релейщик. – 2009. – №2.
5. Малый А.П., Дони Н.А., Шурупов А.А. Расчёт уставки блокировки при качаниях дистанционной защиты при качаниях по скорости изменения сопротивления. Релейная защита и автоматизация. – 2014. – №03.
6. Федосеев А.М. Релейная защита электроэнергетических систем. Релейная защита сетей. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 520 с.
7. Шнеерсон Э.М. Цифровая релейная защита. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 548 с.
8. <http://www.padowan.dk/bin/SetupGraph-4.4.2.exe>.

### Сведения об авторах



#### **Малый Альберт Петрович**

*Ведущий инженер ООО НПП «ЭКРА». В 1958 году окончил МЭИ, кандидат технических наук (НПИ, 1988 год), старший научный сотрудник.*



#### **Дони Николай Анатольевич**

*Директор по науке — заведующий отделом перспективных разработок. Окончил энергетический факультет НПИ в 1969 году. В 1981 году во ВНИИЭ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование и разработка высокочастотной защиты линий сверхвысокого напряжения». Имеет более 120 научных публикаций в области релейной защиты, микропроцессорной техники и цифровой обработки сигналов электроэнергетических систем.*



#### **Шурупов Алексей Александрович**

*Заведующий отделом защит подстанционного оборудования ООО НПП «ЭКРА». В 1973 году окончил НПИ, кандидат технических наук (НПИ, 1981 год), старший научный сотрудник.*

УДК 621.311.1.019

Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Иванов Н.Г.

## ФУНДАМЕНТАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ЭФФЕКТИВНЫХ СТРУКТУРНЫХ МОДЕЛЕЙ ТОКА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ

**Аннотация:** несмотря на строгую обусловленность тока короткого замыкания, задача распознавания его структуры (структурный анализ) имеет многозначное решение. В значительной мере это вызвано наличием шума и структурной неопределенностью сигнала при его обработке. Для распознавания таких сигналов используются структурные модели, формирующие в своем характеристическом полиноме эффективное ядро, слагаемые которого и дают оценку структуры распознаваемого сигнала. Такие модели получили название эффективных структурных моделей. В работе исследуются их фундаментальные свойства. Вводится в рассмотрение фильтр шума, вычлняемый из эффективной структурной модели путем формирования его по физически нереализуемым корням характеристического уравнения модели. Использование понятия фильтра шума позволяет исследовать механизм влияния порядка модели, избыточности используемых отсчетов и частоты дискретизации на результативность структурного анализа. Положения статьи иллюстрируются характеристиками эффективных фильтров, полученных при структурном анализе реального тока короткого замыкания в электрической сети.

**Ключевые слова:** структурный анализ, эффективные структурные модели, эффективное ядро, фильтр шума, электроэнергетическая система, цифровая обработка сигналов.

Antonov V.I., Naumov V.A., Soldatov A.V., Ivanov N.G.

### FUNDAMENTAL PROPERTIES OF THE EFFECTIVE STRUCTURAL MODELS OF FAULT CURRENT IN ELECTRIC NETWORK

**Abstract:** In spite of the strict conditionality of fault current, the problem of recognition of its structure (structural analysis) has a multi-valued solution. Largely this is due to presence of noise and ambiguity of signal structure during its processing. To recognize these signals structural models are used. This structural models form efficient core in its characteristic polynomial which components estimate structure of signal. Such models are called effective models. In this paper we study fundamental properties of these effective structural models. The concept of noise filter, obtained from not causal roots of characteristic equation of the structural model, is introduced. This concept allows to study the mechanism of influence of model order, redundancy of samples and sampling rate on the effectiveness of structural analysis. The paper illustrated by characteristics of effective filters derived during structural analysis of fault current signal.

**Keywords:** structural analysis of signal, effective structural model, effective core of signal model, noise filter, power system, digital signal processing.

Переходный процесс в электрической сети, вызванный коротким замыканием, детерминирован и строго согласован с корнями характеристического уравнения схемы сети. Поэтому можно было бы ожидать, что задача распознавания структуры сигнала (структурный анализ [1]) имеет однозначное решение. Однако такие ожидания неоправданно оптимистичны, поскольку измерительные цепи и тракт АЦП цифровых систем релейной защиты и автоматики вносят во входные сигналы шум, ухудшая условия настройки структурных моделей [2]. Кроме того, при обработке сигнала возникает структурная неопределенность, связанная с неизвестностью размерности задачи (порядка сигнала) и вида слагаемых процесса. В связи с этим структурный анализ приобретает многозначность, представляя результаты анализа в некоторой области в пространстве оценок параметров модели, охватывающей область истинных параметров сигнала.

В свойстве многозначности структурного анализа нет ничего необычного, ибо это свойство присуще всем обратным задачам – задачам построения модели процесса по наблюдениям за объектом [3]. Главное, чтобы область оценок не оказалась слишком широкой, сводя на нет практическую значимость полученных оценок. Поэтому для планирования качества структурного анализа важно знать основные закономерности, проявляющиеся при настройке структурных моделей сигнала с шумом в условиях априорной структурной неопределенности.

Именно рассмотрению основных свойств эффективных структурных моделей, используемых при обработке сигналов переходного процесса электрической сети, и посвящена настоящая статья.

**Постановка задачи.** Во множестве практических приложений релейной защиты и автоматики входной сигнал можно рассматривать как реакцию линейной инвариантной во времени электрической системы на некоторое возмущение [4]. Этот постулат важен по той причине, что позволяет представлять электрические величины как совокупность слагаемых базиса собственных сигналов линейной системы [5]. Очевидно, что входной сигнал вбирает в себя все особенности режима электрической системы. Поэтому высшие гармоники во входном сигнале, вызванные нелинейностью, так или иначе присутствующей в реальной электрической системе, могут быть учтены тоже как часть реакции системы. Все, что не может быть воспринято как реакция линейной системы, будет отнесено к шуму в сигнале.

Как известно, слагаемые свободного процесса определяют базис собственных сигналов (мод) электрической сети [5]. Учитывая, что синусоидальные слагаемые принужденного режима могут рассматриваться как частный случай

собственных мод системы, задачу структурного анализа сигнала аварийного процесса  $x(t)$  можно сформулировать как задачу декомпозиции сигнала по собственным модам  $x_i(t)$ :

$$x(t) = \sum_{l=1}^{M_s} x_l(t) + n(t),$$

где  $M_s$  – число компонентов (мод),  $n(t)$  – шум,  $t$  – непрерывное время.

Преобразование непрерывного сигнала  $x(t)$  в цифровой сигнал  $x(k)$  не изменяет исходных положений задачи структурного анализа сигнала. Как и в случае непрерывного сигнала, остаются неизвестными число компонентов  $M_s$  и параметры самих слагаемых  $x_i(k)$  цифрового сигнала

$$x(k) = \sum_{l=1}^{M_s} x_l(k) + n(k), \quad (1)$$

где  $k$  – дискретное время (номер отсчета). При этом связь между корнями изображений непрерывного сигнала  $x(t)$  и его цифрового образа  $x(k)$  будет следующей:

$$p_i T_s = \ln z_i, \quad (2)$$

где  $T_s$  – интервал дискретизации сигнала,  $i$  – номер корня.

Задача структурного анализа будет заключаться в определении компонентов сигнала (1). Естественно, из-за шума  $n(k)$  составляющие  $x_i(k)$  будут определены с некоторой погрешностью. Поэтому было бы правильно говорить, что в результате структурного анализа сигнала (1) будут получены оценки  $\hat{x}_i(k)$ , находящиеся в некоторой области, охватывающей окрестности составляющих  $x_i(k)$ . Целью нашей работы будет исследование свойств структурных моделей, обеспечивающих эффективное уменьшение этой области многозначности оценок.

В качестве инструмента при декомпозиции сигнала на составляющие используется цифровая структурная модель [2]

$$a_0 \hat{x}(k) = - \sum_{m=1}^M a_m x(k - mv), \quad k \geq Mv. \quad (3)$$

Здесь  $a_0 \hat{x}(k)$  – взвешенная с коэффициентом  $a_0$  оценка текущего отсчета сигнала  $x(k)$ ,  $a_m$  – искомые коэффициенты модели,  $v$  – коэффициент децимации (разрежения) отсчетов;  $v = 1$ , если нет децимации. Коэффициент  $a_0$  может быть произвольным, обычно  $a_0 = 1$ . Порядок модели  $M$  должен быть, по крайней мере, не меньше порядка сигнала  $x(k)$  (числа корней в лапласовом изображении сигнала). Коэффициенты модели  $a_m$  будут определены в результате решения задачи метода наименьших квадратов, формулируемой как задача минимизации критерия МНК

$$\min_{a_m} \sum_{i=k-M-R}^k e^2(i) \quad (4)$$

на заданном отрезке сигнала размером  $M\nu+R+I$ , где  $R$  – избыточность уравнений (отсчетов) для определения коэффициентов модели. Невязку

$$e(k) = a_0 x(k) - a_0 \hat{x}(k) = \sum_{m=0}^M a_m x(k - m\nu), \quad (5)$$

вычисленную с учетом (3), удобно рассматривать как выходной сигнал нерекурсивного фильтра. Это позволяет использовать для анализа свойств моделей математический аппарат системных функций линейных систем [6].

Как видно из (5), один и тот же сигнал может иметь множество моделей, отличающихся порядком  $M$  и, соответственно, коэффициентами  $a_m$ . Можно ожидать, что при отсутствии шума они будут давать одну и ту же оценку структуры сигнала. Но при обработке сигнала реального процесса шум в сигнале неизбежен, в связи с чем оценки моделей будут расположены в некоторой области, окаймляющей истинные параметры сигнала. Нас интересует величина этой области многозначности и способы ее уменьшения.

Передаточная функция фильтра (5)

$$H(z) = \sum_{m=0}^M a_m z^{-\nu m} \quad (6)$$

не имеет полюсов. Поэтому фильтр (5) является заграждающим оператором и подавляет в сигнале  $x(k)$  все компоненты, согласованные с нулями передаточной функции  $H(z)$ .

Внутримодельная децимация меняет масштаб дискретного времени и трансформирует зависимость (2) между корнями изображений непрерывного сигнала  $x(t)$  и цифрового сигнала с децимированными отсчетами  $x(k\nu)$ :

$$\nu p_i T_s = \ln z_i^\nu.$$

Поэтому удобно рассматривать передаточную функцию (6) с учетом нового масштаба времени, введя новую комплексную переменную  $\underline{\zeta} = z^\nu$ :

$$H(\underline{\zeta}) = \sum_{m=0}^M a_m \underline{\zeta}^{-m}. \quad (7)$$

Тогда нули фильтра (7) определяются как корни характеристического уравнения

$$P_M(\underline{\zeta}) = \sum_{m=0}^M a_m \underline{\zeta}^{-m} = a_0 (\underline{\zeta} - \underline{\zeta}_1) \dots (\underline{\zeta} - \underline{\zeta}_M) = 0.$$

Основное достоинство структурных моделей заключается в их способности распознать структуру сигнала линейной системы любой сложности на основе формирования в своем характеристическом полиноме  $P_M(\underline{\zeta})$  эффективного ядра  $P_{M_c}(\underline{\zeta})$ , включающего в себя корни, ассоциированные только с компонентами сигнала [7].

Действительно, если нули упорядочить так, чтобы их номера от 1 до  $M_c$  соответствовали компонентам сигнала  $x(k)$ , а от  $M_c + 1$  до  $M$  – составляющим, отсутствующим в  $x(k)$ , то характеристический полином  $P_M(\underline{\zeta})$  фильтра можно разделить на два полинома:

$$P_M(\underline{\zeta}) = P_{M_c}(\underline{\zeta})P_{M-M_c}(\underline{\zeta}). \quad (8)$$

Первый из них

$$P_{M_c}(\underline{\zeta}) = (\underline{\zeta} - \underline{\zeta}_1) \dots (\underline{\zeta} - \underline{\zeta}_{M_c})$$

получил название полинома эффективного ядра сигнала [7]. Вторым полином

$$P_{M-M_c}(\underline{\zeta}) = a_0 (\underline{\zeta} - \underline{\zeta}_{M_c+1}) \dots (\underline{\zeta} - \underline{\zeta}_M)$$

не связан с компонентами сигнала; все его ресурсы направлены на преодоление шума в сигнале. Поэтому назовем его *полиномом шума*.

Следуя (8), первоначальный фильтр (7) можно представить состоящим из каскадного соединения двух фильтров (рис. 1): *фильтра заграждения компонентов эффективного ядра* с передаточной функцией  $H_c(\underline{\zeta}) = P_{M_c}(\underline{\zeta})$  и *фильтра шума* с передаточной функцией  $H_n(\underline{\zeta}) = P_{M-M_c}(\underline{\zeta})$ .

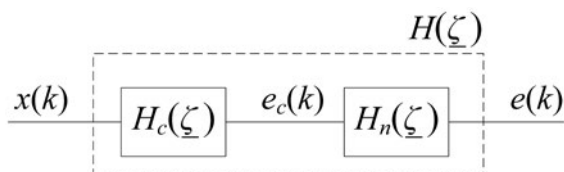


Рис. 1. Декомпозиция фильтра (7) на фильтр эффективного ядра  $H_c(\underline{\zeta})$  и фильтр шума  $H_n(\underline{\zeta})$

Поскольку операция умножения в (8) коммутативна, то порядок следования фильтров в каскаде произволен. Однако важно иметь в виду, что свойство коммутативности умножения приводит к взаимной зависимости фильтров при решении задачи (4).

Одна из задач наших исследований будет заключаться именно в рассмотрении влияния упомянутых фильтров друг на друга в ходе структурного анализа.

Свойства фильтров будем иллюстрировать на примере структурного анализа сигнала реального процесса, заимствованного из [7]. Оттуда же взяты компонентная модель процесса

$$x(k) = 2,72 \cos\left(\frac{k\pi 50,18}{600} + 2,77\right) + 2,27(0,9418)^k + n(k) \quad (9)$$



и полиномом эффективного ядра (при  $\nu = 1$ )

$$P_{M_c}(\underline{z}) = (\underline{z} - 0,9657 + j0,2597)(\underline{z} - 0,9657 - j0,2597)(\underline{z} - 0,9418). \quad (10)$$

При иллюстрации полученных в работе положений будем использовать характеристики эффективных фильтров из цитируемой статьи.

**Свойства фильтра эффективного ядра.** Теоретически полином эффективного ядра  $P_{M_c}(\underline{z})$  сигнала инвариантен относительно порядка  $M$  первоначального фильтра (7). Поэтому, следуя [7], можно сказать, что все эффективные фильтры сигнала (фильтры, в ходе настройки которых в их характеристических полиномах формируется эффективное ядро) отличаются друг от друга лишь фильтрами шума.

Конечно, наличие шума в сигнале приводит, как уже отмечалось выше, к многозначности эффективного ядра фильтров (7). Однако по мере обретения первоначальными фильтрами свойств эффективных фильтров все фильтры эффективного ядра будут стремиться к теоретическому, в связи с чем область многозначности коэффициентов фильтра эффективного ядра будет достаточно компактна и удовлетворительна для практических приложений. Поэтому далее принимается, что фильтры эффективного ядра влияют на работу фильтров шума всех первоначальных фильтров одинаково.

Передаточная функция фильтра эффективного ядра обрабатываемого сигнала (при  $\nu = 1$ )

$$H_c(\underline{z}) = 1 - 2,8732\underline{z}^{-1} + 2,8190\underline{z}^{-2} - 0,9418\underline{z}^{-3} \quad (11)$$

следует непосредственно из полинома (10). Анализ его амплитудно-частотной характеристики (рис. 2) показывает, что фильтр подчеркивает составляющие в высокочастотной части спектра сигнала, усиливая шум. Это ухудшает условия настройки первоначального фильтра. Как будет показано далее, такое

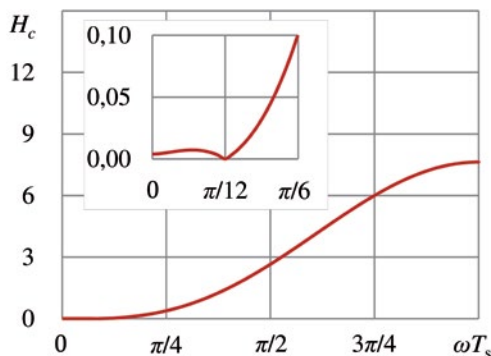


Рис. 2. АЧХ фильтра эффективного ядра

поведение фильтра эффективного ядра потребует повышения ресурсов фильтра шума, вызывая, в конечном счете, рост порядка  $M$  первоначального фильтра.

В то же время фильтр эффективного ядра (11) испытывает на себе результат взаимного влияния его составных частей: фильтра гармоники

$$H_h(\underline{z}) = 1 - 1,9314\underline{z}^{-1} + \underline{z}^{-2}$$

и фильтра аperiodической составляющей

$$H_e(z) = 1 - 0,9418 z^{-1}.$$

И, как видно из характеристик фильтров (рис. 3), при принятой частоте дискретизации их влияние друг на друга не способствует улучшению распознаваемости структуры сигнала. Действительно, фильтр аperiodической составляющей проявляет себя как фильтр верхних частот (рис. 3, а), усиливая шум сигнала и уменьшая

основную гармонику. Поскольку значение абсциссы  $\omega T_s = \frac{\pi 50,18}{600} \approx \frac{\pi}{12} c^{-1}$

на АЧХ фильтра аperiodической составляющей, соответствующее частоте основной гармоники сигнала (9), сильно смещено к началу координат, то основная гармоника будет ослаблена фильтром аperiodической составляющей почти в 4 раза

(коэффициент передачи АЧХ при частоте  $\omega T_s = \frac{\pi}{12} c^{-1}$  равен 0,262). По той же

причине фильтр гармоники (рис. 3, б) так же ослабляет аperiodическую составляющую почти в 13 раз (коэффициент передачи экспоненциальной характеристики [8] при  $\alpha T_s = |\ln(0,9418)| = 0,06$  равен 0,077).

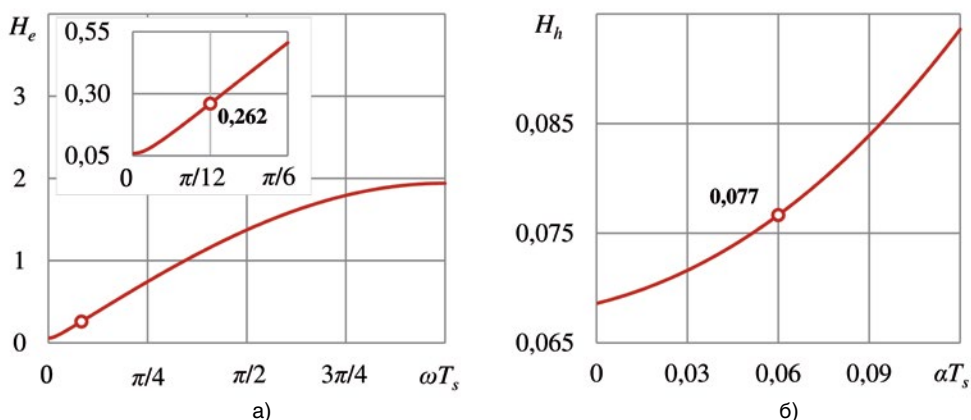


Рис. 3. Характеристики фильтров эффективного ядра: а) АЧХ фильтра аperiodической составляющей; б) экспоненциальная характеристика фильтра основной гармоники

Отсюда следует, что принятая в [7] частота дискретизации неоптимальна для структурного анализа сигнала и, согласно выводам работы [8], должна быть уменьшена.

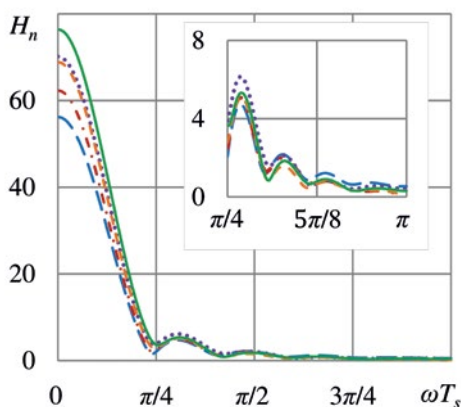
Поскольку фильтр эффективного ядра полностью согласован с компонентами сигнала, то его характеристики невозможно улучшить за счет повы-

шения порядка первоначального фильтра. Ясно, что эффективность структурного анализа обеспечивается фильтром шума.

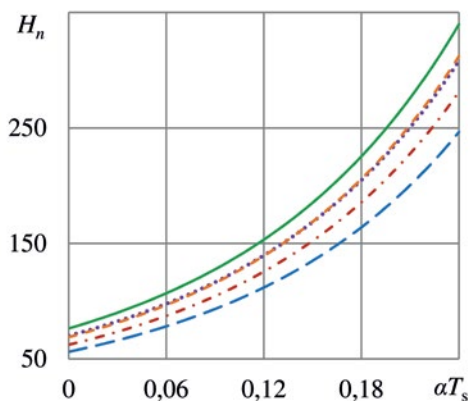
**Свойства фильтра шума.** На первый взгляд, фильтр шума должен лишь ослабить шум в сигнале и улучшить, тем самым, настройку первоначального фильтра. Но вычислительный эксперимент показывает, что существует более результативный путь, заключающийся не столько в ослаблении шума, а сколько в значительном усилении составляющих эффективного ядра. Это положение хорошо иллюстрируется характеристиками (рис. 4) эффективных первоначальных фильтров из [7], полученных при обработке сигнала (9). Как видно из рис. 4, а и 4, б, фильтрам шума удается усилить как

основную гармонику (коэффициенты усиления при частоте  $\omega T_s = \frac{\pi}{12} c^{-1}$  от 43

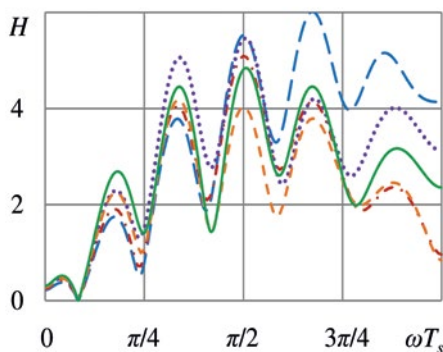
до 60), так и аperiodическую составляющую (коэффициенты передачи амплитуды при  $\alpha T_s = 0,06$  от 78 до 107). Заметно, что фильтр шума оказывает не столь сильное, как ожидалось, влияние на высокочастотную часть АЧХ



а)



б)



в)

Рис. 4. Характеристики эффективных фильтров сигнала (9): а) АЧХ фильтров шума; б) экспоненциальные характеристики фильтров шума; в) АЧХ эффективных первоначальных фильтров сигнала. АЧХ всех пяти фильтров эффективного ядра при принятом масштабе совпали с АЧХ теоретического фильтра (рис. 2)

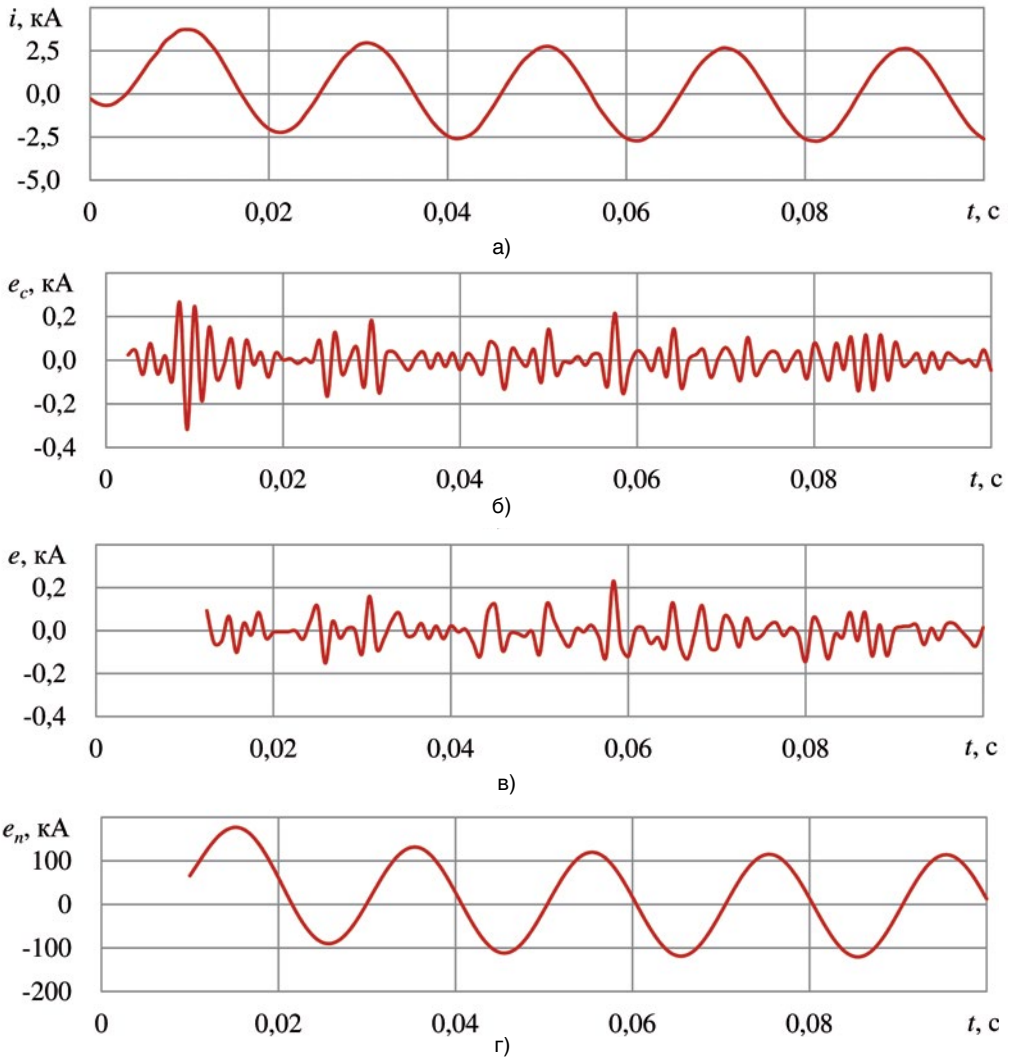


Рис. 5. Распознаваемый сигнал (ток короткого замыкания  $i$ ): а) и сигналы на выходах фильтров: б) невязка  $e_c$  фильтра эффективного ядра при преобразовании тока  $i$ ; в) невязка  $e$  при обработке невязки  $e_c$  фильтра эффективного ядра фильтром шума (выходной сигнал эффективного фильтра); г) выходной сигнал  $e_n$  фильтра шума при обработке тока  $i$

первоначальных фильтров (рис. 4, в). Неожиданно и то, что фильтр шума практически не ослабляет невязку (шум)  $e_c(k)$  фильтра эффективного ядра (рис. 5, в) и главным образом восполняет потерю в уровне составляющих эффективного ядра, возникшую из-за неоптимальной частоты дискретизации сигнала. Причем фильтру шума удается учесть то обстоятельство, что фильтр эффективного ядра вносит в подавление аperiodической состав-

ляющей большую лепту, чем в ослабление гармоник: как видно, усиление апериодической составляющей более чем в 1,5 раза превышает усиление гармоник.

Стремление фильтра шума повысить отношение сигнал/шум за счет существенного усиления составляющих эффективного ядра при незначительном ослаблении шума приводит к тому, что избыточность отсчетов  $R$  не оказывает заметного влияния на характеристики фильтра.

**Обсуждение результатов и выводы.** Очевидно, что для повышения эффективности структурного анализа в первую очередь нужно обеспечить оптимальные условия настройки фильтра эффективного ядра. Причем должен быть предпринят целый комплекс технических мер, включающий в себя правильный выбор частоты дискретизации, порядка  $M$  первоначального фильтра и избыточности  $R$ . Все эти меры так или иначе влияют на длину отрезка сигнала, а значит, и на быстродействие приложений, использующих результаты структурного анализа. Поэтому они должны быть предприняты в оптимальном сочетании с учетом их влияния на быстродействие.

Как следует из рис. 2 и 3, частота дискретизации должна выбираться с тем расчетом, чтобы предполагаемый спектр гармонических составляющих сигнала располагался ближе к середине полосы частот от 0 до частоты Найквиста  $\omega_N$  (в относительных частотах от 0 до  $\omega_N T_s = \pi$ ), что позволит улучшить частотные и экспоненциальные характеристики фильтра эффективного ядра. Это можно сделать путем внутримодельной децимации, наращивая коэффициент децимации  $\nu$  в (5). Улучшение характеристик фильтра эффективного ядра неминуемо приведет к уменьшению порядка фильтра шума.

Увеличение порядка первоначального фильтра повышает разрешающую способность структурного анализа, поскольку содействует усилению фильтром шума составляющих эффективного ядра в сигнале (рис. 5, г). При этом фильтр шума практически не действует на шум (рис. 5, в).

Не совсем очевидно влияние избыточности отсчетов на порядок первоначального фильтра. Характеристики фильтра шума не обнаруживают сколь-нибудь ощутимого влияния на них избыточности. Но избыточность оказывает благотворное влияние на условия настройки эффективного ядра за счет повышения длины отрезка сигнала. Поэтому необходимое качество распознавания структуры сигнала может быть достигнуто при меньшем уровне отношения сигнал/шум, а значит, и меньшем порядке фильтра шума. Поэтому избыточность отсчетов позволяет косвенно уменьшить порядок первоначального фильтра.

Знание фундаментальных свойств эффективных структурных моделей позволяет обоснованно выбирать исходные положения структурного анализа – общий порядок модели, оптимальную частоту дискретизации (коэффициент децимации) и избыточность. Это позволяет уменьшить окно настройки модели и улучшить точность оценки структуры сигнала. В итоге повышается чувствительность и быстродействие алгоритмов цифровой релейной защиты, применяющей методы структурного анализа.

#### Литература

1. Антонов В.И. Структурный анализ входных сигналов цифровых систем релейной защиты и противоаварийной автоматики // Электротехника. – 1995. – № 6. – С. 56-61.
2. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М. Адаптивные структурные модели входных сигналов релейной защиты и автоматики // Электротехника. – 2012. – №1. – С. 52-55.
3. Теребиж В.Ю. Введение в статистическую теорию обратных задач. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 376 с.
4. Сиберт У.М. Цепи, сигналы, системы: В 2-х ч. Ч.1: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 336 с.
5. Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И., Солдатов А.В. Адаптивный структурный анализ входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики // Электротехника. 2014 (принята к печати).
6. Антонов В.И., Лазарева Н.М. Математические методы теории электрических систем: учеб. пособие / Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2011. – 148 с.
7. Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И. Эффективные структурные модели входных сигналов цифровой релейной защиты и автоматики // Электричество. – 2012. – №11. – С. 2-8.
8. Антонов В.И., Наумов В.А., Фомин А.И., Солдатов А.В. Обработка сигнала с высокой частотой дискретизации в цифровой релейной защите и автоматике // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: Сб. научных трудов НПП «ЭКРА». Выпуск II. – Чебоксары: РИЦ «СРЗАУ». – 2013. – С. 12-21.

### Сведения об авторах



#### **Антонов Владислав Иванович**

Окончил в 1978 году факультет электрификации и автоматизации промышленности Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова. В 1985 году защитил в Ленинградском политехническом институте кандидатскую диссертацию «Разработка и исследование новых принципов построения измерительных органов направленных защит линий электропередачи». Доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, главный специалист отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



#### **Наумов Владимир Александрович**

Окончил в 2001 году электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, по специальности «инженер», в 2002 году защитил магистерскую диссертацию. В 2005 году защитил во ВНИИЭ кандидатскую диссертацию «Анализ и совершенствование продольных дифференциальных защит генераторов и блоков генератор-трансформатор». Директор по развитию ООО НПП «ЭКРА».



#### **Солдатов Александр Вячеславович**

Окончил в 2006 году электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, по специальности «инженер». Зав. сектором отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



#### **Иванов Николай Геннадьевич**

Окончил кафедру ТОЭ и РЗА электроэнергетического факультета ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 2013 году, получил степень магистра техники и технологии по направлению «Электроэнергетика и электротехника». Инженер 2 категории отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».

УДК 621.311:621.316.925

Кошельков И.А., Дони Н.А., Петров А.А.

## ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ ТЕРМИНАЛА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ТОКОВОЙ ЗАЩИТЫ ШИН С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОТОКОЛА SV СТАНДАРТА МЭК 61850

**Аннотация:** рассмотрены особенности проведения функциональных испытаний терминала ДЗШ с поддержкой протокола SV стандарта МЭК 61850-9-2LE производства ООО НПП «ЭКРА».

**Ключевые слова:** RTDS, МЭК 61850, SV, терминал релейной защиты, ДЗШ, ООО НПП «ЭКРА».

**Koshelkov I.A., Doni N.A., Petrov A.A.**

### FUNCTIONAL TESTS OF IED DIFFERENTIAL BUS PROTECTION MADE WITH THE SUPPORT OF THE PROTOCOL STANDARD SV IEC 61850-9-2LE

**Abstract:** functional tests features of the IED differential bus protection with protocol support SV IEC 61850-9-2LE produced by EKRA ltd. are discussed.

**Keywords:** RTDS, IEC 61850, SV, IED, BSP, EKRA Ltd.

Дифференциальные защиты шин (ДЗШ) подразделяются на три группы: дифференциальные токовые; дифференциальные токовые с торможением; дифференциально-фазные защиты.

Основная сложность осуществления защиты шин заключается в необходимости обеспечения селективности при высоких кратностях токов внешних КЗ, обуславливающих существенные погрешности трансформаторов тока (ТТ), работающих на электромагнитном принципе, и, с другой стороны, высокой чувствительности в минимальных режимах при значительно меньших токах КЗ. Все три группы дифференциальных защит подвержены влиянию погрешностей ТТ, особенно при наличии в токах апериодических составляющих.

В настоящее время в электроэнергетике в России активно ведутся работы по внедрению стандарта МЭК 61850 [1]. Для микропроцессорных устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики (МП РЗ и ПА) особый интерес в стандарте представляют протоколы GOOSE и Sampled Values (SV), позволяющие передавать дискретные и аналоговые величины по цифровым каналам связи. По идеологии стандарта взаимодействие между устройствами МП РЗ и ПА, выключателями, трансформаторами тока и напряжения и т.д. осуществляется с использованием цифровых каналов связи. Значения токов и напряжений передаются от измерительных трансформаторов в цифровом виде [2]. При ус-



ловии выполнения измерительных ТТ на принципах, позволяющих исключить влияние апериодических составляющих в первичных величинах на процесс измерения (например, использующих эффект Фарадея [3, 4]) и удовлетворяющих требованиям по точности и динамическому диапазону в соответствии с [5], можно ожидать улучшение характеристик и свойств устройств РЗ и ПА, использующих цифровые данные по протоколу стандарта МЭК 61850-9-2LE.

На пути перехода от традиционных ТТ и ТН к измерительным трансформаторам на новых принципах существует промежуточный этап, характеризующийся использованием внешних преобразователей сигналов от электромагнитных измерительных ТТ и ТН в цифровой вид, так называемых Stand Alone Merging Units (SAMU). Устройства SAMU осуществляют преобразование сигналов токов и напряжений, с выхода электромагнитных трансформаторов, в выборочные значения, согласно протоколу SV. Такой подход позволяет выполнить установку устройств МП РЗ и ПА с поддержкой протокола SV, не осуществляя при этом замену имеющихся измерительных ТТ и ТН.

Использование SAMU, физически располагаемых в непосредственной близости к электромагнитным ТТ, позволяет снизить нагрузку на трансформаторы тока, что улучшает их точностные и переходные характеристики. При этом устройства РЗ и ПА, использующие цифровые данные с выхода SAMU, имеют улучшенные характеристики по сравнению с устройствами на традиционных принципах. Согласно протоколу стандарта МЭК 61850-9-2LE, каждый поток содержит информацию о 4-х токах и 4-х напряжениях (3 фазных величины и значения в нулевом проводе). Частота дискретизации, для устройств РЗ, составляет 80 выборок за период [2]. Выборки токов и напряжений от SAMU широковещательно передаются по шине процесса (process bus) и могут быть использованы различными МП-устройствами одновременно.

В настоящее время использование SAMU позволяет реально осуществить быстрое внедрение устройств РЗ и ПА с улучшенными характеристиками, использующих данные, передаваемые через цифровую шину процесса.

Начиная с 2012 года в МП-терминалах серии БЭ2704 производства ООО НПП «ЭКРА» обеспечивается поддержка протоколов стандарта МЭК 61850-8-1, в частности GOOSE, что позволяет осуществлять передачу дискретных сигналов по цифровым каналам связи (электрический, или оптический Ethernet). В настоящее время разработаны образцы терминалов серии БЭ2704, в полной мере обеспечивающие возможность работы по протоколу SV (МЭК 61850-9-2LE). Проведены успешные испытания на совместимость работы по протоколу SV с устройствами РЕТОМ (НПП «Динамика», Россия), OMICRON (Omicron electronics GmbH, Австрия), RTDS (RTDS Technologies Inc, Канада).

В качестве испытуемого терминала был выбран терминал дифференциальной токовой защиты шин с торможением БЭ2704V562, обеспечивающий дифференциальную защиту шин напряжением 330-750 кВ, с числом присоединений не больше 6. От серийного терминала испытуемый отличается поддержкой протокола SV стандарта МЭК 61850-9-2LE и отсутствием аналоговых входов, что позволило значительно снизить массу и габариты устройства. В представленном образце, несмотря на поддержку протокола GOOSE, присутствуют дискретные входы, реагирующие на разность потенциалов на полюсах входа, и электромеханические выходные реле.

Функциональные испытания проводились в два этапа. Схема и программа испытаний по первому этапу подробно описаны в статье «Использование цифровых протоколов передачи данных при проведении модельных испытаний на RTDS цифровых устройств РЗ и автоматики» настоящего сборника. Отличия заключаются в том, что в схеме были использованы модели измерительных электромагнитных ТТ с характеристиками, аналогичными реальным. Помимо электрических параметров (сопротивление обмотки, вторичная нагрузка) в модели ТТ даны параметры магнитной системы – площадь сечения сердечника, средняя длина, характеристика намагничивания, что позволяет с достаточной точностью воспроизводить процессы насыщения в ТТ.

Схема подключения приведена на рис. 1. От RTDS, с помощью усилителей токов и напряжений OMICRON CMS 156, значения токов и напряжения на системе шин передавались в SAMU производства ООО НПП «ЭКРА», от которых через сетевой коммутатор поступали по оптическим каналам связи в терминал ДЗШ.

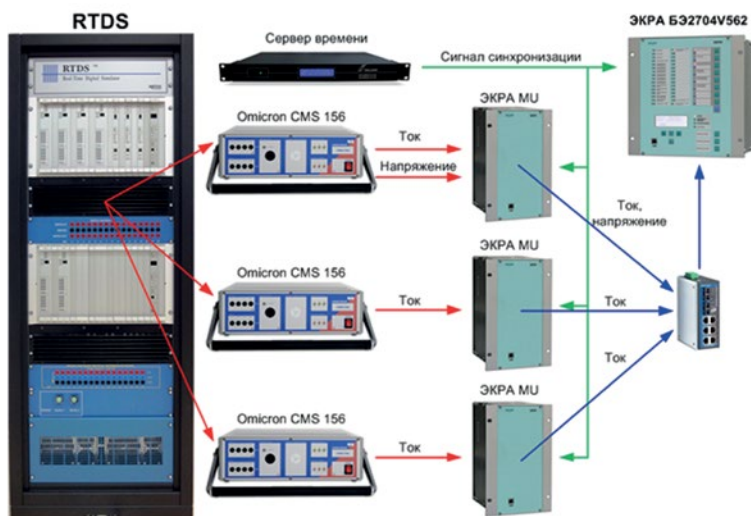


Рис. 1. Схема подключения терминала ДЗШ к RTDS для проведения функциональных испытаний

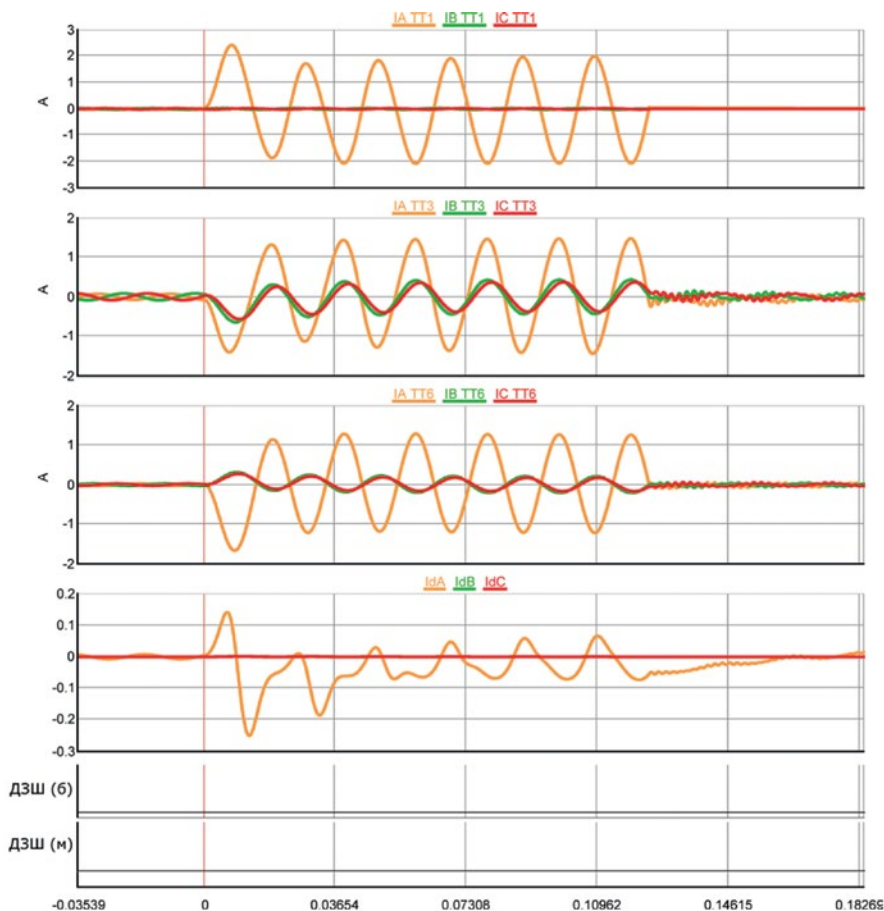


Рис. 2. Осциллограмма однофазного внешнего КЗ

На рис. 2 представлена осциллограмма однофазного внешнего КЗ. В представленном режиме очевидно наличие апериодической составляющей, но дифференциальный ток не превысил заданную уставку и излишнего срабатывания не произошло.

На рис. 3 показана осциллограмма близкого внешнего трехфазного КЗ с последующим трехфазным автоматическим повторным включением (АПВ) на устойчивое КЗ. Дифференциальный ток при внешнем КЗ оказался незначительной величины, по сравнению с дифференциальным током при АПВ. Из-за близости КЗ в указанном режиме к шинам характерны токи большой кратности, что приводит к насыщению измерительных ТТ и наличию большой апериодической при АПВ. Срабатывание ДЗШ не произошло благодаря увеличению уставки срабатывания при увеличении тормозного тока.

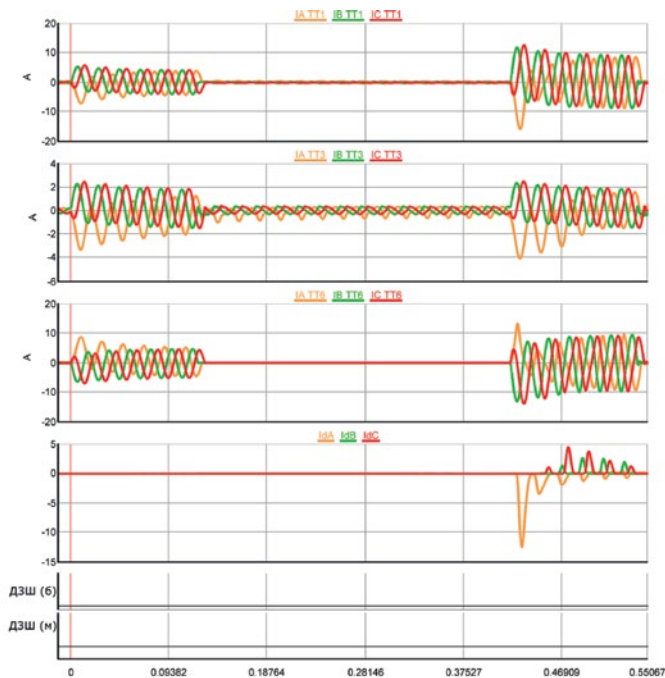


Рис. 3. Осциллограмма внешнего трехфазного КЗ с трехфазным АПВ

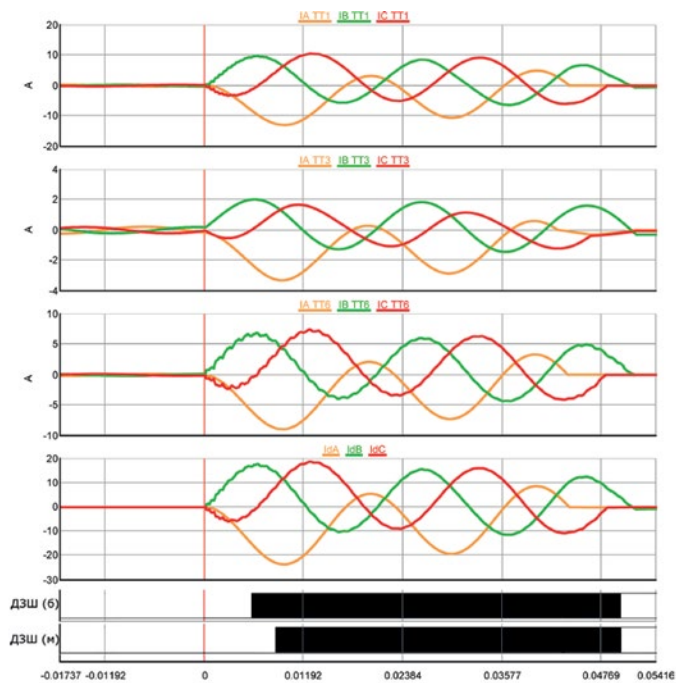


Рис. 4. Осциллограмма трехфазного КЗ в зоне действия ДЗШ

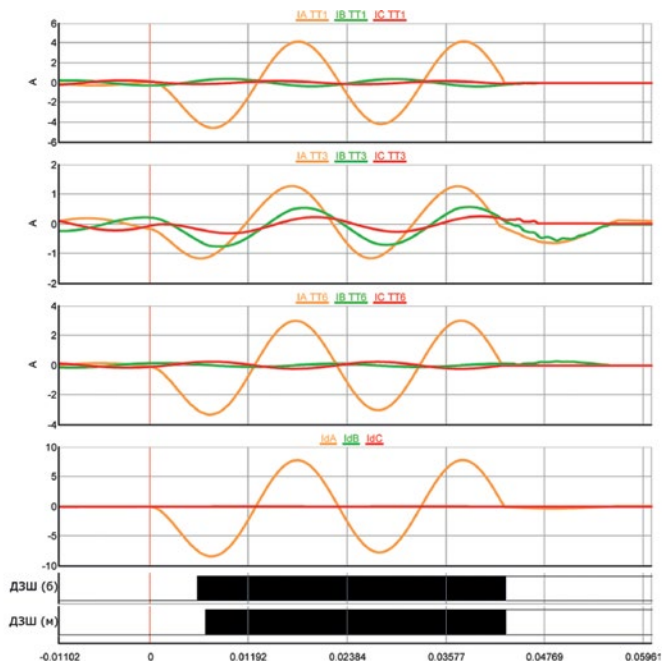


Рис. 5. Оциллограмма однофазного КЗ на землю в зоне действия ДЗШ

На рис. 4 показана оциллограмма трехфазного КЗ в зоне действия ДЗШ. При КЗ в зоне происходит своевременное срабатывание защиты с действием на отключение выключателей всех присоединений защищаемой системы шин.

На рис. 5 представлена оциллограмма однофазного замыкания на землю в зоне действия защиты. Как видно, величина амплитуды дифференциального тока при КЗ в зоне действия ДЗШ соизмерима с величиной амплитуды дифференциального тока при АПВ на устойчивое внешнее КЗ (рис. 3). При КЗ на защищаемых шинах происходит срабатывание ДЗШ и отключение поврежденной системы шин.

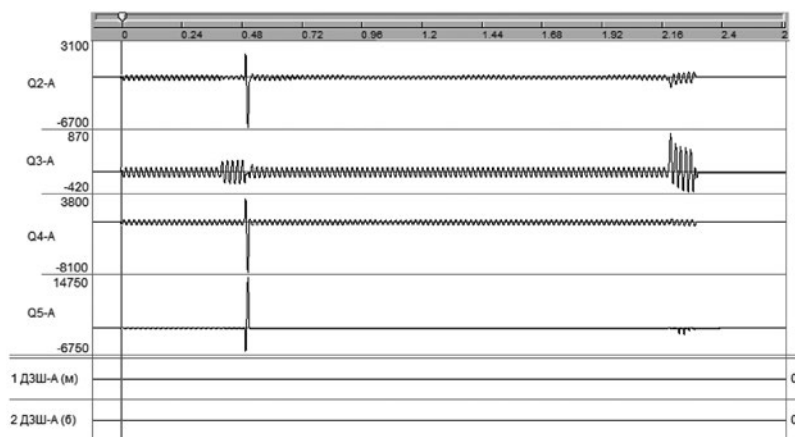
На втором этапе функциональные испытания проводились с использованием испытательной установки РЕТОМ 61850, схема представлена на рис. 6.



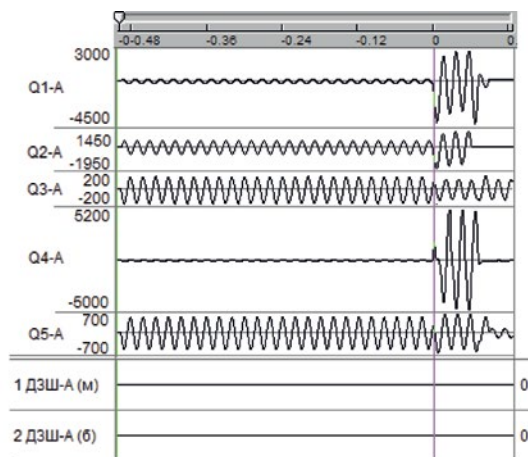
Рис. 6. Схема подключения терминала ДЗШ к установке РЕТОМ 61850 для проведения функциональных испытаний

Как видно из схемы, подключение терминала ДЗШ к испытательной установке РЕТОМ 61850 производилось напрямую, без использования SAMU. Терминал БЭ2704V562 обрабатывал до 6 потоков, транслируемых установкой РЕТОМ. При проведении испытаний обеспечивалось воспроизведение COMTRADE-файлов, полученных из аварийных осциллограмм терминалов защиты шин серии БЭ2704. Отсутствие в испытательной схеме электромагнитных датчиков аналоговых входов позволило избежать возникновения дополнительной погрешности, обусловленной принципом их работы. Таким образом, удалось достичь условий, наиболее близких к условиям реальных аварий, воспроизведение которых производилось.

На рис. 7 представлены осциллограммы удаленного внешнего КЗ с АПВ



а)



б)

Рис. 7. Осциллограмма внешнего КЗ

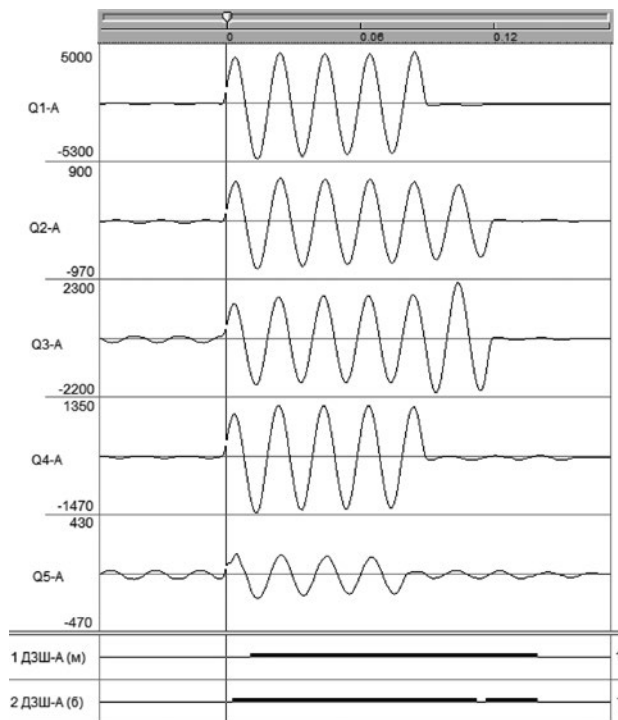


Рис. 8. Осциллограмма КЗ в зоне действия ДЗШ

(а) и близкого внешнего КЗ без АПВ (б). Как видно из осциллограмм, излишнего срабатывания защит не происходило, несмотря на наличие апериодической составляющей.

На рис. 8 представлена осциллограмма КЗ на защищаемой системе шин. Через 3 мс после появления тока КЗ произошло срабатывание быстродействующего органа (ДЗШ (б)). Из осциллограммы также видно, что в связи с одновременностью отключения выключателей спустя 112 мс после возникновения аварии произошел кратковременный возврат быстродействующего органа ДЗШ. Такая ситуация возможна, если уставка срабатывания, увеличивающаяся при нарастании тормозного тока, кратковременно устанавливается на уровне выше текущего значения дифференциального тока. Медленнодействующий измерительный орган (ДЗШ(м)), отличающийся от быстродействующего по принципу работы, не «почувствовал» повышения уставки. Отключение системы шин произведено успешно.

На всех этапах проверки терминал БЭ2704V562 с поддержкой протокола SV показал лучшие результаты по сравнению с аналогичным терминалом типового исполнения. Перспективы применения устройств, поддерживающих

стандарт МЭК 61850, представляются очень широкими, ввиду как отсутствия насыщения у трансформаторов тока, работающих на основе эффекта Фарадея, так и отсутствия датчиков аналоговых входов у устройств МП РЗ и ПА. Безусловно, совместная работа МП-устройств и нестандартных измерительных трансформаторов по цифровым каналам связи должна быть изучена более детально и всесторонне.

#### Литература

1. Пашута М.А. Особенности и направления реализации стандарта МЭК 61850 для оборудования РЗА на объектах энергетики.// Релейная защита и автоматизация. – 2010. – №1. – С. 67-69.
2. IEC 61850-9-2: Communication networks and systems in substations – Part 9-2: SCSM – Specific Communication Service Mapping (SCSM) – Sampled values over ISO/IEC 8802-3 – Ed. 2.
3. Старостин Н.И. Современные волоконно-оптические преобразователи электрического тока.// Релейщик. – 2012. – №3. – С. 56-60.
4. Лебедев В.Д., Филатова Г.А., Нестерихин А.Е. Измерительные преобразователи тока для цифровых устройств релейной защиты и автоматики.// Современные направления развития систем релейной защиты и автоматики энергосистем: научные труды IV международной научно-технической конференции, г. Екатеринбург, 3-7 июня 2013 г.
5. IEEE TR 1550-1999 EPRI/UCA Utility Communications Architecture (UCA) Version 2.0 1999, IEEE Product No: SS1117-TBR IEEE Standard No: TR 1550-1999.



### Сведения об авторах



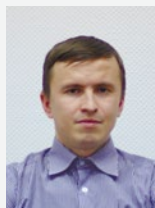
***Кошельков Иван Александрович***

*Руководитель группы моделирования отдела разработки подстанционного оборудования. Окончил кафедру электрических и электронных аппаратов электротехнического факультета ФГОУ ВПО «Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова» в 2010 году. Присвоена степень магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электро-механика и электротехнологии».*



***Дони Николай Анатольевич***

*Директор по науке — заведующий отделом перспективных разработок. Окончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института в 1969 году. В 1981 году во ВНИИЭ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование и разработка высокочастотной защиты линий сверхвысокого напряжения». Имеет более 120 научных публикаций в области релейной защиты, микропроцессорной техники и цифровой обработки сигналов электроэнергетических систем.*



***Петров Андрей Анатольевич***

*Заместитель заведующего отделом разработки подстанционного оборудования. Окончил кафедру электрических и электронных аппаратов электротехнического факультета ФБГОУ ВПО «Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова» в 2004 году. Присвоена степень магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».*

УДК 621.311

Пашковская Е.В., Понамарев Е.А.

## ВОПРОСЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА В СХЕМАХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ЗАЩИТ БЛОЧНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

**Аннотация:** обоснована необходимость анализа функционирования дифференциальной защиты блочных трансформаторов при больших токах внешнего короткого замыкания. Рассмотрены вопросы задания кривой намагничивания трансформаторов тока на моделирующей установке RTDS с необходимой точностью. Исследованы наиболее употребительные аппроксимации и сделан вывод о необходимости их уточнения.

**Ключевые слова:** дифференциальная защита, трансформаторы тока, цифровое моделирование в реальном времени, аппроксимация, индукция полного (технического) насыщения.

**Pashkovskaya E.V., Ponomarev E.A.**

### ON TRANSITION MODES MODELING OF CURRENT TRANSFORMERS IN DIFFERENTIAL PROTECTION SCHEMES OF UNIT TRANSFORMERS

**Abstract:** the necessity of analysis of differential protection in unit transformers by high-ampere currents of external short circuits is proved. The questions of task of curve magnetizing of transformers current are considered for simulating installation RTDS with required accuracy. The most widely-used approximations are investigational and concluded that they should be more accurate.

**Keywords:** differential protection, current transformers, digital simulation in real time, approximation, saturation (technical) induction.

Дифференциальная защита блочных трансформаторов должна обеспечивать отстройку в режимах внешних коротких замыканий (КЗ). При этом могут получаться весьма большие токи КЗ. Кроме того, при КЗ вблизи блочных трансформаторов постоянная времени затухания апериодической составляющей тока может достигать 0,2 ÷ 0,3 с. Все эти факторы способствуют насыщению трансформаторов тока (ТТ) в переходных режимах и, соответственно, появлению больших погрешностей ТТ.

Как известно, переходные процессы в ТТ имеют нелинейный характер. Существующие на сегодняшний день численные методы позволяют с достаточной точностью решать нелинейные уравнения, описывающие электрическую и магнитную цепи ТТ в установившихся и переходных режимах. Численные методы для удобства, как правило, реализованы в программных

комплексах, среди которых стоит выделить комплексы, использующие EMTP (ElectroMagnetic Transients Program) алгоритмы, получившие широкое распространение в мире. Среди них программно-аппаратный комплекс RTDS разработки канадской фирмы RTDS Technologies [1]. Отличительной особенностью данного комплекса является то, что вычисления производятся в режиме реального времени. Это позволяет задействовать в процессе моделирования реальное оборудование, в нашем случае терминал РЗА, и исследовать его функционирование в различных режимах работы моделируемого участка энергосистемы.

Для исследования поведения защиты в режимах глубокого насыщения ТТ необходимо правильно задать параметры последнего. Для модели ТТ в RTDS необходимо задавать следующие параметры:

- площадь поперечного сечения сердечника  $S$ , м<sup>2</sup>;
- длина средней линии сердечника  $l$ , м;
- коэффициент трансформации;
- сопротивление вторичной обмотки  $Z_2$ , Ом;
- сопротивление вторичной нагрузки  $Z_H$ , Ом;
- десять пар точек, определяющих характеристику намагничивания ТТ в виде зависимости  $B = f(H)$  (необходимо использовать зависимость  $B = f(H)$  для максимальных значений величин [2]).

Вопросам моделирования электромагнитных процессов в ТТ посвящен ряд публикаций [2-4] и др. В [2] рассматриваются общие вопросы моделирования ТТ и обращается внимание на то, что в справочной литературе характеристики намагничивания часто задаются в виде  $B_m = f(H_d)$ , где  $B_m$  – амплитуда синусоидальной индукции, а  $H_d$  – действующее значение несинусоидальной напряженности магнитного поля. При этом имеются определенные трудности в расчете максимальных значений  $H$  на базе действующих значений  $H_d$ . Зависимости  $B_m = f(H_d)$  приведены, например, в [6]. При этом указывается не величина  $H_d$ , а удельная намагничивающая сила  $F_{уд}$ . Численно  $H_d$  и  $F_{уд}$  совпадают.

В публикациях [3, 4] рассматривается влияние петли гистерезиса характеристики намагничивания на точность расчетов вторичного тока ТТ. В [3] указывается, что использование петли гистерезиса наиболее целесообразно при небольших кратностях первичных токов (порядка номинального). Согласно данным [2], однозначная характеристика намагничивания для холоднокатаных электротехнических сталей наблюдается при напряженности магнитного поля более 140-150 А/м. Как будет показано ниже, в настоящей статье рассматриваются процессы при  $H_m \geq 100000$  А/м.

С целью повышения точности расчетов вторичного тока ТТ целесоо-

бразно иметь две таблицы данных из 10 пар точек зависимости  $B = f(H)$ . Первую таблицу до значений  $H_m$ , примерно равной 5000 А/м, и вторую до значений  $H_m$ , примерно равной 200 000-500 000 А/м. В настоящей статье рассматриваются вопросы, связанные с составлением второй таблицы.

Максимально возможное значение напряженности магнитного поля в сердечнике ТТ можно вычислить по формуле

$$H_m \approx \frac{\sqrt{2} \cdot I_{кз} \cdot k_{уд} \cdot w_1}{l_m}, \quad (1)$$

где  $I_{кз}$  – действующее значение периодической составляющей тока КЗ;

$k_{уд}$  – ударный коэффициент;

$w_1$  – число витков первичной обмотки ТТ.

Ударный коэффициент  $k_{уд}$  на мощных электрических станциях может быть равен 1,9-1,95. С некоторым запасом его можно принимать равным 2.

В схеме дифференциальной защиты блочного трансформатора наибольшее значение тока внешнего КЗ получается при КЗ на отпайке к трансформатору собственных нужд (ТСН). При этом ток КЗ может достигать 150 кА и более. На отпайке к ТСН, как правило, устанавливаются ТТ шинного или встроенного в ТСН типа. У таких ТТ  $w_1 = 1$ . Средняя длина магнитопровода  $l_m$  зависит от первичного номинального тока и конструкции ТТ. Она может быть равной от 0,8 до 1,8 м [5].

Полагая  $I_{кз} = 150$  кА и  $l_m = 0,8$  м, по формуле (1) находим

$$H_m = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot 150 \cdot 10^3}{0,8} = 530 \cdot 10^3 \text{ А/м.}$$

В связи с отсутствием справочных данных при больших значениях напряженности  $H$  была исследована аппроксимация зависимости  $B = f(H)$  формулой [2]

$$B = \frac{2}{\pi} B_s \arctg \frac{H}{H_6}, \quad (2)$$

где  $B_s$  – индукция насыщения; при полном насыщении электротехнической стали  $B_s \approx 2$  Тл;

$H_6$  – базисное значение напряженности магнитного поля.

Для нахождения  $H_6$  воспользуемся формулой для предельной кратности первичного тока  $K_{10}$  ТТ [6]

$$K_{10} = \frac{B_{пр} \cdot f w_2 s_m}{0,225 I_{2н} z_2}. \quad (3)$$

В формуле (3) предельное значение индукции  $B_{пр}$  для холоднокатаной электротехнической стали задано равным 1,8-1,85 Тл. С учетом этого принимаем индукцию в контрольной точке, равной  $B_k = 1,8$  Тл. При этом получаем  $H_k = 1000$  А/м для стали марки 3413.

Тогда на основании формулы (2) находим:

$$\frac{H_k}{H_0} = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{1,8}{2,0}\right) = 6,29;$$

$$H_0 = \frac{1000}{6,29} = 159 \text{ А/м.}$$

Задавая значения напряженности  $H$ , по формуле (2) получаем кривую, изображенную на рис. 1. Там же приведена кривая, построенная по данным [6].

Из графика видно, что при  $H \leq 600$  А/м расчетные значения значительно меньше справочных. Чтобы выяснить причину такого отклонения, найдем производную  $\partial B / \partial H$ , формула для которой имеет вид

$$\frac{\partial B}{\partial H} = \frac{2 B_s}{\pi H_0} \frac{1}{1 + \left(\frac{H}{H_0}\right)^2} \quad (4)$$

При  $\frac{H}{H_0} \geq 10$  формула (4) упрощается:

$$\frac{\partial B}{\partial H} = \frac{2 B_s H_0}{\pi H^2} \quad (5)$$

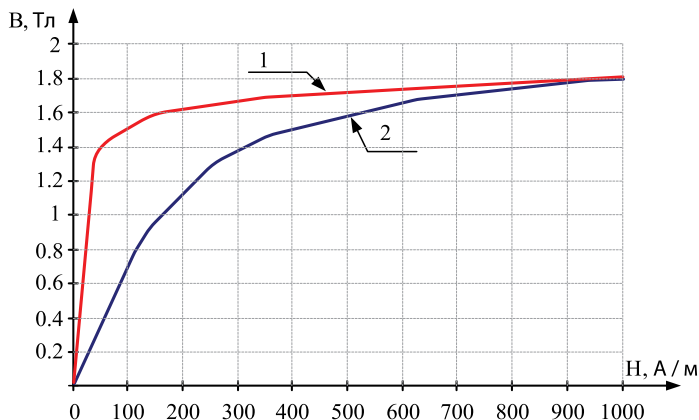


Рис. 1. Зависимости  $B = f(H)$ : 1 – кривая намагничивания по справочным данным, 2 – кривая намагничивания по расчетным данным

Результаты расчетов по формуле (4) приведены на рис. 2 (кривая 2).

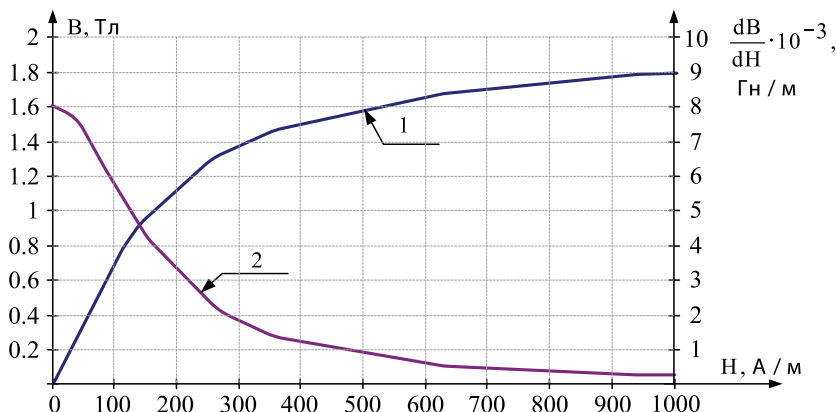


Рис. 2. 1 – кривая намагничивания по расчетным данным, 2 – функция  $\partial B/\partial H = \mu_{диф}$  в зависимости от H, где  $\mu_{диф}$  – дифференциальная магнитная проницаемость

Из формулы (5) и рис. 2 видно, что  $\mu_{диф}$  очень быстро уменьшается с ростом напряжённости магнитного поля. Из выражения (5) несложно получить, что  $\mu_{диф} = 1,26 \cdot 10^{-6}$  Гн/м при значении напряженности H равном 12 676 А/м. При дальнейшем увеличении H значение  $\mu_{диф}$  становится меньше, чем магнитная проницаемость вакуума  $\mu_0 = 1,26 \cdot 10^{-6}$  Гн/м, что недопустимо.

Таким образом, данная аппроксимация при  $H \geq 12\,676$  А/м непригодна. Она применялась ранее для исследований устройств защиты серии ДЗТ-11 и РНТ-560, которые обычно функционируют в области значений напряжённости магнитного поля не выше 10 000 А/м. Как видно на рис. 1, в контрольной точке  $H_k = 1000$  А/м погрешность расчета по формуле (2) равна нулю.

В книге [7] функция  $H = f(B)$  аппроксимируется выражением

$$H = \alpha \text{sh} \beta B, \tag{6}$$

где  $\alpha$  и  $\beta$  – постоянные коэффициенты.

Для модели ТТ в RTDS и нахождения  $\mu_{диф}$  необходимо получить зависимость  $B = f(H)$ . Применяя формулы преобразования для обратных функций из [8], получаем

$$B = B_0 \ln(H_* + \sqrt{H_*^2 + 1}), \tag{7}$$

где  $H_* = \frac{H}{H_0}$ .

При  $H_* \geq 10$  и формула (7) упрощается:

$$B = B_0 \ln 2H_* \quad (8)$$

Поскольку в формуле (8) два неизвестных параметра, то необходимо задаться двумя контрольными точками. Первой контрольной точкой задаемся такой же, как и в предыдущей аппроксимации:  $B_{к1} = 1,8$  Тл,  $H_{к1} = 1000$  А/м. Второй контрольной точкой  $B_{к2} = 1,6$  Тл;  $H_{к2} = 140$  А/м задаёмся из условия, что при  $H > H_0 = 140$  А/м имеет место однозначная кривая намагничивания.

Чтобы найти базисное значение индукции  $B_0$ , подставляем в формулу (8) значения первой контрольной точки и задаемся значением  $H_0 = 1$  А/м. С учетом этого получаем  $B_0 = 0,237$  Тл.

Результаты расчетов по формуле (8) при  $H \leq 1000$  А/м отображены на рис. 3.

Из графика видно, что погрешность в первой контрольной точке равна нулю. Погрешность во второй контрольной точке вычисляем по следующей формуле

$$\Delta B_* = \frac{B_{\text{расч}} - B_{к2}}{B_{к2}} \cdot 100\%;$$

$$\Delta B_* = \frac{1,35 - 1,6}{1,6} * 100\% = -15,6\%.$$

Погрешность во второй контрольной точке по модулю равна 15,6%.

Как видно из рис. 3, точность аппроксимации при  $H$  меньше 1000 А/м по-

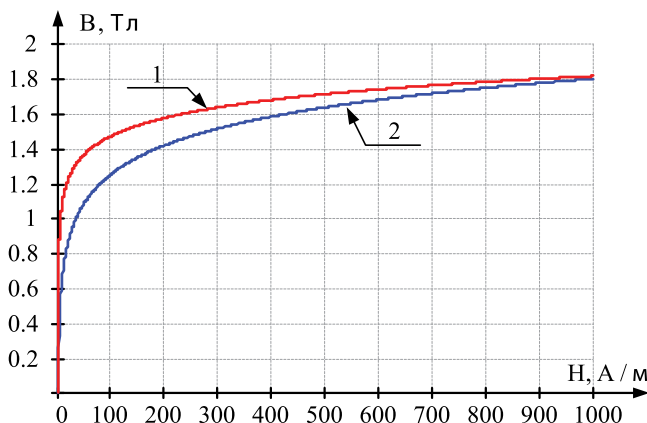


Рис. 3. Зависимости  $B = f(H)$ : 1 – кривая намагничивания по справочным данным; 2 – кривая намагничивания по расчетным данным

лучается гораздо выше, чем при использовании предыдущей аппроксимации. Результаты расчетов при напряженности  $H$  до 100 000 А/м показаны на рис. 4.

При больших напряженностях магнитного поля, например 100 000 А/м, индукция получается равной 2,9 Тл, что значительно превосходит индукцию

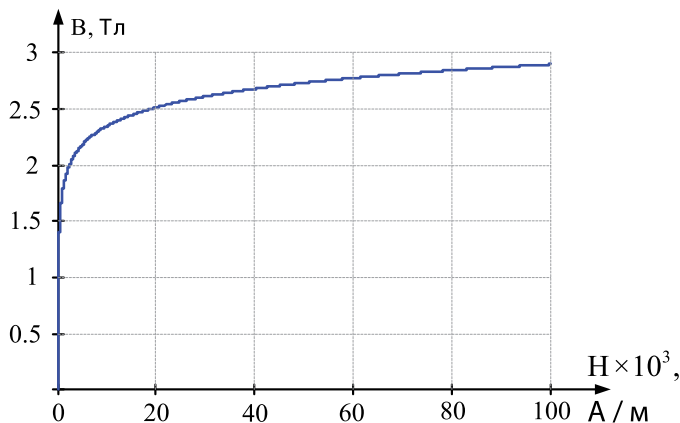


Рис. 4. Зависимость  $B = f(H)$  при  $H$  до 100000 А/м

полного (технического) насыщения, равную для разных марок стали 2,0 ÷ 2,1 Тл.

Найдем выражение для производной функции (8)

$$\frac{\partial B}{\partial H} = B_0 \frac{H_0}{2H} \cdot \frac{2}{H_0} = \frac{B_0}{H} \quad (9)$$

Из формулы (9) видно, что производная изменяется обратно пропорционально напряженности  $H$ . При  $H = 100\,000$  А/м по формуле (9) вычисляем

$$\mu_{\text{диф}} = \frac{\partial B}{\partial H} = \frac{0,24}{10^5} = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м.}$$

Полученное значение  $\mu_{\text{диф}}$  оказалось в 1,9 раза больше  $\mu_0$ .

В результате проведенного анализа видно, что более точная аппроксимация будет занимать промежуточное положение между зависимостями (2), (5), (8) и (9).

В процессе дальнейшей работы предполагается предложить аппроксимацию, которая обеспечивала бы приемлемую точность при  $H > H_{\text{к1}}$  и  $B > B_{\text{к1}}$  как по значениям  $B = f(H)$ , так и по производной  $\partial B / \partial H$ . При этом будет обеспечиваться в условиях насыщения магнитопровода ТТ достаточная точность его вторичных токов для вычисления как второй гармоники дифференциального тока, так и тормозного тока по первой гармонике.

Задание  $B = f(H)$  при  $H \leq H_{\text{к}}$  может выполняться на основе имеющихся справочных или экспериментальных данных.



#### Литература

1. Wierckx R.P. Fully digital real-time electromagnetic transients simulator. IERE International Electric Research Exchange, Caen France, March 1992, pp. 218-228.
2. Дроздов А.Д., Засыпкин А.С., Кужеков С.Л. и др. Электрические цепи с ферромагнитными элементами в релейной защите. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 254 с.
3. Наумов В.А., Шевцов В.М. Математические модели трансформатора тока в исследованиях алгоритмов дифференциальных защит. – Электрические станции, – 2003, – №3. – С. 51-56.
4. Баглейбтер О. (Bagleybter O.) Реализация модели трансформатора тока в Simulink на основе теории гистерезиса Джилса – Атертона (Jiles – Atertona). – Релейщик, – 2014, – №1. – С. 10-15.
5. Королев Е.П., Либерзон Э.М. Расчеты допустимых нагрузок в токовых цепях релейной защиты. – М.: Энергия, 1980. – 208 с.
6. Афанасьев В.В., Адоньев Н.М., Кибель В.М. и др. Трансформаторы тока. – Л.: Энергоатомиздат, 1989. – 416 с.
7. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – М.: Высшая школа, 1996. – 638 с.
8. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике. – М.: Астрель, 2006. – 991 с.

#### Сведения об авторах



***Паиковская Екатерина Викторовна***

*Инженер отдела разработки РЗА станционного оборудования. Родилась в 1990 году. Окончила в 2012 году Чувашский государственный университет по специальности «Электроснабжение промышленных предприятий».*



***Понамарев Евгений Алексеевич***

*Старший научный сотрудник технического отдела. Родился в 1984 году. Окончил электроэнергетический факультет Оренбургского государственного университета в 2006 году. Присвоена квалификация «инженер по обслуживанию электрических станций». В 2010 году защитил кандидатскую диссертацию в Томском политехническом университете. Автор 20 научных публикаций в области релейной защиты.*

УДК 621.6-5

Лазарев С.А., Мигушов С.Н.

## АНАЛИЗ СОВМЕСТИМОСТИ МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С СЕТЬЮ И ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ В ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

**Аннотация:** рассмотрено создание многообмоточного трансформатора для многоуровневого преобразователя частоты в составе высоковольтного частотно-регулируемого электропривода. Приведены результаты исследования электромагнитной совместимости преобразователя частоты с питающей его сетью и электродвигателем.

**Ключевые слова:** многоуровневый преобразователь частоты, многообмоточный трансформатор, электромагнитная совместимость.

Lazarev S.A., Migushov S.N.

### ANALYSIS COMPATIBILITY OF FREQUENCY CONVERTER WITH ELECTRIC MOTOR AND NETWORK IN FREQUENCY REGULATED ELECTRIC DRIVE

**Abstract:** learn how to create a multi-winding transformer for multi frequency converter in the composition of high-voltage frequency-regulated electric drive. Results of research of electromagnetic compatibility frequency Converter with its feeder network and the electric motor.

**Keywords:** multilevel frequency converter, multi winding transformer, electromagnetic compatibility.

В настоящее время действительность развития силовой преобразовательной техники такова, что большинство преобразователей электрической энергии вносят существенные искажения (высшие гармоники) в электрическую питающую сеть, что приводит к энергетическим потерям и, как следствие, к дополнительным эксплуатационным расходам. Современный потребитель заинтересован в потреблении качественной электрической энергии без искажений формы сетевого тока и напряжения. В связи с этим встает вопрос о путях устранения влияния высших гармонических составляющих от работы преобразователя электрической энергии на силовую питающую сеть. Существуют различные пути решения данной задачи, три из которых: использование фильтров, применение многообмоточных сдвиговых трансформаторов и применение активных выпрямителей (корректоров мощности), реализация которых на современном этапе развития электротехники стала возможной благодаря появлению новой элементной базы.

Применительно к мощным высоковольтным преобразователям для автоматизированного электропривода наиболее перспективным путем решения

обозначенной задачи является применение многоуровневых инверторов напряжения (рис.1) с многообмоточными трансформаторами [1]. Такой инвертор содержит последовательно соединенные однофазные инверторы, что позволяет снизить рабочее напряжение ключей (табл. 1).

Многие зарубежные фирмы, такие как Siemens, Toshiba, в конце прошлого, начале нынешнего века выпустили ряд частотно-регулируемых электроприводов с такими инверторами. И продолжают исследования и разработки в данной области электротехники.

Применение многоуровневого преобразователя частоты с многообмоточным трансформатором, построенного по специальному принципу, обеспечивающему фазовые сдвиги выходных напряжений, позволяет:

- улучшить электромагнитную совместимость преобразователя частоты с силовой питающей сетью (табл. 1);
- улучшить электромагнитную совместимость преобразователя частоты электродвигателем (табл. 2);
- снизить влияние высших гармонических составляющих на форму потребляемого сетевого тока и напряжения за счет специального конфигурирования вторичных обмоток трансформатора;
- применить низковольтные силовые ключи для построения высоковольтных преобразователей.

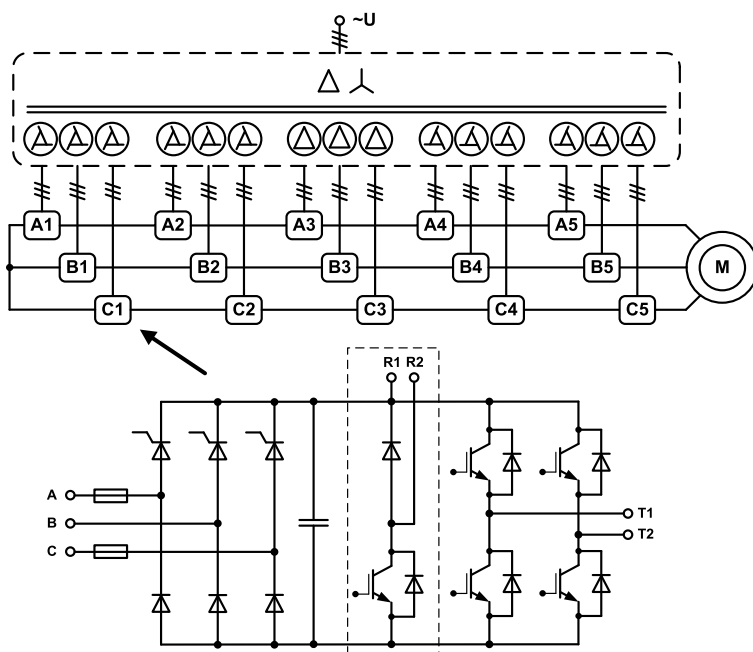


Рис. 1. Функциональная схема многоуровневого инвертора напряжения на 6 кВ

Основная сложность применения многообмоточных трансформаторов – это трудоемкость их изготовления. Зарубежные фирмы по производству трансформаторов изготавливают и реализуют многообмоточные трансформаторы по достаточно высоким ценам, так как данный тип продукции является специфическим и применяется только в составе многоуровневых преобразователей для высоковольтного электропривода. НПП «ЭКРА» совместно с ООО «Электрофизика» разработана и внедрена в производство отечественная серия многообмоточных трансформаторов для многоуровневых преобразователей частоты.

Важным вопросом при проектировании многообмоточного трансформатора является выбор фазовых сдвигов и схем соединений вторичных обмоток и, таким образом, обеспечение требуемого подавления высших гармоник в первичном токе трансформатора. Поскольку многообмоточный трансформатор питает выпрямители инверторов многоуровневого преобразователя, то расчеты и построение таких трансформаторов необходимо вести в контексте работы всего многоуровневого преобразователя частоты и электропривода.

Табл. 1. Электромагнитная совместимость преобразователя частоты с питающей сетью

Топология инвертора	Рабочее напряжение ключей, В	Пульсность схемы выпрямления	Входное линейное напряжение, кВ	Число вторичных обмоток трансформатора	THD входного тока, не более, %
3-х уровневый	5000	12	3	2	7,0
5-и уровневый	1700	30	6	15	5,0
6-и уровневый	1700	36	6	18	3,0
9-и уровневый	1700	54	10	27	2,0

Табл. 2. Электромагнитная совместимость преобразователя частоты с двигателем

Выходное линейное напряжение, кВ	Число ячеек в фазе	Число уровней фазного напряжения	Число уровней линейного напряжения	THD* выходного фазного напряжения, %	THD* выходного линейного напряжения, %	THD* выходного тока, не более, %
6	5	11	21	0,5	0,2	< 3
10	9	19	37	0,2	0,15	< 3

\* При анализе до 40-ой гармоники

При построении многообмоточного трансформатора вторичную обмотку трансформатора делают расщепленной, а для получения требуемых фазовых сдвигов используется соединение «расширенный треугольник». Геометрические построения для расчета обмоточных данных иллюстрирует рис. 2, а требуемые углы сдвига напряжений вторичных обмоток трансформатора и приведённую пульсность выпрямления в зависимости от требуемого выходного напряжения инвертора – табл. 3. Для получения пространственного распределения токов (рис. 3, а) соотношение чисел витков вторичных обмоток многообмоточного трансформатора должно удовлетворять табл. 4. При этом входной ток трансформатора будет близок к синусоидальному (рис. 3, б).

Табл. 3. Соотношение между выходным напряжением и количеством ячеек в фазе инвертора

Номинальное выходное напряжение, кВ	Количество ячеек в фазе инвертора	Пульсность схемы выпрямления	Требуемые углы сдвига
3	3	18	$-20^\circ, 0^\circ, +20^\circ$
6	5	30	$-24^\circ, -12^\circ, 0^\circ, +12^\circ, +24^\circ$
6,3	6	36	$-25^\circ, -15^\circ, -5^\circ, +5^\circ, +10^\circ, +25^\circ$
10	9	54	$-26,7^\circ, -20^\circ, -13,3^\circ, -6,7^\circ, 0^\circ, +6,7^\circ, +13,3^\circ, +20^\circ, +26,7^\circ$

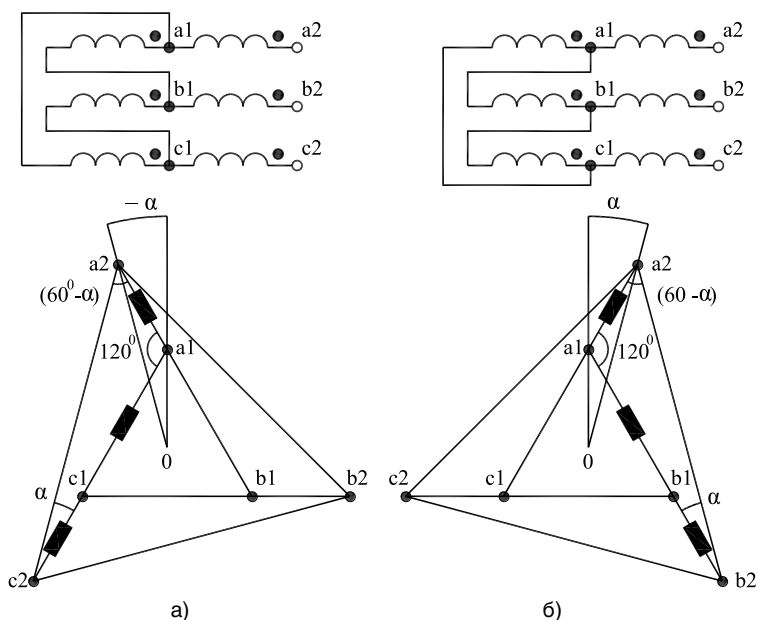


Рис. 2. Схемы соединения «расширенный треугольник»  
 а) с отрицательным углом;  
 б) с положительным углом

Табл. 4. Соотношения чисел витков обмоток для получения заданного фазового сдвига

Угол сдвига	$U_{a1a2}$	$U_{a1b1}$
0°	0	1,0
±5°	0,1006	0,8452
±7,5°	0,1507	0,7654
±10°	0,2005	0,6840
±12°	0,2401	0,6180
±15°	0,2989	0,5176
±20°	0,3949	0,3473
±22,5°	0,4419	0,2611
±24°	0,4697	0,2091

По результатам расчетов была разработана, испытана и внедрена в производство серия высоковольтных многообмоточных трансформаторов, примененная в многоуровневых преобразователях частоты с напряжением 6 кВ и 10 кВ.

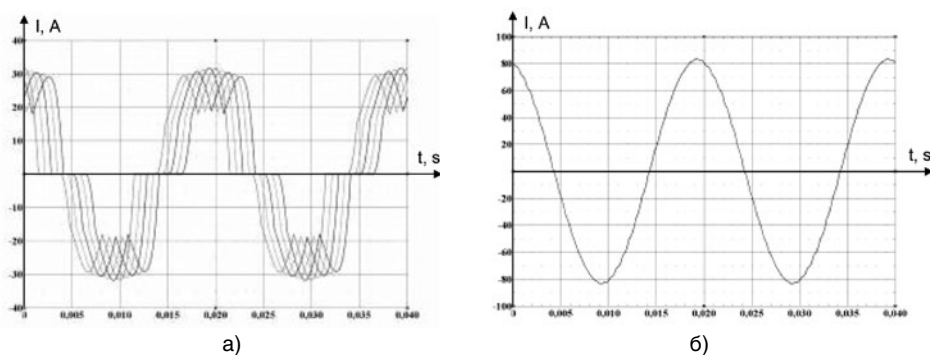


Рис. 3. Осциллограммы:  
 а) токов вторичных обмоток трансформатора;  
 б) входного тока трансформатора

Для дальнейших исследований влияния преобразователя частоты с многоуровневым инвертором на питающую его сеть, с учетом параметров сети в соответствии со схемой замещения (рис. 5) была разработана математическая модель, включающая питающую сеть, трансформатор, выпрямители V1-V5, конденсаторы фильтра С1-С5.

При разработке математической модели были приняты следующие

допущения:

- магнитная система трансформатора симметрична и работает на линейном участке кривой намагничивания;
- за счет равномерной загрузки последовательно соединенных инверторов многоуровневого преобразователя [2, 3] выпрямители нагружены равномерно, а следовательно, можно представить, что они соединены последовательно и работают на сопротивление  $R_H$ .

В основу схемы замещения многообмоточного трансформатора положена Т-образная схема замещения (рис. 4). При этом осуществляется суммирование токов вторичных обмоток [1], а ЭДС вторичных обмоток трансформатора соответствуют коэффициентам трансформации и углам сдвига (табл. 3)

$$I'_2 = I'_{21} + I'_{22} + I'_{23} + I'_{24} + I'_{25}. \quad (1)$$

Исследование проведено на примере преобразователя частоты с многообмоточным трансформатором мощностью 630 кВА и напряжением 6 кВ. Адекватность модели и принятых допущений доказана путем сопоставления результатов эксперимента и моделирования, так, при входном токе преобразователя 50 А полученное экспериментально содержание гармоник THD% составило 4,54%, а в результате моделирования получено значение THD% – 4,61%. Моделирование было проведено при параметрах сети, соответствующих параметрам питающей преобразователь кабельной линии, активное сопротивление  $R_C = 0,162$  Ом, индуктивное сопротивление  $X_C = 0,079$  Ом.

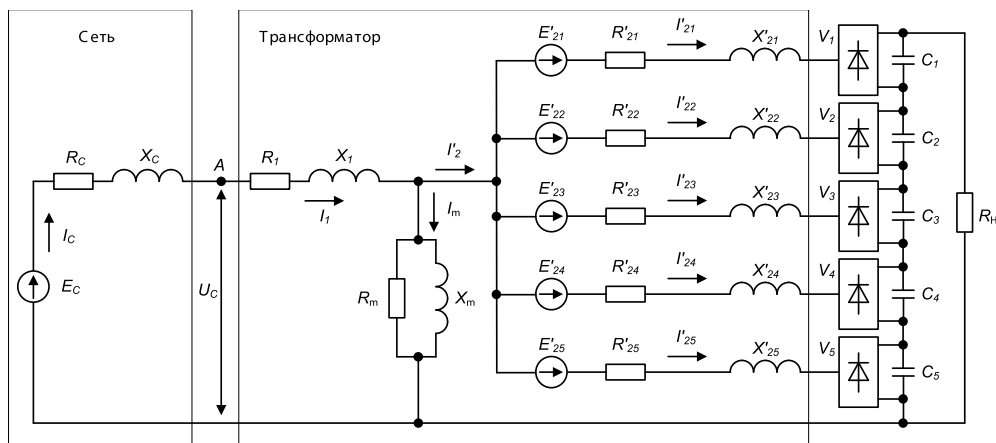


Рис. 4. Однолинейная схема замещения для исследования влияния преобразователя на питающую сеть

Существенное влияние на гармонический состав входного напряжения и тока многоуровневого преобразователя частоты с рассмотренным многообмоточным трансформатором оказывает мощность питающей сети. Чем мощнее питающая сеть (меньше индуктивное сопротивление сети), тем меньше THD% напряжения в узле подключения и больше THD% во входном токе преобразователя (рис. 5).

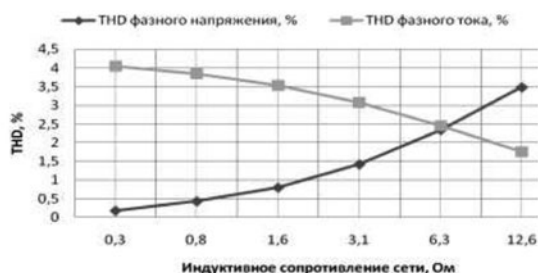


Рис. 5. Влияние индуктивного сопротивления питающей сети на THD%

Оценка влияния индуктивного сопротивления питающей сети на распределение гармонического состава напряжения (рис. 6, а) и тока (рис. 6, б) проведена на разработанной математической модели. При этом установлено, что с ростом индуктивного сопротивления сети возрастает содержание гармоник во входном напряжении преобразователя, обусловленных пульсностью схемы выпрямления.

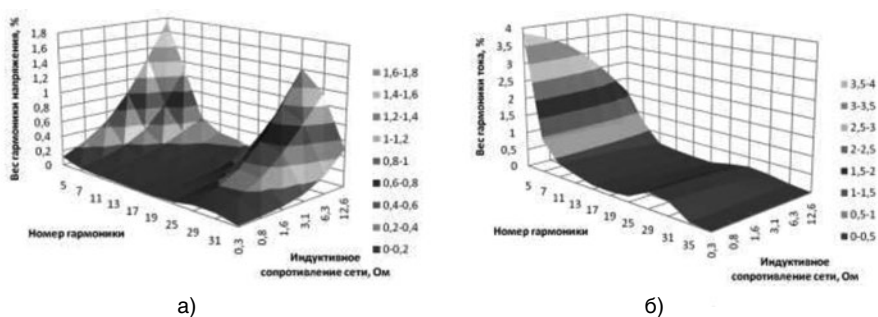


Рис. 6. Гармонический состав напряжения (а) и тока (б) на входе преобразователя частоты

Проведенные исследования многоуровневого преобразователя частоты с 30-пульсной схемой выпрямления показывают, что в гармоническом составе входного тока и напряжения проявляются 29 и 31 гармоники, а их величина укладывается в требования стандарта [4]. С увеличением индуктивного сопротивления сети величина высших гармоник напряжения возрастает, а тока уменьшается.



Количество уровней многоуровневого преобразователя частоты влияет на формирование выходного напряжения преобразователя. Чем больше уровней в преобразователе частоты, тем меньше уровень в выходном напряжении.

Уменьшение значения позволяет не только снизить содержание высших гармонических, но и снижает требование к изоляции двигателей и дает возможность использования серийного электродвигателя, не предназначенного для питания от преобразователя частоты. Рекомендуемые углы сдвига для многоуровневого преобразователя частоты в зависимости от требуемого номинального выходного линейного напряжения показаны в табл. 4.

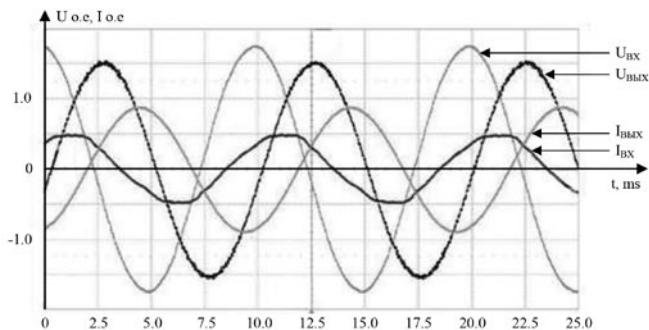


Рис. 7. Осциллограммы кривой тока и напряжения на входе и выходе преобразователя частоты

Экспериментально полученные осциллограммы (рис. 7) показывают, что форма входных и выходных напряжения и тока преобразователя частоты в составе частотно-регулируемого электропривода близка к синусоидальной.

Полученный уровень гармоник в сетевом напряжении в узле подключения и входном токе преобразователя полностью удовлетворяет Российскому стандарту ГОСТ Р 13109 97 [4].

#### Литература

1. Лазарев С.А. Применение инверторов напряжения в высоковольтном электроприводе / С.А. Лазарев // – Набережные Челны: Экспозиция НЕФТЬ ГАЗ, Научно-технический журнал, 2013. – №1 (26). – С. 31-35.
2. Альтшуллер М.И., Лазарев С.А., Иванчин И.И. Релейное регулирование тока в высоковольтном электроприводе / Тула, Известия ТулГУ. Технические науки. №3: в 5 ч. Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. Ч. 2. С. 3-11.
3. Векторная ШИМ в многоуровневом инверторе напряжения / С.А. Лазарев, И.И. Иванчин // Труды VII Международной научно-технической конференции по автоматизированному электроприводе: ФГБОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет». – Иваново, 2012. С. 410-414.
4. ГОСТ Р 54149-2010. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

### Сведения об авторах



***Лазарев Сергей Александрович***

*Кандидат технических наук, ведущий специалист ООО НПП «ЭКРА», заведующий кафедрой «Системы автоматического управления электроприводами» Чувашского государственного университета. Окончил Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова в 1973 году. В 1984 году в Ленинградском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по теме «Быстродействующий электропривод для регулирования натяжения материала при перемотке».*



***Мигушов Сергей Николаевич***

*Магистр техники и технологии, инженер-программист ООО НПП «ЭКРА». Окончил электротехнический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова в 2007 году.*

УДК 621.33:621.316.925.45

Герасимов А.А., Никитин И.А.

## О ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ДИСТАНЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ С ПОЛИГОНАЛЬНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ В ТЯГОВЫХ СЕТЯХ ГОРНОДОБЫВАЮЩЕЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

**Аннотация:** рассматривается возможность реализации классической дистанционной защиты в тяговых сетях. Исследование проведено с помощью моделирования в среде ПАК RTDS.

**Ключевые слова:** дистанционная защита, железная дорога, RTDS.

Gerasimov A.A., Nikitin I.A.

### THE POSSIBILITY OF USING THE DISTANCE PROTECTION WITH POLYGONAL CHARACTERISTICS TRACTION NETWORK IN THE MINING INDUSTRY

**Abstract:** In this work possibility of realization of a classical distance protection in traction networks by means of modeling in RTDS is considered.

**Keywords:** RTDS, distance protection, railways.

Электрические тяговые сети России располагают значительным спектром классов напряжения как переменного, так и постоянного тока. Линии постоянного тока бывают напряжением 1,65 и 3,3 кВ. В тяговых сетях трамваев и троллейбусов используется напряжение 600 В, метрополитена – 825 В постоянного тока. Системы переменного тока используются в следующем исполнении: 3 и 25 кВ в сетях железных дорог; 10 кВ в горнодобывающей промышленности (ГОК) [1], где применяется специальный электровоз ОПЭ1. Данный электровоз имеет понижающий трансформатор с 5-тью обмотками низкого напряжения для возможности ступенчатого регулирования напряжения на двух выпрямительных мостах и отдельной обмоткой для собственных нужд [2]. Два выпрямительных моста питают по 4 тяговых двигателя каждый (тяговые электродвигатели типа НБ-412П).

Электроснабжение тяговой сети выполнено от ряда трансформаторных подстанций (ТП) напряжением 220 кВ, проходящих вдоль контактной сети. Контактная сеть напряжением 10 кВ питается от понижающих трансформаторов (ТРДЦН-100000/220). В таких сетях одна фаза подключена к рельсу, а две другие фазы расходятся от ТП на контактную сеть. Схема питания тяговой электросети приведена на рис. 1. Между контактными проводами разных подстанций имеется бестоковая вставка. Релейная защита контактной сети реализуется по двум фазам, подводимым к устройствам защиты. Для реализации

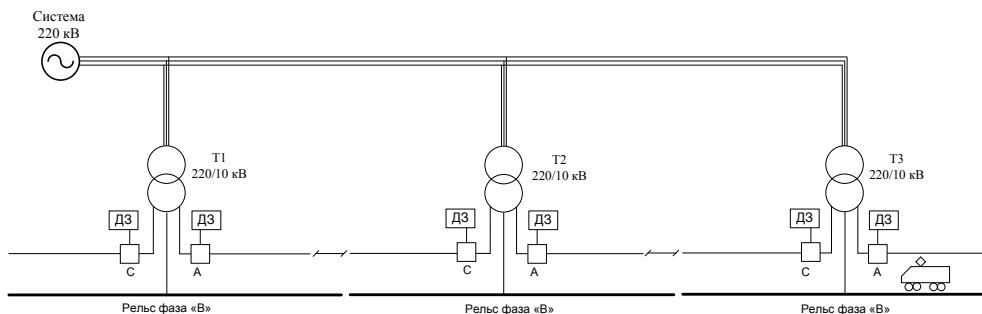


Рис.1. Схема варианта тяговой электросети

дистанционной защиты используются замеры междуфазных токов и напряжений.

В связи с особенностями реализации тяговых электросетей, выполнение в них релейной защиты отличается от традиционных методов исполнения [3]. К особенностям тяговых сетей можно отнести следующие факторы:

- резко меняющаяся несимметричная нагрузка;
- значения минимальных токов аварийных режимов сопоставимы со значениями максимальных нагрузочных режимов;
- наличие в сети выпрямительных установок обуславливает наличие большого количества высших гармоник;
- наличие подвижных однофазных нагрузок вызывает асимметрию токов и напряжений у близлежащих трехфазных потребителей;
- одна из фаз оказывается заземленной;
- в рекуперативном режиме в сети появляются дополнительные несинусоидальные токи;
- разветвленная схема железных дорог требует обесточивания места КЗ с нескольких сторон.

В связи с этим некоторые производители имеют специальные исполнения устройств релейной защиты и автоматики для тяговых сетей, такие как ЗАО «РАДИУС Автоматика» (серия Сириус ФВВ, ФКС), ООО НТЦ «Механотроника» (серия БМРЗ ФКС, ФВВ), ООО «АВВ» (терминал REO 517). Реализация дистанционной защиты (ДЗ) у разных производителей различна. Области срабатывания реле сопротивления терминалов серий «Сириус» и «БМРЗ» выполнены со стандартными круговыми характеристиками, что уменьшает гибкость настройки ДЗ. У «Сириуса» реализована возможность отслеживать аварийные «просадки» напряжения – до  $0,03U_{НОМ}$ . В терминалах фирмы АВВ в ДЗ используются полигональные характеристики, более гибкие в настройке, чем круговые. В характеристиках предусмотрен «вырез» нагрузочной области и при необходимости – направленность. В случае значительных снижений

напряжения может использоваться «работа по памяти».

Изучалась возможность применения дистанционной защиты на базе терминалов БЭ2502А10ХХ в рассматриваемой сети ГОК. Для этого в среде ПТК RTDS моделировалась часть контактной сети с электровозом, представляющим собой понижающий трансформатор с выпрямительной установкой и тяговыми двигателями постоянного тока (рис. 2). Также в состав электровоза включена система управления всеми двигателями. В ходе моделирования проводилась проверка и определение на комплексной плоскости областей нормальной работы, областей аварийных и утяжеленных режимов.

Ток фидера, питающего контактный провод, в нормальном режиме может изменяться в широких пределах. Минимальное значение напряжения на шинах тяговой подстанции переменного тока принимают равным 90% от номинального, а на шинах поста секционирования и возле пунктов параллельного соединения – 80% от номинального [3]. В связи с этим большим достоинством дистанционных защит является то, что по принципу своего действия она не срабатывает ложно при изменениях тока в большом диапазоне или просадках напряжения [4]. Однако дистанционные реле имеют обмотку напряжения, что обуславливает появление у защиты мертвой зоны по напряжению. При коротких замыканиях, близких к месту установки защиты, напряжение, подводимое к реле, стремится к нулю. Поэтому дистанционную защиту дополняют токовой отсечкой, перекрывающей мертвую зону дистанционной защиты [5].

Для оценки возможности реализации дистанционной защиты на терминалах БЭ2502А10ХХ проводился ряд испытаний, охватывающий все режимы работы моделируемого энергообъекта. При моделировании нормальных режимов рассматривался характер изменения комплексного сопротивления при включении трансформатора электровоза и пуске двигателей. Короткие замыкания моделировались на пантографе, за трансформатором, а также в цепи двигателей, как показано на рис. 2, точками К1, К2, К3 соответственно [6].

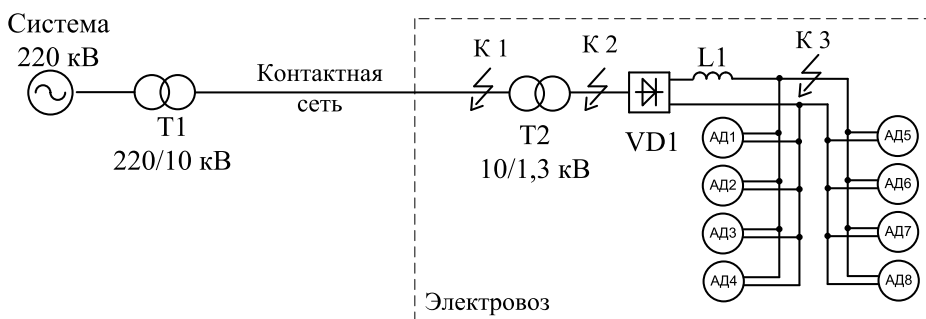
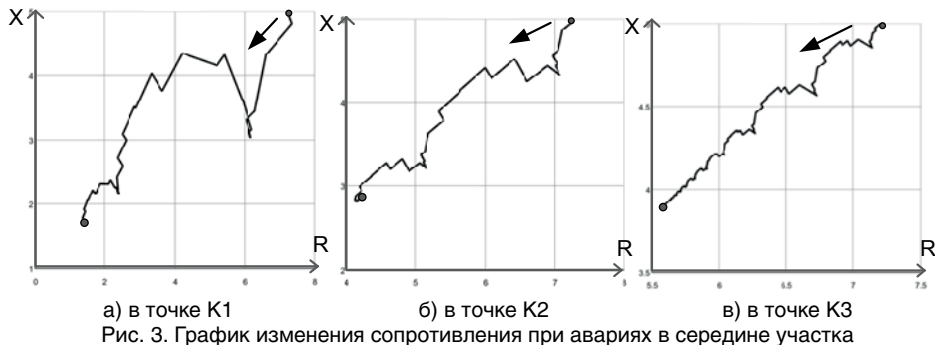


Рис. 2. Упрощенное изображение системы и мест моделирования аварий



На рис. 3 показано изменение замера сопротивления в середине участка при аварии на пантографе, за трансформатором и в цепи двигателей.

Обобщая многочисленные данные, полученные при моделировании различных аварийных режимов, можно сделать вывод – на плоскости комплексных сопротивлений области аварийных процессов не пересекаются с областью нормальных режимов (рис. 4).

Реализуем трехступенчатую дистанционную защиту. При расчете уставок необходимо обеспечить требуемую чувствительность. Объединив однотипные точки в области аварийных режимов, можно наглядно проследить охват области каждой характеристики. На рис. 5 это линии, образованные точками 1-3, 4-6, 7-9, соответственно обозначающие замеры сопротивлений

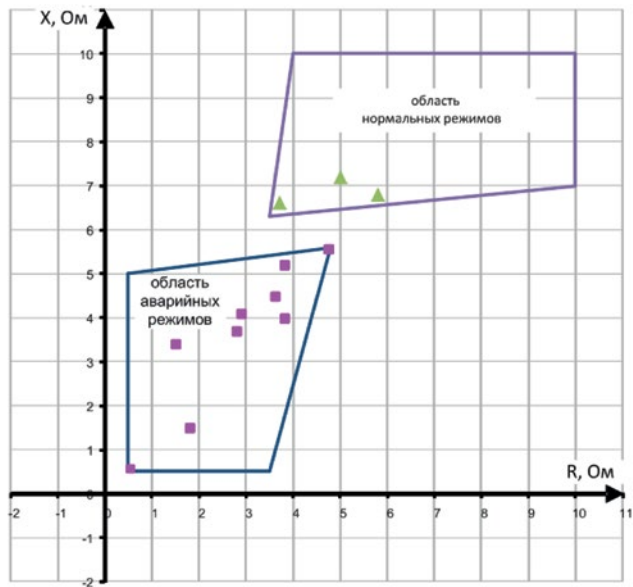


Рис. 4. Комплексная плоскость с выделенными областями аварийных и нормальных режимов

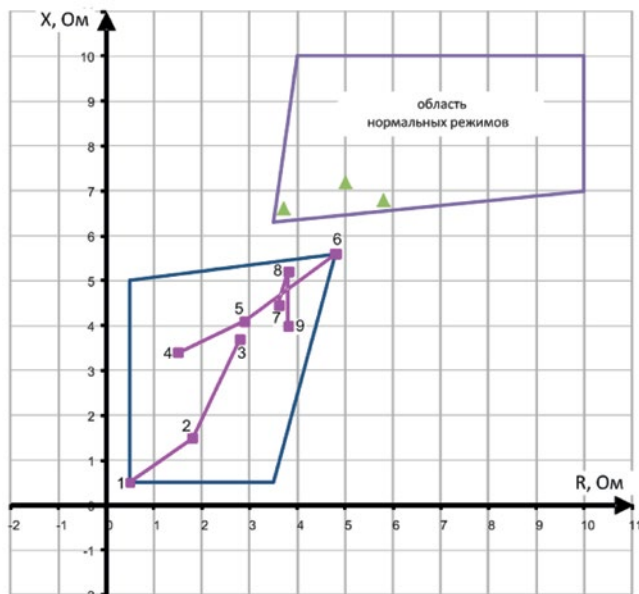


Рис. 5. Точки КЗ, объединенные в группы 1-3, 4-6, 7-9

при коротких замыканиях на пантографе, за трансформатором и за диодным мостом в электровозе.

В связи с тем, что не обеспечиваются условия селективности первой ступени в конце линии, снизим охват первой ступени до 50% длины линии с чувствительностью  $k_{\text{ч}}=1,5$ , отстроившись от сопротивления КЗ в середине участка (точка 2 на рис. 5)

$$Z_{\text{ср1ст}} = Z_{\text{точка2}}^{\text{КЗ}} \cdot k_{\text{ч}}$$

Вторая ступень рассчитывается с охватом конца участка. Отстройка от коротких замыканий в конце линии позволит обеспечить резервирование коротких замыканий за трансформатором, примем  $k_{\text{отс}} = 1,2$ . По расчету чувствительности при коротких замыканиях за трансформатором защита обеспечит резервирование защиты электровоза до половины длины контактной сети

$$Z_{\text{ср2ст}} = Z_{\text{точка3}}^{\text{КЗ}} \cdot k_{\text{отс}}$$

Третья ступень отстраивается от самого дальнего короткого замыкания за мостом (точка 9 на рис. 5), обеспечив резервирование защиты электровоза, его трансформатора и выпрямительного моста

$$Z_{\text{ср3ст}} = Z_{\text{точка9}}^{\text{КЗ}} \cdot k_{\text{отс}}$$

Обобщенные данные с расчетом уставок дистанционной защиты приведены в табл. 1.

Табл. 1. Уставки дистанционной защиты

Расчетное сопротивление КЗ	Уставка	Область срабатывания, которая обеспечивает требуемую чувствительность
$Z_{\text{точка2}}^{\text{КЗ}} = 1,8 + j1,5$	$Z_{\text{ср1ступени}} = 2,7 + j2,25$	50% длины линии
$Z_{\text{точка3}}^{\text{КЗ}} = 2,8 + j3,7$	$Z_{\text{ср2ступени}} = 3,78 + j5$	Резервирование КЗ за тр-ром до 50% длины линии
$Z_{\text{точка9}}^{\text{КЗ}} = 3,8 + j4,2$	$Z_{\text{ср3ступени}} = 5,13 + j5,67$	Резервирование КЗ за тр-ром

Результирующие области срабатывания приведены на рис. 6 вместе с мерами сопротивлений аварийных и рабочих режимов.

Частичное резервирование РЗ электровоза обеспечивается второй ступенью дистанционной защиты. Для обеспечения резервирования защит электровоза по всей длине тяговой сети предусматривается третья ступень ДЗ. Как показано на рис. 6, граница области срабатывания третьей ступени проходит вблизи нормального рабочего режима и отстроена от излишнего срабатывания только по времени. Селективность третьей ступени обеспечивается уставкой по реактивному сопротивлению, которую можно загрузить, или предусмотреть дополнительный измерительный орган (ИО). В качестве дополнительного разрешающего ИО целесообразно исследовать ИО по приращению активного сопротивления  $\Delta R/\Delta t$ .

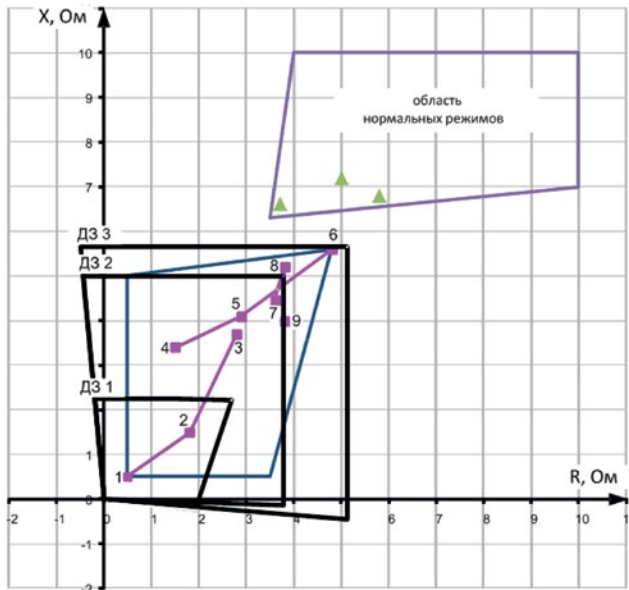


Рис. 6. Характеристики срабатывания ступеней дистанционной защиты



Как показано на рис. 3, авариям предшествует резкое изменение активного сопротивления, в отличие от нормальных режимов, при которых сопротивление меняется медленно.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что в рассмотренных тяговых электрических сетях возможно применение дистанционной защиты с полигональной характеристикой, например на базе терминалов БЭ2502А1002.

#### Литература

1. Слепцов М.А., Долаберидзе Г.П., Прокопович А.В. Под общ. ред. Слепцова М.А. Основы электрического транспорта: учебник для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 464 с.
2. Раков В.А. Тяговые агрегаты ОПЭ1 // Локомотивы и моторвагонный подвижной состав железных дорог Советского Союза 1976-1985. – М.: Транспорт, 1990. – 194 с.
3. Фигурнов Е.П. Релейная защита систем тягового электроснабжения. Учебн. для вузов ж.-д. трансп., 2000. – 601 с.
4. Бей Ю.М., Мамошин Р.Р., Пупынин В.Н., Шалимов М.Г. Тяговые подстанции / Учебник для вузов ж.-д. транспорта. – М.: Транспорт, 1986. – 319 с.
5. Шнеерсон Э.М. Цифровая релейная защита. – М.: Энергоатомиздат, 2007. – 549 с.
6. Циглер Г. Цифровая дистанционная защита: принципы и применение. – Перевод с англ. Под ред. Дьякова А.Ф. – М.: Энергоатомиздат, 2005. – 322 с.
7. Real Time Digital Simulator Tutorial Manual – RTDS Technologies, 2010. – 523 с.
8. Руководящие указания по релейной защите. Вып. 7. Дистанционная защита линий 35 – 330 кВ. – М.: «Энергия», 1968. – 170 с.

#### Сведения об авторах



##### ***Герасимов Александр Анатольевич***

*Окончил магистратуру Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова в 2014 году по направлению «Электроэнергетика и Электротехника», инженер, ООО НПП «ЭКРА».*



##### ***Никитин Иван Алексеевич***

*Окончил электроэнергетический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова в 2006 году, руководитель группы, ООО НПП «ЭКРА».*

УДК 621.316.722.2

Шаварин Н.И., Яров В.М., Лазарева Н.М., Лях А.В., Иванов А.Л.

## ДВУХФАЗНЫЙ ПОВЫШАЮЩИЙ КОНВЕРТЕР С ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

**Аннотация:** в статье приводится выбор способа управления двухфазным повышающим преобразователем, а также расчет параметров регуляторов цифровой системы управления с последующим её моделированием.

**Ключевые слова:** цифровое управление, синтез системы управления, стабилизатор, моделирование.

Shavarin N.I., Yarov V.M., Lazareva N.M., Lyah A.V., Ivanov A.L.

### TWO-PHASE BOOST CONVERTER WITH DIGITAL CONTROL SYSTEM

**Abstract:** the article provides a selection control method of a two-phase boost Converter, as well as the calculation of parameters of controllers, digital control system, with subsequent modeling.

**Keywords:** digital control, control system synthesis, stabilizer, modeling.

В случае полного исчезновения переменного напряжения в системе собственных нужд система оперативного постоянного тока получает питание от аккумуляторной батареи (АБ). Напряжение АБ в зависимости от нагрузки и длительности исчезновения переменного напряжения начинает уменьшаться, что может привести к ложному срабатыванию (или несрабатыванию) систем управления коммутационными аппаратами, релейной защиты, а на генерирующих объектах у электродвигателей постоянного тока уменьшается скорость и момент. Для компенсации падения напряжения АБ применяют стабилизаторы напряжения (конверторы DC/DC с жесткой отрицательной обратной связью).

Анализ публикаций в литературе [1, 2, 8, 9] и характеристик выпускаемых аналогичных устройств других производителей показывает, что лучшими техническими показателями и высоким КПД обладает импульсный преобразователь повышающего типа. В том случае, когда коммутируемые токи превышают допустимый ток одного транзистора, используется двухфазный повышающий конвертор (рис. 1).

*Двухфазный повышающий конвертор – это два повышающих импульсных преобразователя, питающихся от одного источника и работающих на общую нагрузку с временным сдвигом на полпериода (рис. 1, б). Роль ключей выполняют транзисторы. На интервале замкнутого состояния ключа в индуктивности дросселя запасается энергия, а при размыкании энергия через диод*

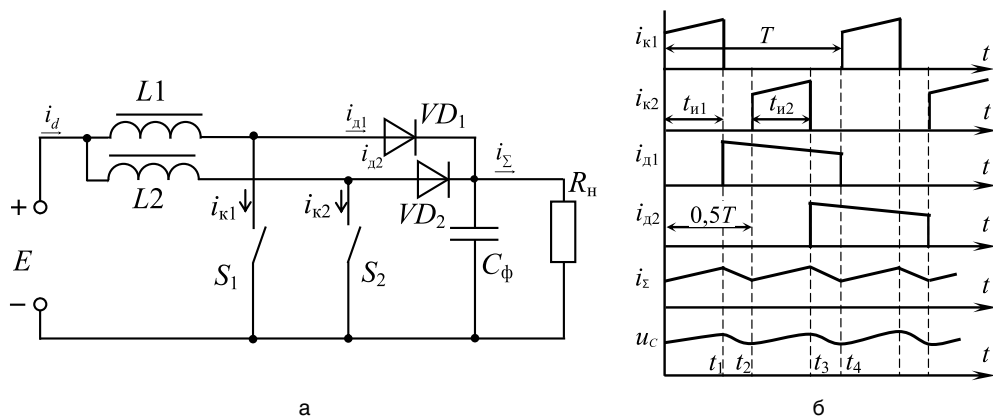


Рис. 1. Двухфазный повышающий конвертор:  
а – принципиальная схема; б – временные диаграммы работы

передается в другой накопитель энергии – конденсатор  $C_\phi$ . В результате напряжение на нагрузке становится выше напряжения источника питания. Изменяя с помощью системы управления длительность замкнутого состояния ключей можно стабилизировать напряжение  $U_n$  на нагрузке. Необходимая точность поддержания заданного значения напряжения  $U_n$  должна обеспечиваться замкнутой системой регулирования с учетом требований устойчивости и качества переходных режимов.

На динамические свойства преобразователя в первую очередь оказывают влияние параметры накопителей энергии: индуктивностей  $L_1$ ,  $L_2$  и конденсатора  $C_\phi$ , а также ограничение на ток и допустимое напряжение на транзисторах конвертора.

Выполним расчет параметров силовой части конвертора для следующих

исходных данных:  $f = \frac{1}{T} = 20$  кГц;  $E_{\min} = 175$  В;  $E_{\max} = 227$  В;  $E_{\text{ном}} = 200$  В;

$U_{\text{н.ном}} = 230$  В;  $I_{\text{н.мах}} = 120$  А;  $I_{\text{н.мин}} = 10$  А.

1. Минимальное, номинальное и максимальное значение коэффициента заполнения:

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{\eta} \left( 1 - \frac{E_{\max}}{U_n - \Delta U_a} \right) = \frac{1}{0,95} \left( 1 - \frac{227}{230 - 2} \right) = 0,0048;$$

$$\gamma_{\text{ном}} = \frac{1}{\eta} \left( 1 - \frac{E_{\text{ном}}}{U_n - \Delta U_a} \right) = \frac{1}{0,95} \left( 1 - \frac{200}{230 - 2} \right) = 0,136;$$

$$\gamma_{\max} = \frac{1}{\eta} \left( 1 - \frac{E_{\min}}{U_n - \Delta U_a} \right) = \frac{1}{0,95} \left( 1 - \frac{175}{230 - 2} \right) = 0,258.$$

2. Из условия обеспечения непрерывности тока дросселя минимальная индуктивность

$$L_{к.кр} = \frac{U_H (1 - \gamma_{\max})^2 \gamma_{\max}}{2f I_{H \min}} = \frac{230(1 - 0,258)^2 \cdot 0,258}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10} = 81,6 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Принимаем  $L_k = 100 \text{ мкГн.}$

3. Пульсации тока в дросселе  $L_k$

$$\Delta I_L = \frac{U_H \gamma_{\max} (1 - \gamma_{\max})}{2L_k f} = \frac{230 \cdot 0,258(1 - 0,258)}{2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3} = 11 \text{ А.}$$

4. Потребляемый из сети ток

$$I_d = \frac{P_H}{E_{\min} \eta} = \frac{230 \cdot 120}{175 \cdot 0,95} = 166 \text{ А.}$$

5. Максимальный ток транзистора и среднее значение тока

$$I_{к.макс} = \frac{I_{H.макс}}{2(1 - \gamma_{\max})} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{120}{2(1 - 0,258)} + \frac{0,549}{2} = 81,13 \text{ А;}$$

$$I_k = \frac{I_{H.макс} \gamma_{\max}}{2(1 - \gamma_{\max})} = \frac{120 \cdot 0,258}{2(1 - 0,258)} = 20,86 \text{ А.}$$

6. Максимальный ток диода равен максимальному току транзистора

$$I_{д.макс} = I_{к.макс} = 81,13 \text{ А,}$$

а среднее значение тока диода

$$I_d = \frac{I_{H.макс}}{2} (1 - \gamma_{\max}) = \frac{120}{2} (1 - 0,258) = 44,52 \text{ А.}$$

7. Емкость конденсатора исходя из заданной пульсации напряжения  $\Delta U_C = 0,01 U_H = 1,0 \text{ В}$  и частоте пульсаций  $2f = 40 \text{ кГц}$

$$C_H = \frac{\gamma_{\max} I_{H.макс}}{2f \Delta U_C} = \frac{0,258 \cdot 120}{2 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 1,0} = 387 \text{ мкФ.}$$

Принимаем  $C_H = 410 \text{ мкФ.}$

Для оценки достоверности выполненных расчетов выполним моделирование работы преобразователя в Simulink Matlab. Схема модели приведена на рис. 2. Результат моделирования для рассчитанных значений параметров приведен в таблице. Для сравнения в таблице приведены и результаты предварительного расчета.

Параметр	$I_d$	$I_{k \max}$	$I_k$	$U_H$ , В	$I_H$ , А	$R_H$ , Ом	$\gamma$	$L_k$ , мкГн	$\Delta U_{C^*}$ , В	$\Delta I_{Lk^*}$ , А	$\eta$
	А										
Предварительный расчет	166	81,13	20,86	230	120	1,9	0,258	100	1,0	11	95
Результат моделирования	165,1	94	21,46	232	122,1	1,9	0,258	100	0,75	11,2	98,04

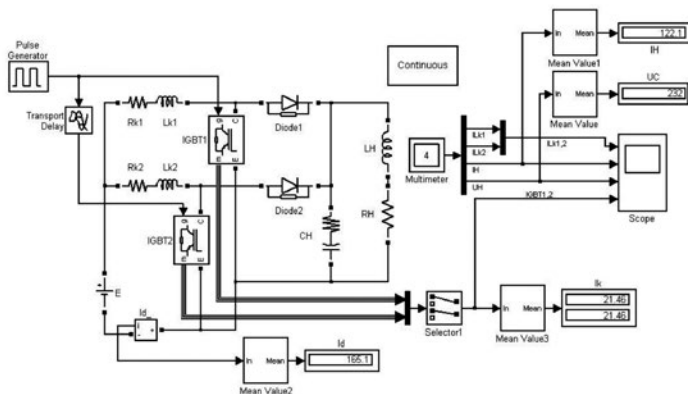


Рис. 2. Simulink-модель двухфазного повышающего конвертора

Расхождение в результатах, приведенных в таблице, связано с тем, что при расчете было принято значение КПД, равное 95%, а при моделировании  $\eta = 98\%$ . Для обеспечения тока нагрузки  $I_H = 120$  А коэффициент заполнения можно снизить до значения  $\gamma = 0,253$ .

Временные диаграммы работы конвертора, полученные при моделировании, приведены на рис. 3.

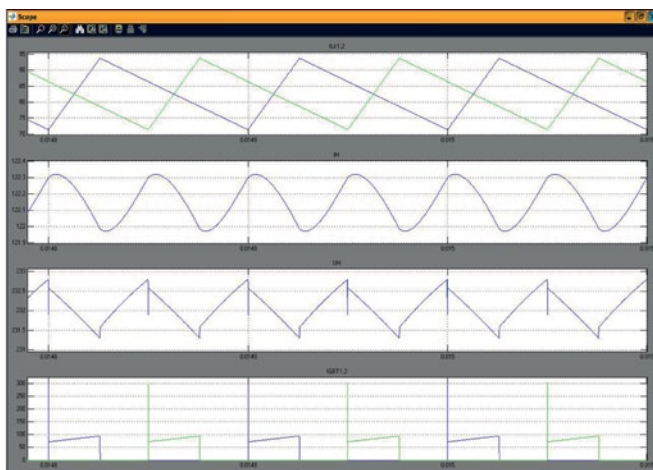


Рис. 3. Временные диаграммы работы двухфазного повышающего конвертора

В процессе переключения транзистора возникают перенапряжения, и для их снижения необходимо применение демпфирующих устройств. При включении транзистора из-за инерционности диодов возникают выбросы тока (диоды не могут мгновенно запереться, и конденсатор  $C_H$  имеет возможность разрядиться через диод и транзистор). В реальном преобразователе броски тока будут существенно меньше, т.к. при моделировании не учитывались активные и индуктивные сопротивления соединительных проводов.

На рис. 4 приведены нагрузочная и регулировочная характеристики двухфазного преобразователя.

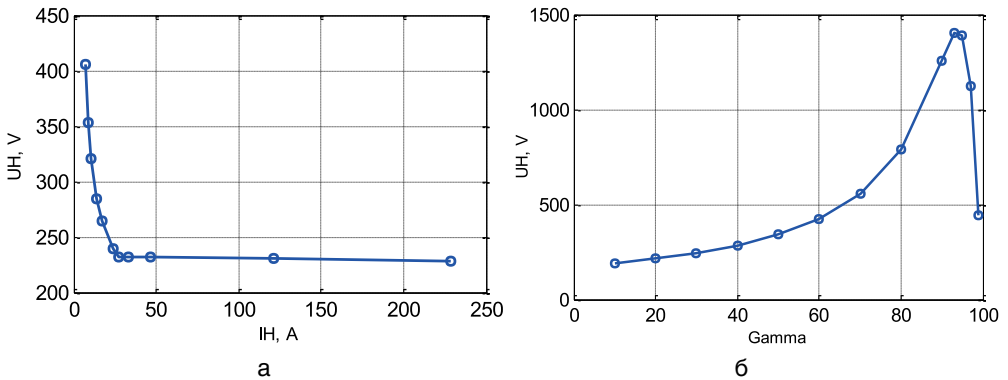


Рис. 4. Характеристики двухфазного преобразователя: а – нагрузочная; б – регулировочная

С приближением к холостому ходу ( $R_H \rightarrow \infty$ ) с каждым последующим периодом включения транзисторов возрастает энергия, накапливаемая в конденсаторе, а выходное напряжение будет увеличиваться до тех пор, пока какой-либо из компонентов схемы не выйдет из строя. При малых токах можно перейти на релейный режим управления, поддерживая напряжение нагрузки на заданном уровне.

Регулировочная характеристика имеет максимум (рис. 4, б), поэтому необходимо ограничить коэффициент заполнения  $\gamma$ . Если значение  $\gamma$  окажется слишком большим, то длительность интервала проводимости диодов уменьшится и выходное напряжение уменьшится.

При включении конвертора (рис. 5) пусковой ток может достигнуть значения, достаточного для насыщения магнитопроводов дросселей  $L$ , при этом ток заряда будет ограничиваться только внутренним сопротивлением источника питания, активными сопротивлениями дросселей и диодов. Поэтому необходимо первоначальный заряд обеспечить через пусковой резистор с последующим его шунтированием контактором или тиристором.

При построении системы управления необходимо учесть еще одну осо-

бенность. Защиту от короткого замыкания нельзя обеспечить уменьшением до нуля коэффициента заполнения импульсов управления. Ток нагрузки можно ограничивать только до тех пор, пока выходное напряжение конвертора будет больше напряжения питания. Поэтому для защиты от короткого замыкания в цепи нагрузки необходимо включение последовательно с источником питания дополнительного ключа.

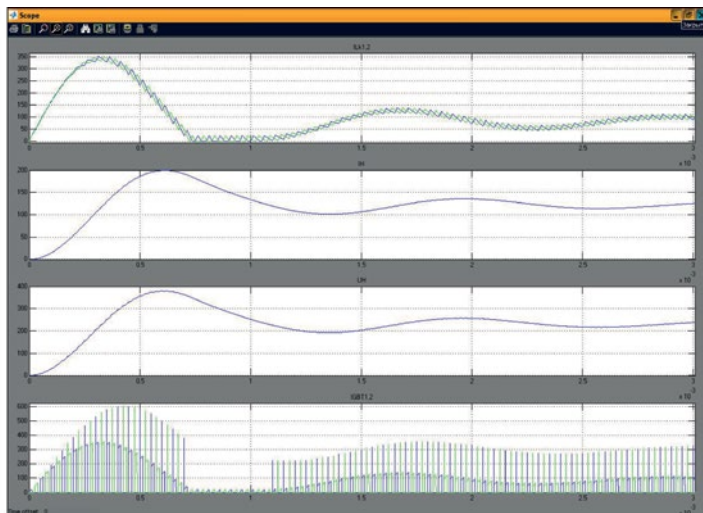


Рис. 5. Временные диаграммы пускового режима двухфазного преобразователя

После расчета статики необходимо выполнить динамический расчет с целью определения параметров элементов контура обратной связи и стабильности выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки.

На основе [1] получена передаточная функция по управляющему воздействию с учетом сопротивления нагрузки  $R_H$  и сопротивления потерь конденсатора  $r_c$

$$W_\gamma(p) = \frac{K(1-\tau p)(1+r_c C p)}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}, \quad (1)$$

$$\text{где } K = \frac{R_H U [2(1-\gamma)R_H - r]}{(1-\gamma)r(r_c + r) + 2(1-\gamma)^3 R_H}; \quad \tau = \frac{L}{2(1-\gamma)R_H - r}; \quad T = \sqrt{\frac{LCR_H}{2(1-\gamma)^2 R_H + r(r_c + 1)}};$$

$$\xi = \frac{L(r_c + 1) + C [R_H r + 2(1-\gamma)^2 R_H r_c]}{2T_2 [2(1-\gamma)^2 R_H + r(r_c + 1)]}; \quad r - \text{активное сопротивление дросселя } L.$$

Достоверность (1) проверена сравнением переходных процессов, полученных на Simulink-модели конвертора и по формуле (1).

После выхода преобразователя на установившийся режим работы система управления (блок Subsystem на рис. 6) изменяла коэффициент заполнения  $\gamma$ , и на осциллографе ScopeURH фиксировался переходный процесс изменения напряжения нагрузки. Нормированная кривая разгона напряжения нагрузки представлена на рис. 7.

На первом периоде работы преобразователя после действия скачка напряжения управления на увеличение длительности включенного состояния  $t_{II}$  транзистора напряжение нагрузки сначала уменьшается, так как длительность выключенного состояния транзистора, при котором энергия, накопленная в дросселе, передается в нагрузку, становится меньше, чем в предыдущем периоде работы

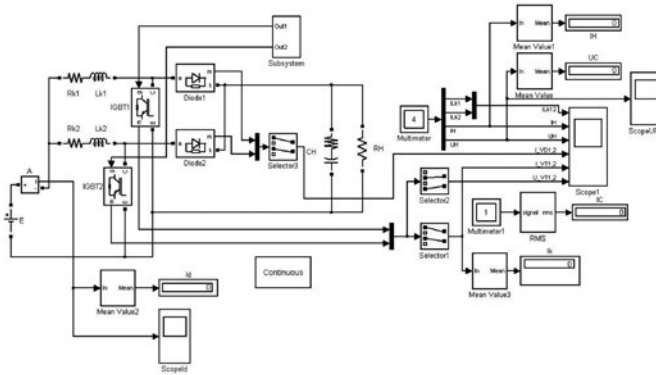


Рис. 6. Simulink-модель двухфазного повышающего конвертора с разомкнутой системой управления

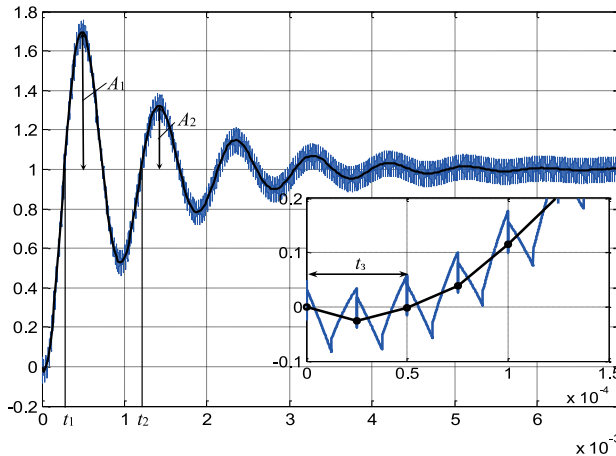


Рис. 7. Нормированная кривая разгона напряжения нагрузки



транзисторов. Эта особенность работы повышающего преобразователя хорошо видна на кривой разгона, которая соответствует переходной характеристике неминимально-фазового звена.

Неминимально-фазовый четырехполюсник можно заменить двумя последовательно соединенными четырехполюсниками, один из которых является минимально-фазовым, а другой – четырехполюсником чисто фазового сдвига [3]. Длительность интервала, когда напряжение на нагрузке меньше предыдущего значения напряжения составляет всего один период (рис. 7), поэтому можно аппроксимировать кривую разгона переходной характеристикой колебательного звена, а этот интервал учесть временем запаздывания  $t_s$ .

Передаточная функция колебательного звена имеет следующий вид:

$$W(p) = \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}.$$

Динамическими параметрами колебательного звена являются постоянная времени  $T$  – величина, обратная собственной частоте колебательного звена, и относительный коэффициент затухания  $\xi$ . Эти параметры можно определить с достаточной степенью точности по кривой разгона по формулам

$$T = \frac{1}{\sqrt{\omega_1^2 + \beta^2}} \text{ и } \xi = \beta T, \quad (1)$$

где  $\omega_1 = \frac{2\pi}{t_2 - t_1}$ ;  $\beta = \frac{\ln(A_1/A_2)}{t_2 - t_1}$ , либо по амплитуднофазовой характеристике

(АФХ) по следующим простым соотношениям

$$T = \frac{1}{\omega_r}; \xi = -\frac{1}{2V(\omega_r)},$$

где  $\omega_r$  – частота, при которой АФХ пересекает мнимую ось;  $V(\omega_r)$  – ордината мнимой оси, соответствующая частоте  $\omega_r$ . Для построения АФХ может быть использована кусочно-линейная аппроксимация кривой разгона [4].

Оба метода дают близкие результаты. Наименьшее отклонение аппроксимирующей функции от экспериментальной кривой разгона дает второй метод, поэтому преобразователь может быть представлен по напряжению нагрузки колебательным звеном с передаточной функцией

$$W_0(p) = \frac{K_y}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1} = \frac{K_y/T^2}{p^2 + \frac{2\xi}{T} p + \frac{1}{T^2}} = \frac{K_0}{p^2 + a_1 p + a_0},$$

где  $T = 1,502 \cdot 10^{-4}$  с;  $\xi = 0,1186$ ;  $K_0 = 0,2593 \cdot 10^8$ ;  $a_1 = 0,1579 \cdot 10^4$ ;  $a_0 = 0,443 \cdot 10^8$ .

Определим параметры ПИ-регулятора напряжения, используя корневой метод [5].

Передаточная функция разомкнутой системы с ПИ-регулятором напряжения

$$W_p(p) = W_n(p)W_{\text{ПИ}}(p) \frac{K_0}{p^2 + a_1 p + a_0} \frac{K_{\text{п}} p + K_{\text{и}}}{p} = \frac{K_0 K_{\text{п}} p + K_0 K_{\text{и}}}{p^3 + a_1 p^2 + a_0 p}.$$

Передаточная функция замкнутой системы по ошибке

$$W_3(p) = \frac{1}{1 + W_p(p)} = \frac{p^3 + a_1 p^2 + a_0 p}{p^3 + a_1 p^2 + (a_0 + K_0 K_{\text{п}}) p + K_0 K_{\text{и}}}.$$

Параметры ПИ-регулятора будут оптимальными, если все корни характеристического уравнения

$$H_3(p) = p^3 + a_1 p^2 + (a_0 + K_0 K_{\text{п}}) p + K_0 K_{\text{и}}$$

будут находиться на прямой в левой полуплоскости, параллельной мнимой оси и отстоящей от нее на расстоянии  $\alpha$ .

Преобразуем многочлен  $H_3(p)$  согласно теореме Виета

$$\begin{aligned} p^3 + a_1 p^2 + (a_0 + K_0 K_{\text{п}}) p + K_0 K_{\text{и}} &= (p + \alpha) \left[ (p + \alpha)^2 + \beta^2 \right] = \\ &= p^3 + 3\alpha p^2 + (3\alpha^2 + \beta^2) p + \alpha(\alpha^2 + \beta^2). \end{aligned}$$

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях  $p$ , получим значения коэффициента усиления  $K_{\text{п}}$  и интегрального коэффициента усиления  $K_{\text{и}}$ . Получим

$$\alpha = 0,526 \cdot 10^3; \beta_{\text{min}} = 6,59 \cdot 10^3; \text{примем } \beta = 7 \cdot 10^3.$$

$$K_{\text{п}} = \frac{1}{K_0} (\beta^2 + 3\alpha^2 - a_0) = \frac{1}{0,2593 \cdot 10^8} (49 \cdot 10^6 + 0,831 \cdot 10^6 - 44,3 \cdot 10^6) = 0,2123.$$

$$K_{\text{и}} = \frac{\alpha}{K_0} (\alpha^2 + \beta^2) = \frac{0,526 \cdot 10^3}{0,2593 \cdot 10^8} (0,277 \cdot 10^6 + 49 \cdot 10^6) = 1000,4.$$

Корни характеристического уравнения при рассчитанных значениях  $K_{\text{п}}$  и  $K_{\text{и}}$  равны  $p_1 = -519,2$ ;  $p_{2,3} = -515,4 \pm j6999,9$ , следовательно, параметры ПИ-регулятора можно считать оптимальными.

На рис. 8 приведены кривые разгона для двух значений свободного ко-

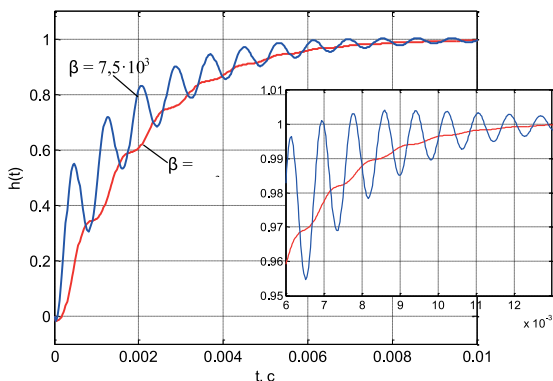


Рис. 8. Кривые разгона повышающего конвертора с системой управления, замкнутой по напряжению нагрузки для  $\beta = 6,6 \cdot 10^3$  и  $7,5 \cdot 10^3$

эффицента  $\beta$ , полученные имитационным моделированием системы, замкнутой по напряжению нагрузки, в Simulink Matlab. Увеличение  $\beta$  приводит к росту колебательности и, как следствие, к увеличению времени регулирования.

На рис. 9 приведены нагрузочные характеристики  $U_H = f(I_H)$  для разомкнутой системы и системы, замкнутой по напряжению нагрузки. Для замкнутой системы характеристика более жесткая.

На рис. 10 приведены кривые переходных процессов в системе, замкнутой по напряжению нагрузки, для двух значений сопротивления нагрузки. При увеличении сопротивления нагрузки возрастает перерегулирование, следовательно, параметры регулятора необходимо изменять в зависимости от тока нагрузки. В аналоговой системе управления такую подстройку реализовать затруднительно, поэтому необходимо использовать цифровую систему управления.

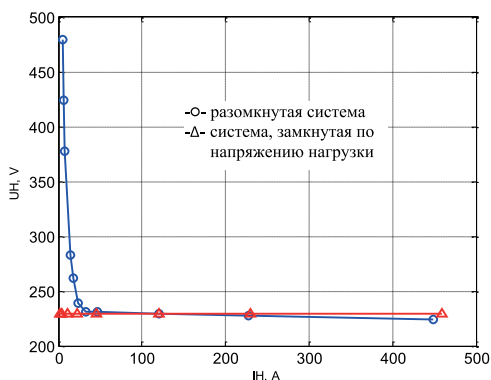


Рис. 9. Нагрузочные характеристики для разомкнутой системы и для системы с обратной связью по напряжению нагрузки

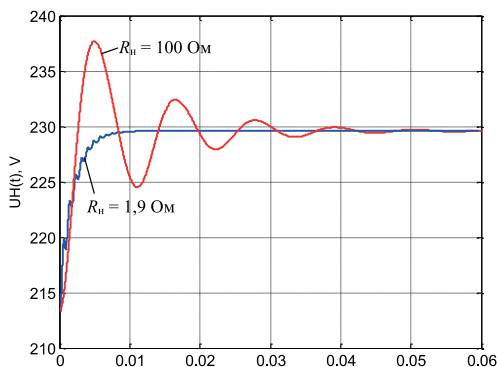


Рис. 10. Переходные процессы в системе, замкнутой по напряжению нагрузки, для  $\beta = 7 \cdot 10^3$

Если объект управления представить состоящим из двух частей, одна из которых является инерционным объектом без запаздывания, а другая содержит запаздывание  $t_3$ , то качество регулирования можно улучшить, используя двухконтурную систему управления (рис. 11). Внутренний контур содержит регулятор тока дросселей РТ с датчиком тока ДТ. Объект управления представлен колебательным звеном  $W_i(p)$  и звеном запаздывания  $e^{-p\tau}$ . Внешний контур представлен регулятором напряжения РН. В отечественной литературе такое управление получило название «подчиненное», так как регулятор тока находится внутри регулятора напряжения. В зарубежной литературе двухконтурную систему называют каскадной, так как первичный регулятор РН соединен последовательно со вторичным регулятором РТ.

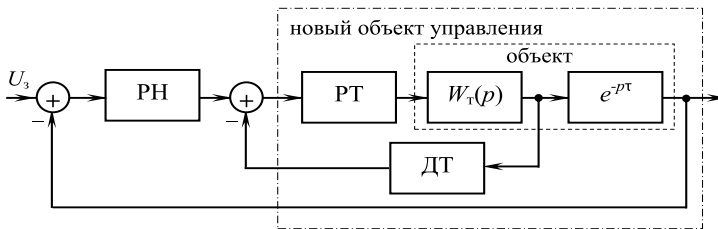


Рис. 11. Структурная схема двухконтурной системы управления

Поскольку в двухфазном конвертере два дросселя, то удобнее определять передаточную функцию по входному току  $i_d$ . С этой целью выполнялось моделирование, при котором после выхода на установившийся режим система управления изменяла коэффициент заполнения  $\gamma$  и на осциллографе Scopeld фиксировался переходный процесс изменения тока  $i_d$ , потребляемого от источника питания (см. рис. 2). Нормированная кривая разгона входного тока  $i_d$  приведена на рис. 12.

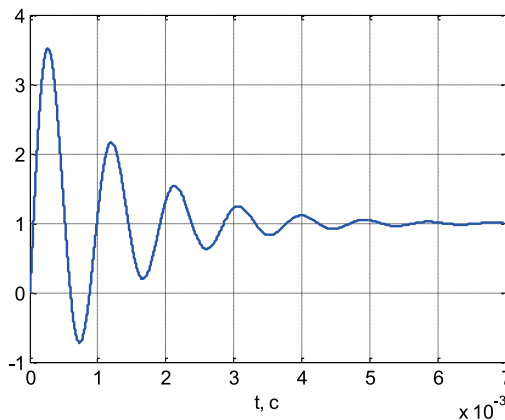


Рис. 12. Нормированная кривая разгона входного тока

По виду кривой разгона можно предположить возможность моделирования конвертора по току, потребляемому от источника, передаточной функцией колебательного звена. Для принятых выше исходных данных по кривой разгона и по соотношениям (1) получены следующие параметры колебательного звена:

$$T = 1,4752 \cdot 10^{-4}; \xi = 0,1223.$$

На рис. 13 показана аппроксимация экспериментальной кривой разгона по току, потребляемому от источника, кривой разгона колебательного звена (кривая 2). Хорошо видно, что передаточная функция двухфазного повышающего конвертора по току  $i_d$  кроме колебательного содержит еще и форсирующее звено. Таким образом, преобразователь более точно можно моделировать передаточной функцией

$$W(p) = \frac{1 + \tau p}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1}. \quad (2)$$

Постоянная времени форсирующего звена была определена по значению производной в начале кривой разгона

$$\tau = \frac{\Delta h}{\Delta t} T^2 = 4,57 \cdot 10^{-4}.$$

Результаты моделирования экспериментальной кривой разгона с использованием передаточной функции (2) приведены на рис. 13. Модельная кривая, полученная с использованием формулы (2), практически сливается с экспериментальной.

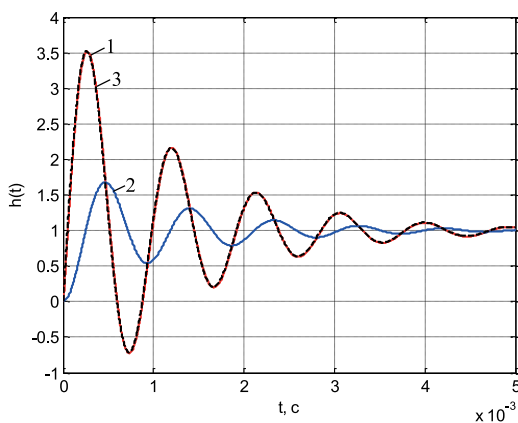


Рис. 13. Моделирование кривой разгона по току, потребляемому от источника:

- 1 – экспериментальная кривая разгона;
- 2 – моделирование колебательным звеном;
- 3 – модель в виде передаточной функции (2)

При моделировании конвертора по току, потребляемому от источника, колебательным звеном параметры ПИ-регулятора, полученные корневым методом по приведенным выше соотношениям, будут равны

$$\alpha = 552,693; \beta = 7 \cdot 10^3; K_{II} = 0,0485; K_{II} = 333,166.$$

Корни характеристического уравнения системы, замкнутой по току,

$$p_1 = -552,7; p_{2,3} = 552,7 \pm 7000j$$

находятся на прямой, параллельной мнимой оси комплексной  $p$ -плоскости, поэтому можно считать параметры ПИ-регулятора оптимальными.

На рис. 14 приведены переходные процессы в системе с ПИ-регулятором тока  $i_d$ , полученные моделированием Simulink Matlab. Результаты моделирования показывают, что параметры регулятора, синтезированные корневым методом, для управления объектом, представленным колебательным звеном, можно использовать для регулирования процессов в конверторе, передаточная функция которого кроме колебательного содержит еще и форсирующее звено.

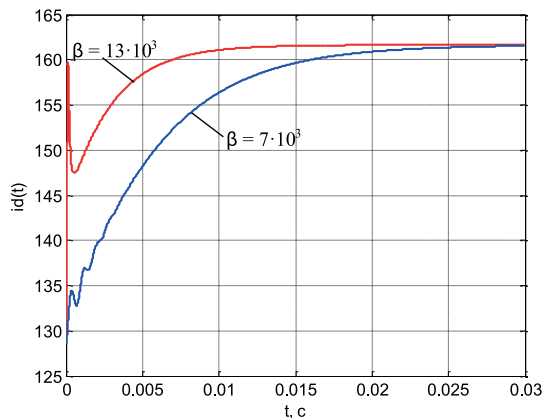


Рис. 14. Переходные процессы в повышающем конверторе с системой управления, замкнутой по току, потребляемому от источника

В структурной схеме подчиненного регулирования (рис. 11) объект вместе с регулятором тока может быть представлен новым объектом регулирования с передаточной функцией замкнутой системы с ПИ-регулятором тока.

Нормированная кривая разгона напряжения нагрузки в системе, замкнутой по току, потребляемому от источника, при изменении сигнала управления от 6 до 7,5 В приведена на рис. 15. При этом напряжение нагрузки изменилось от 205,55 до 229,6 В. Следовательно, коэффициент усиления объекта управления

$$K_{\text{oy}} = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{\Delta U_{\text{y}}} = \frac{229,6 - 205,55}{7,5 - 6} = 16,03.$$

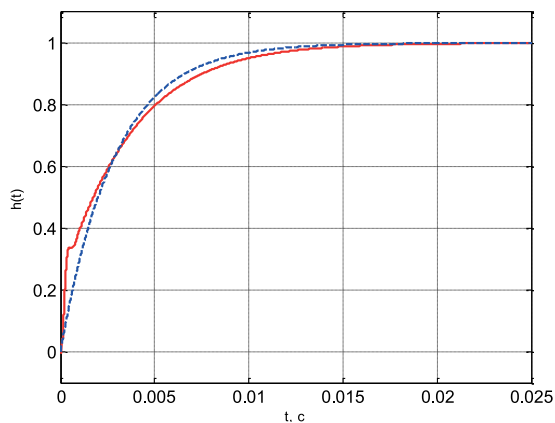


Рис. 15. Нормированная кривая разгона напряжения нагрузки конвертора в системе, замкнутой по току  $i_d$  (сплошная линия), и ее аппроксимация кривой разгона звена первого порядка (пунктир)

АФХ и частотные характеристики, построенные по кривой разгона напряжения нагрузки в системе, замкнутой по току  $i_d$ , приведены на рис. 16 и 17 соответственно. Они свидетельствуют о том, что передаточная функция нового объекта управления имеет высокий порядок. По этим характеристикам графоаналитическим методом можно определить параметры регулятора напряжения в системе подчиненного регулирования [6].

По виду кривой разгона (рис. 15) можно предположить, что в более простом виде новый объект управления представим инерционным звеном первого

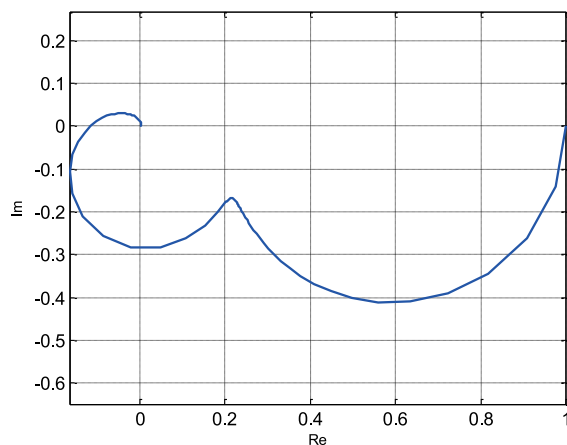


Рис. 16. АФХ конвертора по напряжению нагрузки в системе, замкнутой по току  $i_d$  ( $\beta = 10$ )

замкнутой по току  $i_d$  ( $\beta = 10$ )

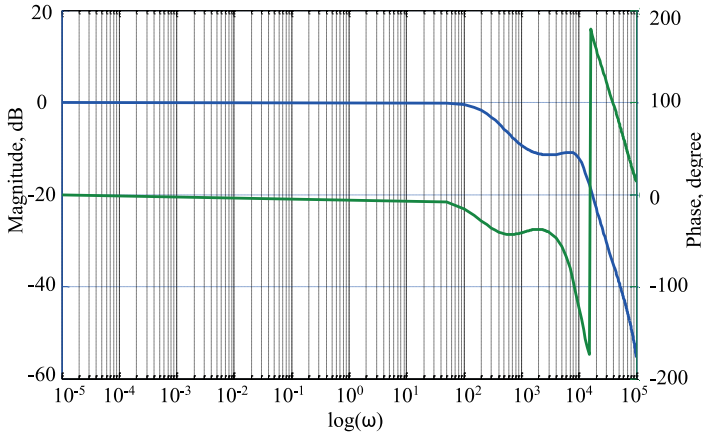


Рис. 17. Частотные характеристики конвертора по напряжению нагрузки в системе, замкнутой по току  $i_d$  ( $\beta = 10$ )

го порядка с запаздыванием. По нормированной кривой разгона определим время запаздывания  $t_3 = 50$  мкс, а на уровне 0,63 от ее установившегося значения – постоянную времени инерционного звена  $T = 2,9$  мс. На рис. 15 пунктиром показана кривая разгона по напряжению нового объекта при моделировании его звеном первого порядка с запаздыванием.

Следовательно, передаточная функция объекта управления

$$W_H(p) = \frac{K_{oy}}{1 + pt} e^{-t/t_3} = \frac{16,03}{1 + 2,9 \cdot 10^{-3} p} e^{-t/50 \cdot 10^{-6}}.$$

Исходя из аperiodического характера переходного процесса, в [7] параметры ПИ-регулятора предложено определять по следующим выражениям:

$$K_H = \frac{\left[ 3 + \frac{t_3}{2T} + 4 \left( \frac{t_3}{2T} \right)^2 + \left( \frac{t_3}{2T} \right)^3 \right] - \left[ 2 + \left( \frac{t_3}{2T} \right)^2 \right] \sqrt{2 + \left( \frac{t_3}{2T} \right)^2}}{t_3 \left[ 1 + \left( \frac{t_3}{2T} \right)^2 \right]} = 3605,7; \quad (3)$$

$$K_H = \frac{2T}{K_{oy} t_3} \left[ \sqrt{2 + \left( \frac{t_3}{2T} \right)^2} - 1 \right] e^{\sqrt{2 + \left( \frac{t_3}{2T} \right)^2} - 2 + \left( \frac{t_3}{2T} \right)} = 1,6544. \quad (4)$$

Кривая разгона  $U_H = f(t)$  в системе подчиненного управления (рис. 11), полученная имитационным моделированием в Simulink Matlab для параметров



ПИ-регулятора, определенных по формулам (3) и (4), показана на рис. 18. Переходный процесс с перерегулированием. С целью снижения перерегулирования параметры ПИ-регулятора были изменены следующим образом:

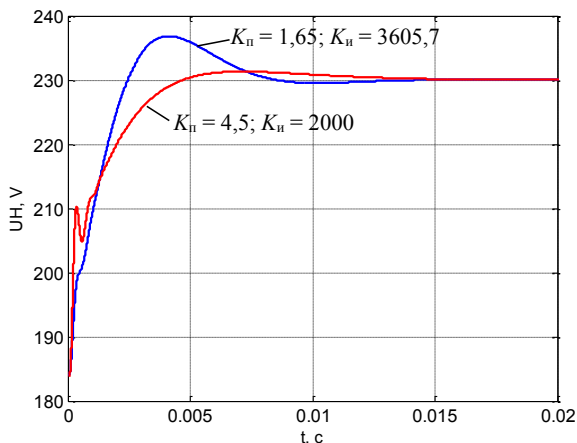


Рис. 18. Разгон напряжения нагрузки в системе подчиненного регулирования

Нагрузочные характеристики  $U_H = f(I_H)$  для системы подчиненного регулирования представлены на рис. 19. На характеристике два участка: участок стабилизации напряжения нагрузки и участок ограничения тока. Ток нагрузки ограничивается только до момента, когда напряжение нагрузки станет равным напряжению питания.

Параметры ПИ-регуляторов по току и по напряжению определены для номинального режима работы конвертора. Результаты моделирования пока-

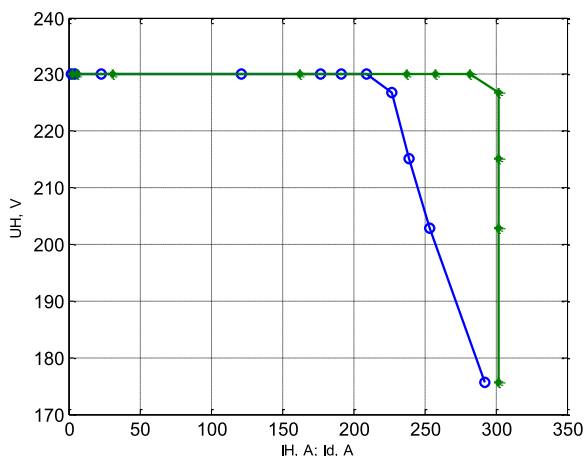


Рис. 19. Характеристики конвертора с системой подчиненного регулирования:  
 -o- – нагрузочная  $U_H = f(I_H)$ ; -x- –  $U_H = f(I_d)$

зывают, что при увеличении сопротивления нагрузки перерегулирование возрастает. Так, при  $R_i = 100$  Ом максимальное напряжение на нагрузке достигает 248 В. Для снижения перерегулирования требуется изменение параметров регуляторов. В аналоговой системе управления реализовать коррекцию системы управления затруднительно. Наиболее целесообразно использовать цифровые регуляторы.

Структурная схема повышающего конвертора с цифровым управлением приведена на рис. 20.

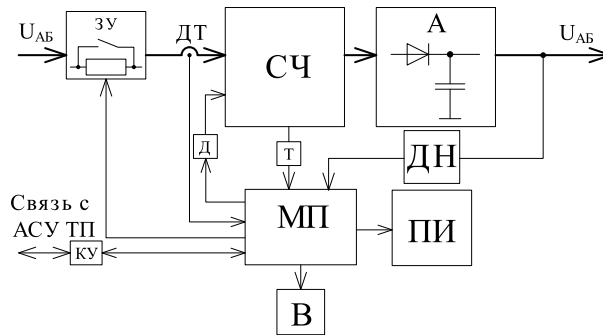


Рис. 20. Структурная схема источника с микропроцессорным управлением:  
 ЗУ – зарядное устройство; ДТ – датчик тока; Т – датчик температуры; А – выходной фильтр нагрузки; ДН – датчик напряжения; МП – микропроцессор; В – вентилятор; Д – драйвер;  
 КУ – контроллер управления; ПИ – панель индикации

Зарядное устройство ЗУ обеспечивает предварительный заряд конденсатора. Температура радиаторов транзисторов контролируется датчиком температуры Т, и при превышении ее микропроцессор МП включает вентилятор В. Напряжение нагрузки измеряется датчиком ДН, преобразуется аналого-цифровым преобразователем АЦП и сравнивается с управляющим кодом. Разность поступает в микропроцессор, в котором преобразуется в длительность импульса, и через драйвер Д включается транзистор конвертора.

Стабилизация электрического режима и формирование требуемой внешней характеристики могут быть выполнены различным образом.

Одним из них является традиционный путь, связанный с управлением на основе информации о непосредственных координатах внешней характеристики – токе и напряжении. Сигналы рассогласования поступают на цифровые ПИ-регуляторы, преобразуются в длительность импульса при постоянной частоте, и с помощью драйвера осуществляется включение транзисторов конвертора. Одновременно вычисляется сопротивление нагрузки, и при необходимости корректируются параметры ПИ-регуляторов. При этом можно реа-

лизовать как подчиненное регулирование, так и отдельное управление (при малых сопротивлениях нагрузки осуществляется стабилизация тока нагрузки, а при больших – напряжения нагрузки). Для того, чтобы эффект квантования по времени мало сказывался на динамике системы цифрового регулирования, рекомендуется выбирать время квантования из соотношения

$$\frac{T_{уст}}{15} < T_k < \frac{T_{уст}}{5},$$

где  $T_{уст}$  – время достижения выходным сигналом уровня 95% от установившегося значения при подаче на вход объекта ступенчатого воздействия. Если объект первого порядка, то  $T_{уст} \approx t_3 + 3T$ .

Другой способ предполагает аппроксимацию желаемой внешней характеристики ступенчатой функцией, которая записывается в запоминающее устройство (ЗУ). Требуемая характеристика строится в координатных осях  $U_H^* = 2^N U_H / U_{H,max}$  и  $I_H^* = 2^N I_H / I_{H,max}$ , где  $N$  – разрядность ЗУ;  $U_{H,max}$  и  $I_{H,max}$  – максимальные значения напряжения и тока нагрузки. Характеристика аппроксимируется отрезками прямых, параллельных координатным осям, и в виде таблицы заносится в ЗУ. При работе системы измеряется и преобразуется в цифровую форму одна из координат внешней характеристики конвертора. Полученный код определяет адрес ячейки ЗУ, содержимое которой задает длительность включенного состояния транзисторов конвертора.

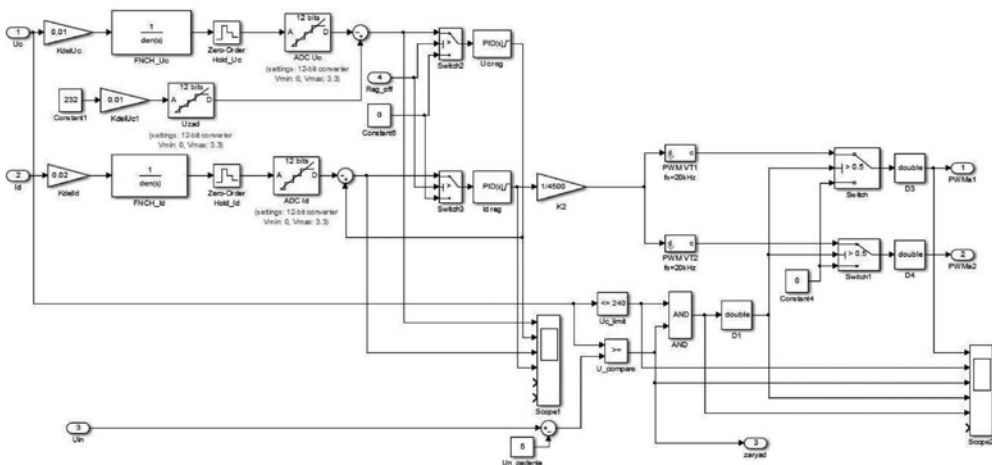


Рис. 21. Модель цифровой системы управления

На рисунке 21 представлена модель цифровой системы управления с подчиненным управлением, которая эмитирует микропроцессорную систему управления. На входы системы управления поступают сигналы  $U_{BX}$ ,  $U_C$  и  $I_d$ .

Блок, состоящий из  $U_c\_limit$  и  $U\_compare$ , служит для управления плавным стартом преобразователя, а также для защиты от превышения выходного напряжения  $U_c > 240$  В. Датчики выходного напряжения  $U_c$  и входного тока  $I_d$  заменяются умножителями  $KdelUc$  и  $KdelId$  соответственно. Фильтры нижних частот  $FNCH\_Uc$  и  $FNCH\_Id$  используются для получения среднего значения выходного напряжения и входного тока. АЦП микроконтроллера моделируем специальным блоком  $ADC\_Uc$  и  $ADC\_Id$  с 12-битным разрешением и опорным напряжением 3,3 В. Дискретизация измерения моделируется блоком  $Zero-Order\ Hold\_Uc$  и  $Zero-Order\ Hold\_Id$  – блоком задержки нулевого порядка с частотой дискретизации равной частоте опроса АЦП.

### Вывод:

Для управления повышающим преобразователем со стабилизацией выходного напряжения необходимо использовать систему управления по принципу подчиненного регулирования. Из-за особенностей преобразователя есть необходимость проводить коррекцию регуляторов токов и напряжения в зависимости от тока нагрузки и входного напряжения, где более удобна будет микропроцессорная система управления.

### Литература

1. Белов Г.А., Павлова А.А., Серебрянников А.В. Динамические модели силовой части двухфазного повышающего импульсного преобразователя / Динамика нелинейных электротехнических и электронных систем: материалы 8-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: изд-во Чуваш. ун-та, 2009. – С. 223-236.
2. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
3. Бессонов Л.А. Линейные электрические цепи. М.: Высш. шк., 1968. – 256 с.
4. Пономарев В.Ф., Воеводина В.В. Расчет систем автоматического регулирования технологических объектов. – Калининград: Калининградский технический институт рыбной промышленности и хозяйства, 1972. – 276 с.
5. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. – М.: Физматгиз, 2003. – 287 с.
6. Теория автоматического управления: под ред. А.В. Нетушила. – М.: Высш. шк., 1976. – 400 с.
7. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. – М.: Машиностроение, 1974. – 327 с.
8. Лазарева Н.М., Шаварин Н.И., Яров В.М., Иванов А.Л., Лях А.В. Повышающие преобразователи в системах оперативного постоянного тока электростанций и подстанций / Сборник научных трудов НПП «ЭКРА» Цифровая электротехника: проблемы и достижения. Выпуск II – Чебоксары, 2013. – С. 56-65.
9. Шаварин Н.И., Лях А.В., Иванов А.Л. Двухконтурная система управления стабилизатором постоянного напряжения в системах оперативного постоянного тока / Сборник научных трудов НПП «ЭКРА» Цифровая электротехника: проблемы и достижения. Выпуск II – Чебоксары, 2013. – С. 65-72.

### Сведения об авторах



**Шаварин Николай Иванович**

Главный специалист отдела НКУ, к.т.н. Окончил Чувашский государственный университет (ЧГУ) им. И.Н. Ульянова в 1977 году. В 1987 году в Московском энергетическом институте защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук по теме «Разработка цифровых систем управления с низкой чувствительностью к изменению параметров».



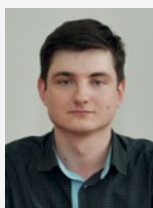
**Яров Виктор Михайлович**

Доцент кафедры промышленной электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова, к.т.н. Окончил Новосибирский электротехнический институт в 1965 году по специальности «Промышленная электроника». Автор свыше 100 научных статей и 30 изобретений в области силовой электроники, заслуженный изобретатель Чувашии.



**Лазарева Надежда Михайловна**

Доцент кафедры промышленной электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова, к.т.н. Окончила факультет электрификации и автоматизации промышленности ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 1981 году. Автор 95 научных статей и учебных пособий в области компьютерного моделирования устройств силовой электроники и цифровой обработки сигналов.



**Лях Анатолий Валерьевич**

Инженер отдела НКУ. Окончил факультет радиотехники и электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 2012 году.



**Иванов Антон Леонидович**

Инженер отдела НКУ. Окончил факультет радиотехники и электроники ЧГУ им. И.Н. Ульянова в 2012 году.

УДК 621.311.001.57; 621.316.925.2

Кошельков И.А., Понамарев Е.А.

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ПРОТОКОЛОВ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ МОДЕЛЬНЫХ ИСПЫТАНИЙ НА RTDS ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ РЗ И АВТОМАТИКИ

**Аннотация:** рассмотрены возможности программно-аппаратного комплекса RTDS в части обеспечения связи с внешним испытуемым оборудованием по цифровым протоколам передачи данных, проведены функциональные испытания терминала дифференциальной защиты шин 330–750 кВ с использованием протоколов GOOSE и Sampled Values стандарта МЭК 61850.

**Ключевые слова:** RTDS, цифровые протоколы, ДЗШ, испытания.

Koshelkov I.A., Ponamarev E.A.

### THE USE OF DIGITAL DATA TRANSMISSION PROTOCOL DURING MODEL TEST IED WITH RTDS

**Abstract:** capabilities of hardware and software RTDS in terms of ensuring communication with an external test equipment for digital communication protocols are discussed. Functional test of IED BSP 330–750 kV using GOOSE and Sampled Values IEC 61850 was performed.

**Keywords:** RTDS, digital protocols, BSP, test.

В конце восьмидесятих годов прошлого столетия в электроэнергетической отрасли для обмена информацией между устройствами и системами автоматизации начали разрабатываться унифицированные открытые протоколы (в первую очередь для телемеханики). В настоящее время практически каждый объект электроэнергетики может быть оснащен устройствами управления, защиты, учета и мониторинга, принимающими и передающими информацию по цифровым протоколам, утвержденным международными стандартами. Среди таких устройств микропроцессорные терминалы РЗ и ПА, регуляторы частоты и активной мощности, напряжения и реактивной мощности и др. Обозначенное оборудование, как правило, перед вводом в промышленную эксплуатацию должно пройти ряд испытаний, в том числе на некоторых моделях, позволяющих оценить правильность функционирования их алгоритмов.

На сегодняшний день существует ряд программно-технических комплексов, позволяющих проводить такие испытания. Среди них устройства компании Omicron серии СМС, РЕТОМ производства НПП «Динамика», программно-аппаратный комплекс RTDS производства компании RTDS

Technologies Inc. Рассмотрим более подробно возможности комплекса RTDS в области тестирования устройств с использованием цифровых протоколов.

Для связи с тестируемыми устройствами по цифровым протоколам передачи данных необходимо наличие в составе комплекса RTDS платы GTNET (Giga-Transceiver Network Communication Card). Данная плата позволяет организовать в режиме реального времени канал связи между RTDS и тестируемым устройством посредством технологии Ethernet. На плате имеются оптический и 100Base-TX RJ45 порты для соединения с тестируемыми устройствами. В настоящее время для платы GTNET реализовано следующее программное обеспечение:

#### ***PMU (IEEE C37.118 data stream output)***

Phasor Measurement Units (PMU) – устройство синхронизированных векторных измерений (УСВИ), позволяющее получать синхронизированные измерения модуля и угла напряжения и тока с меткой времени. Стандарт IEEE C37.118 описывает методы СВИ, требования к УСВИ и к измерениям, осуществляемым ими.

Один GTNET-PMU компонент позволяет работать с 24-мя наборами данных, каждый из которых содержит информацию о трех токах и трех напряжениях. Если GTNET-PMU компонент работает в режиме передачи данных с виртуальных УСВИ (из модели RTDS), то необходимо обеспечить плату GTNET сигналом синхронизации. Для этого необходимо наличие платы GTSYNC, которая в качестве источника синхронизации может использовать немодулированные сигналы IEEE 1588 PTP, 1PPS и IRIG-B. Если GTNET-PMU компонент работает в режиме приема данных с реальных УСВИ, то в сигналах синхронизации необходимости нет.

#### ***PLAYBACK (large data sets)***

Программное обеспечение GTNET-PLAYBACK позволяет воспроизводить в модели файлы данных большого объема (до 100 Мбайт) длительностью более 30 мин. В качестве источника таких данных могут быть использованы файлы в формате COMTRADE (воспроизведение до 8 каналов).

#### ***GSE (IEC 61850 GOOSE/GSSE)***

Программное обеспечение GTNET-GSE позволяет выполнить обмен данными с внешними устройствами в соответствии с протоколом МЭК 61850-8-1. Один GTNET-GSE компонент (ПО версии 5) позволяет представить в модели до 4-х виртуальных IED (Intelligent Electronic Devices – интеллектуальное электронное устройство), каждое из которых может передавать до 64 сообщений без поля качества либо 32 сообщения с полем качества. Аналогичными возможностями компонент обладает на прием дискретных данных. Единообразно плата может принимать сигналы от 16 внешних устройств.

### ***SV (IEC 61850-9-2 Sampled Values)***

Программное обеспечение GTNET-SV позволяет выполнить обмен с внешними устройствами значениями аналоговых величин в соответствии с протоколом МЭК 61850-9-2. Один GTNET-SV компонент (ПО версии 5) позволяет передавать два потока данных с частотой 80 выборок за период или один поток с частотой 256 выборок за период. Один поток данных содержит информацию о значениях 4-х токов (IA, IB, IC, IN) и 4-х напряжений (UA, UB, UC, UN). Также GTNET-SV компонент может быть настроен на прием одного потока данных от внешнего устройства, например Merging Unit, с частотой 80 или 256 выборок за период.

### ***DNP3 (Distributed Network Protocol)***

Распределенный сетевой протокол передачи данных, используемый для связи между компонентами АСУ ТП. Был разработан для удобного взаимодействия между различными типами устройств и систем управления в энергетической, нефтегазовой отраслях, в системах водоснабжения и системах безопасности. Наиболее популярен в Северной Америке, Австралии и Южной Африке. Один GTNET-DNP компонент позволяет обрабатывать двоичные и аналоговые сигналы состояния и управления, параметры которых представлены в таблице:

Таблица

Тип сигнала		Максимальное количество	Формат данных	Частота обновления
Двоичный	Состояния	1024	32 слова по 32 бита	1000 Гц (0,001 с)
	Управления	512	16 слов по 32 бита	1000 Гц (0,001 с)
Аналоговый	Состояния	500	32 бита (с плавающей запятой)	4 Гц (0,25 с)
	Управления	100	32 бита (с плавающей запятой)	4 Гц (0,25 с)

### ***IEC 60870-5-104***

Протокол телемеханики, обеспечивающий достаточно высокую функциональность при решении задач телеуправления, телесигнализации и телеизмерений, интеграции данных устройств в системы управления. Наибольшее распространение получил в Европе и в России. Параметры и функции компонента GTNET-IEC104 аналогичны компоненту GTNET-DNP.

Преимущества перехода на цифровой обмен информацией между первичными измерителями тока/напряжения и устройствами РЗА, между различными устройствами РЗА, а также между устройствами РЗА и системами управления коммутационными аппаратами очевидны и описаны, напри-



мер, в [1, 2]. Процедура тестирования алгоритмов функционирования таких устройств также имеет преимущества по сравнению с традиционными способами. Во-первых, это относительная простота подключения устройства к программно-техническому комплексу, к его цифровой модели. В данном случае подключение обеспечивается, например, двумя кабелями типа «витая пара» (один для передачи GOOSE-сообщений, другой для передачи данных Sampled Value). Во-вторых, снимаются ограничения по выдаваемым уровням аналоговых величин, которые, как правило, присутствуют в испытательных комплексах. Например, максимальный выдаваемый ток от устройства Omicron CMS 156 (используется совместно с комплексом RTDS) составляет 25 А на фазу, в то время как вторичный ток при КЗ, для датчика тока номиналом 5 А, может значительно превышать данное значение, вплоть до допустимой для датчика величины  $40 I_{\text{ном}}$ .

Все терминалы серии БЭ2704 производства ООО НПП «ЭКРА» с 2012 года выполняются с поддержкой протоколов стандарта МЭК 61850-8-1. В настоящее время ведется активная работа по обеспечению поддержки протоколов стандарта МЭК 61850-9-2LE. В ООО НПП «ЭКРА» разработаны образцы терминалов серии БЭ2704, в полной мере обеспечивающие возможность работы по протоколу SV (МЭК 61850-9-2LE). Проведены испытания на совместимость работы по протоколу SV с устройствами РЕТОМ (НПП «Динамика», Россия), OMICRON (Omicron electronics GmbH, Австрия), RTDS (RTDS Technologies Inc., Канада).

После успешных испытаний на совместимость были проведены функциональные испытания дифференциальной защиты шин (ДЗШ) 330-750 кВ на программно-аппаратном комплексе RTDS (терминал БЭ2704V562). Аппаратная конфигурация комплекса RTDS, имеющегося в наличии, позволяет обеспечить подключение микропроцессорного терминала к шинам с числом присоединений до четырех (возможна выдача четырех потоков SV). Взаимодействие между RTDS и терминалом защиты шин (передача дискретных сигналов и аналоговых величин) происходит полностью по цифровым интерфейсам.

Схема взаимодействия вычислительных и коммуникационных плат комплекса RTDS между собой и с внешним оборудованием представлена на рис. 1.

Для проведения испытаний на RTDS моделировался фрагмент понижающей подстанции и прилегающей питающей сети 500 и 110 кВ. Моделируемая схема (рис. 2) содержит: два эквивалента энергосистем 500 кВ, две линии электропередачи 500 кВ, соединяющие эквиваленты энергосистем с подстанцией, на одной из которых у шин подстанции установлен шунтиру-

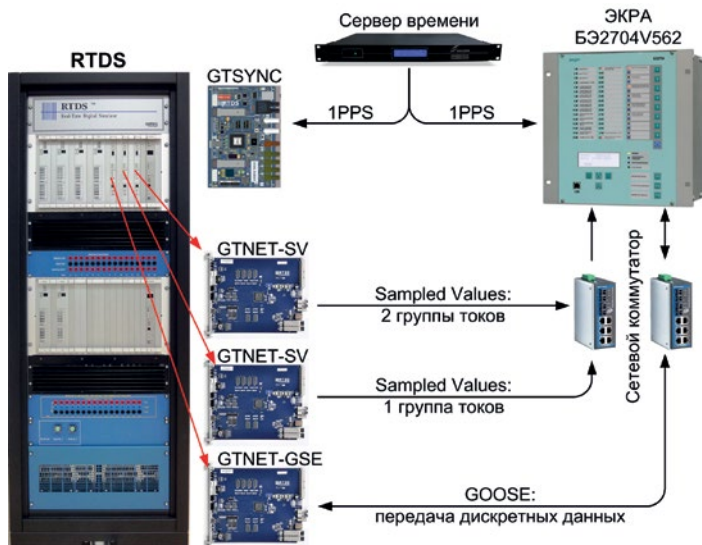


Рис. 1. Принципиальная схема подключения оборудования

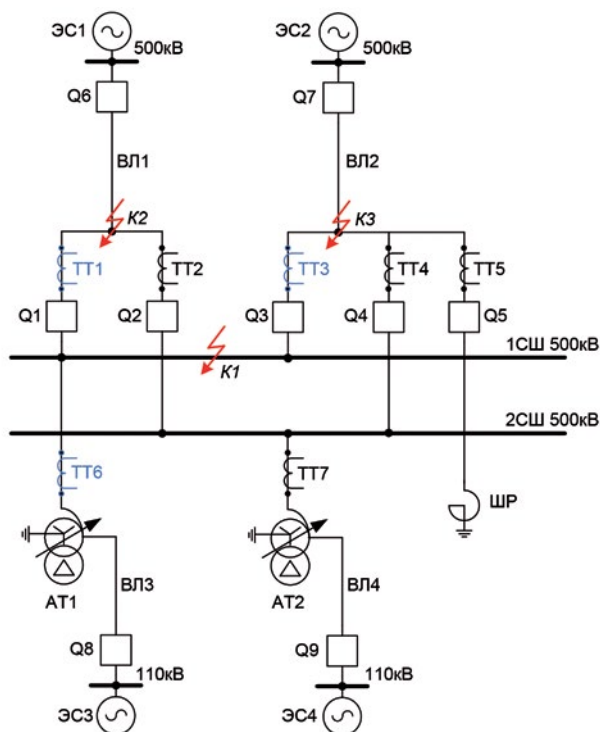


Рис. 2. Схема участка электроэнергетической системы для проведения модельных испытаний функции ДЗШ

ющий реактор (ШР), две системы шин 500 кВ подстанции, два автотрансформатора 500/110/10 кВ, две секции шин 110 кВ и два эквивалента системы 110 кВ (схема № 500-15 по [3]). Имитировалась установка терминала БЭ2704V562 для защиты первой системы шин 500 кВ. К терминалу подводились первичные токи, измеренные в местах установки на схеме измерительных трансформаторов тока: ТТ1, ТТ3, ТТ6.

В RSCAD (программное обеспечение RTDS) для настройки передачи данных используются следующие средства:

- блок GTNET-GSE совместно с SCD Editor (рис. 3) – позволяет настроить прием GOOSE-сообщений от устройств, поддерживающих протокол GOOSE. SCD Editor позволяет импортировать как scd, icd, cid файлы, так и любые файлы в формате xml. В качестве экспортируемого файла, для настройки приема GOOSE-сообщений от RTDS микропроцессорными устройствами РЗ и ПА, используются файлы формата icd. Существует возможность сохранения scd файла, после настройки взаимодействия RTDS с внешними устройствами.

- блок GTNET-SV (рис. 4) – позволяет настроить прием и передачу аналоговых сигналов в соответствии с протоколом IEC 6185-9-2LE. Сигналы могут выдаваться как с 80-ю выборками за период (используется для устройств РЗ и ПА), так и с 256-ю выборками за период. При настройке блока на приём сигналов идентификация осуществляется по multicast MAC адресу.

При проведении испытаний контролировались подаваемые на терминал токи, сигнал срабатывания дифференциальной защиты, а также поло-

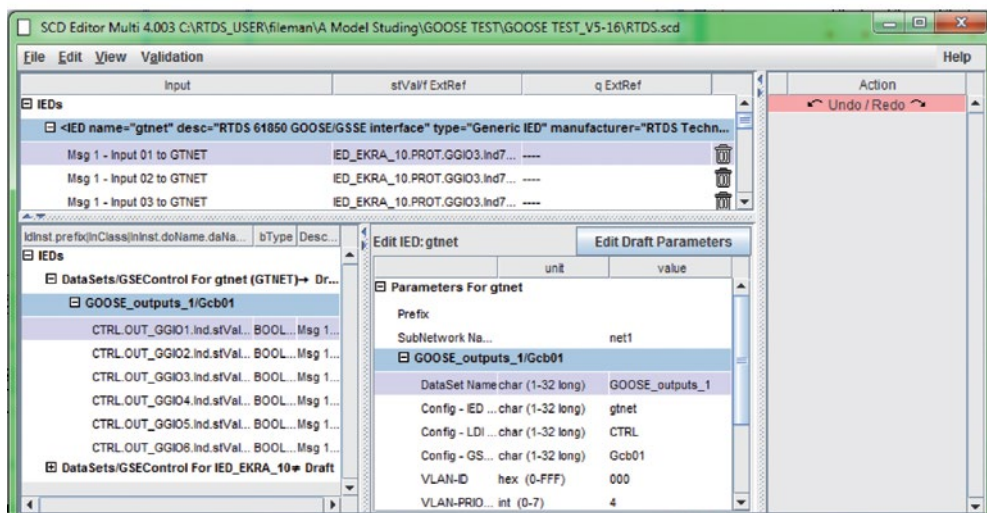


Рис. 3. Рабочее окно программы SCD Editor

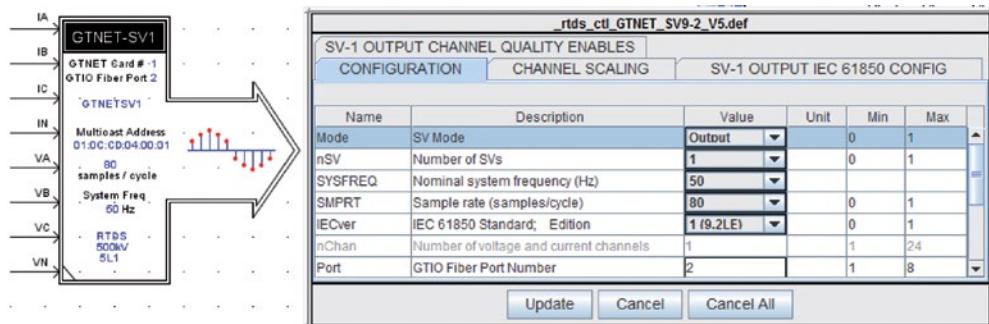


Рис. 4. Блок настройки передачи данных по протоколу SV

жение выключателей Q1, Q2, Q3, Q4 и Q5. Программа испытаний включает следующие режимы работы:

- нормальный режим работы (все элементы схемы в работе);
- отключение без повреждения одного из присоединений 1СШ 500 кВ;
- различные виды КЗ в точке K1 (внутренние КЗ);
- различные виды КЗ в точках K2 и K3 (внешние КЗ);
- КЗ в точке K2 при успешном и неуспешном ТАПВ линии ВЛ1;
- сложные виды повреждений (внешнее замыкание, переходящее во внутреннее с сохранением внешнего).

В нормальном режиме работы и при отключении без повреждения одного из присоединений 1СШ 500 кВ дифференциальный ток в защите был близок к нулю. Ложных срабатываний ДЗШ не происходило. Защита правильно функционировала при различных видах внешних и внутренних замыканий, в том числе в режимах с ТАПВ. Тестирование устройств РЗА с использованием цифровых протоколов передачи данных подразумевает, что тестируемое устройство в дальнейшем будет использоваться на объектах, именуемых в настоящее время как «Цифровая подстанция», на которой, в том числе, используются нетрадиционные измерительные ТТ и ТН, для которых характерны более широкие диапазоны токов и напряжений, передаваемых без искажений. Применение таких трансформаторов способствует исключению вероятности насыщения ТТ, что значительно облегчает работу РЗ.

Для примера подробнее остановимся на одном из испытаний, по условиям которого моделировалось близкое двухфазное замыкание на землю в точке K2, которое через 60 мс перетекало в однофазное замыкание в зоне действия защиты с сохранением замыкания второй фазы вне зоны. Результаты осциллографирования токов присоединений, зафиксированных за первой

системой шин, сигнал срабатывания защиты и состояние выключателей Q1-Q5 приведены на рис. 5.

Как показано на рис. 5, при внешнем двухфазном замыкании токи каждого присоединения по аварийным фазам значительно выросли относительно номинальных, дифференциальный же ток оставался почти нулевым, срабатывания защиты не происходило. При переходе одной из фаз внешнего КЗ в КЗ в зоне действия защиты происходило срабатывание ДЗШ за время менее 15 мс, которое приводило к отключению 1-й системы шин.

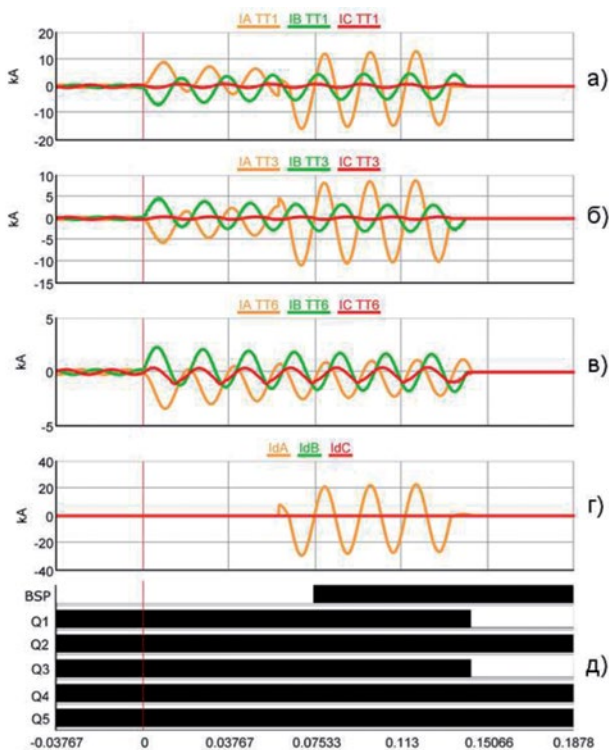


Рис. 5. Осциллограммы токов контролируемых присоединений:  
а) ТТ1;  
б) ТТ3;  
в) ТТ6;  
г) дифференциальный ток;  
д) дискретные сигналы

Моделирование объектов «Цифровой подстанции» и проведение испытаний на такой модели обладает следующими преимуществами:

- отсутствие необходимости в моделировании традиционных измерительных ТТ, параметры которых зачастую неизвестны и недоступны;
- отсутствие аналоговых датчиков в испытываемых устройствах, которые вносят некоторые погрешности;
- значительно более широкий диапазон передаваемых значений токов и напряжений по сравнению с диапазоном аналоговых усилителей;
- отсутствие вероятности повреждения испытываемого оборудования вслед-

ствии влияния токовых перегрузок;

- сокращение времени на подготовку к проведению испытаний (конфигурирование протоколов GOOSE и SV значительно менее затратно по времени, чем подключение аналоговых цепей).

#### Литература

1. Данилин А.В., Горелик Т.Г., Кириенко О.В., Дони Н.А. Цифровая подстанция. Подходы к реализации // Электроэнергия, передача и распределение. – 2012. – №3. – С. 96-99.
2. Григорьева А.В., Кошельков И.А., Петров А.А. Взаимодействие устройств релейной защиты и автоматики посредством GOOSE-сообщений стандарта МЭК 61850 // Известия вузов. Электромеханика. Новочеркасск – 2012.
3. Стандарт организации ОАО «СО ЕЭС». Схемы принципиальные электрические распределительных устройств подстанций 35-750 кВ. Типовые решения. СТО 59012820-29.240.30.003-2009.

#### Сведения об авторах



##### ***Кошельков Иван Александрович***

*Руководитель группы моделирования отдела разработки подстанционного оборудования. Окончил кафедру электрических и электронных аппаратов электротехнического факультета ФГОУ ВПО «Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова» в 2010 году. Присвоена степень магистра техники и технологии по направлению «Электротехника, электро-механика и электротехнологии».*



##### ***Понамарев Евгений Алексеевич***

*Старший научный сотрудник технического отдела. Родился в 1984 году. Окончил электроэнергетический факультет Оренбургского государственного университета в 2006 году. Присвоена квалификация «инженер по обслуживанию электрических станций». В 2010 году защитил кандидатскую диссертацию в Томском политехническом университете. Автор 20 научных публикаций в области релейной защиты.*

УДК 621.3.027.3

Соловьев М.Ю.

## ИЗМЕРЕНИЕ И ЛОКАЛИЗАЦИЯ ЧАСТИЧНЫХ РАЗРЯДОВ В ВЫСОКОВОЛЬТНОМ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИИ

**Аннотация:** эффективное управление активами предприятий подразумевает использование дорогостоящего высоковольтного оборудования не в заявленные производителем сроки эксплуатации, а согласно текущему состоянию оборудования. Неоценимым инструментом для анализа состояния изоляции являются измерения и анализ частотных разрядов. В условиях действующих станций и подстанций высокий уровень шумов и помех затрудняет точное измерение и идентификацию источника ЧР. В данной статье рассказывается, каким образом синхронное многоканальное измерение с цифровой обработкой сигнала и использование методик 3PARD и 3FREQ позволяет обнаружить и локализовать источники ЧР в полевых условиях действующих объектов энергетики.

**Ключевые слова:** многоканальное синхронное измерение ЧР, 3PARD, 3FREQ.

Solovev M.Y.

### THE MEASURING AND LOCALIZATION PD ON HV EQUIPMENT

**Abstract:** Effective asset management business involves the use of expensive high-voltage equipment is not claimed by the manufacturer in terms of operation, and according to the current state of the equipment. The invaluable tools for the analysis of isolation are the measurement and analysis PD. In the context of the existing stations and substations high level of noise and interference hinders accurate measurement and identification of the source of the PD. This article describes how synchronous multi-channel measurement with digital signal processing and the use of techniques and 3PARD, 3FREQ can detect and localize the sources of PD in the field of existing energy facilities.

**Keywords:** synchronous multi-channel PD measurements, 3PARD, 3FREQ.

Измерение ЧР в силовых трансформаторах в условиях действующих подстанций затруднено из-за высокого уровня помех. Для достоверного измерения ЧР требуется экспертный анализ, обрабатывающий наложенные внешние сигналы для последующего удаления их из показаний, что позволяет отображать только наиболее важные измерения. Далее рассмотрен ряд средств для выполнения этого.

#### 1. Синхронные многоканальные измерения и диаграмма 3PARD

Данный метод применим в трехфазных трансформаторах. На рис. 1

изображена схема расположения измерительных терминалов многоканального комплекта оборудования (слева) и реальные испытания силового трансформатора (справа). Ввиду наличия емкостной и индуктивной связи 3-х фаз трансформатора одиночный ЧР фиксируется измерительным блоком на всех

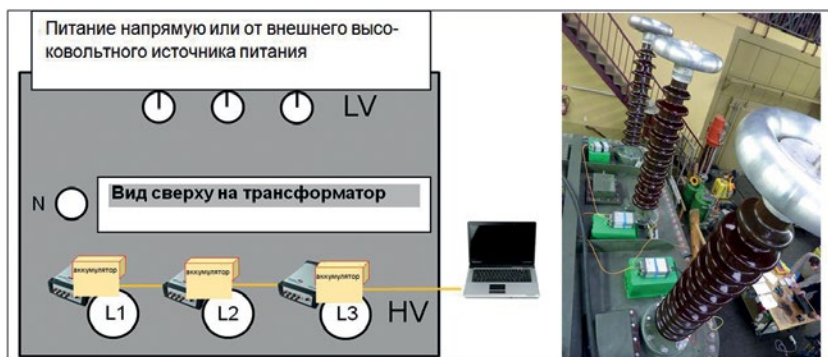


Рис. 1. Синхронное многоканальное измерение ЧР при испытаниях индуктированным напряжением

фазах трансформатора. Для достоверной идентификации отражения исходных импульсов важна точная синхронизация всех измерительных каналов.

Каждый единичный импульс ЧР, обнаруженный терминалами, оцифровывается в соответствии с меткой времени и передается по оптоволокну к ноутбуку оператора для анализа ЧР в режиме реального времени с помощью соответствующего ПО. Рис. 2 объясняет данный принцип.

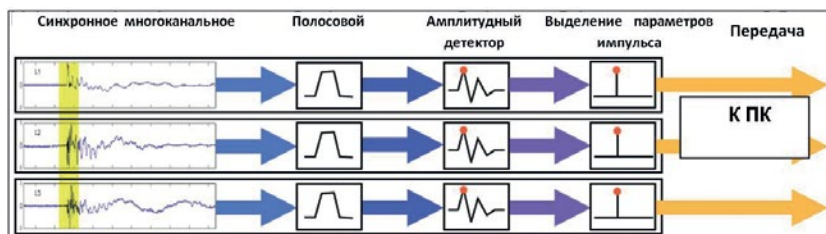


Рис. 2. Синхронное обнаружение сигнала ЧР и обработка данных

Помимо отображения значения ЧР, полученных с измерительных каналов и формирования PRPD для каждой фазы, многоканальный метод может быть использован как средство подавления шума и как опция для отделения наложенных сигналов ЧР друг от друга. Это делается с помощью диаграммы ZPARD (3 Phase Amplitude Relation Diagram). При построении такой двухмерной цветной диаграммы векторы амплитуды всех трех фаз (как показано на рис. 3) откладываются со сдвигом 120 градусов в соответствии с фазовым сдвигом



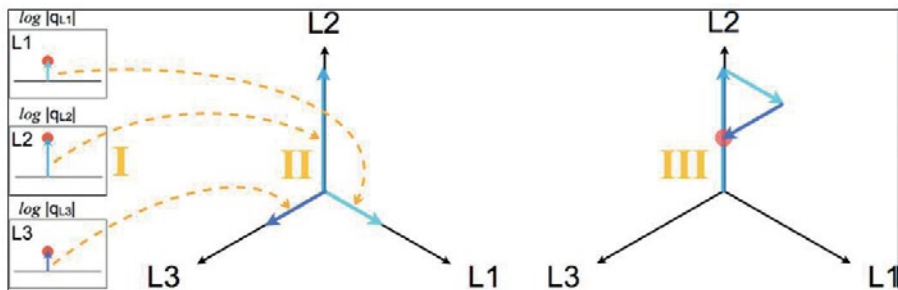


Рис. 3. Расположение векторов амплитуд на диаграмме, их сложение и отображение импульсов

испытательного напряжения. Каждый импульс ЧР, измеренный на трех фазах, приводит в одну и ту же точку на схеме. Рис. 3 описывает вычисление и построение такой диаграммы ZPARD.

Цветовое кодирование на диаграмме зависит от плотности зарегистрированных импульсов. Внутренние импульсы ЧР в основном расположены в скоплениях рядом с осью на диаграмме. Импульсы шума в основном располагаются близко к оси координат в центре. ПО для анализа ЧР позволяет выбрать одну группу и выполнить ее преобразование в режиме реального времени. Таким образом, на экране будут отображаться импульсы только выделенных групп, что позволяет обрабатывать их без влияния наложения других сигналов. В качестве примера приведены результаты измерения ЧР на отремонтированном трансформаторе мощностью 40 МВА. На рис. 4 изображена диаграмма PRPD и соответствующая диаграмма ZPARD. Курсором мыши выбрана одна группа в нижней части диаграммы.

На рис. 5 сравниваются группы фоновых шумов, полученных с помощью диаграммы ZPARD. Группа, выделенная в нижней части рис. 4, представлена на рис. 5 слева и представляет собой сигналы от внешних источников помех.

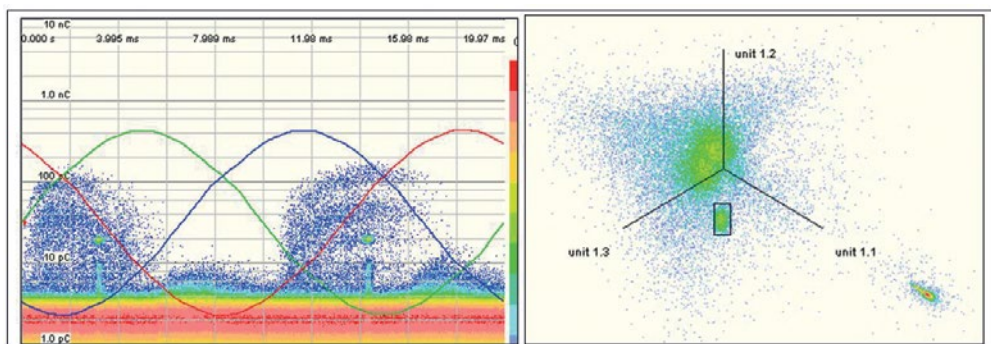


Рис. 4. PRPD и ZPARD, показывающие различие внутренних ЧР и внешних помех

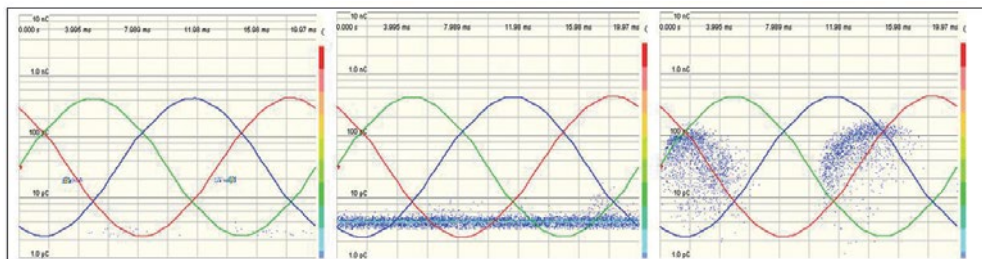


Рис. 5. Диаграммы PRPD, показывающие внешние помехи (слева), фоновый шум (в центре) и внутренние ЧР (справа) – полученные с помощью диаграммы ЗРАРД

В центре рис. 5 изображен фоновый шум, полученный из диаграммы ЗРАРД. Правый кадр (рис. 5) отображает внутренние ЧР на 1 фазе. Таким образом, интенсивность (амплитуда ЧР) и тип ЧР (анализ образов) могут быть использованы для оценки состояния трансформатора и принятия решения о дальнейших действиях. В рассмотренном примере повторная вакуумизация бака трансформатора привела к исчезновению ЧР.

## 2. Синхронизированные многополосные измерения и ЗСРФД

Для облегчения анализа ЧР в однофазных системах была создана ЗСРФД (совмещенная диаграмма по трем центральным частотам). Этот метод требует организации трех полосовых фильтров ЧР, одновременно измеряющих каждое событие ЧР в предустановленной полосе частот (в центре полосы). Одновременное рассмотрение различных частотных участков спектра ЧР предоставляет информацию о природе единичного ЧР, распространении сигнала и затуханий канала. Ключевым фактором для достижения оптимального эффекта является правильный выбор частотной области для этих трех полос пропускания. Три фильтра должны быть установлены таким способом, чтобы изменения спектра импульсов различных типов или источников принимали максимальные значения относительно друг друга. Рис. 6 иллюстрирует

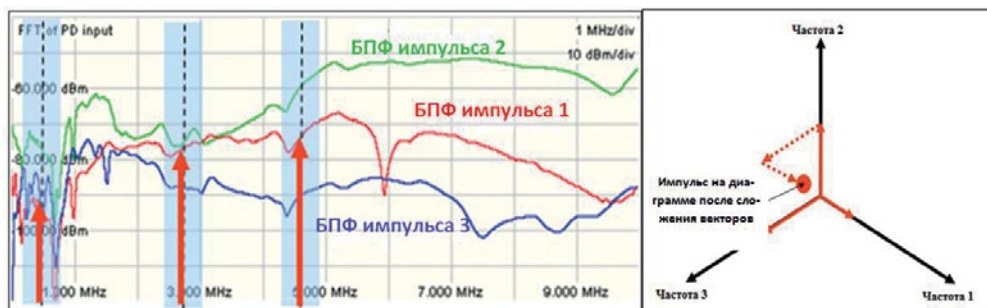


Рис. 6. БПФ трех импульсов ЧР, показания частоты

этот принцип, показывая спектр трех различных импульсов ЧР и три фильтра, размещенные в частях спектра, имеющих значительную разницу.

Красные стрелки указывают абсолютную величину заряда импульса 1 на частоте дискретного фильтра. Эти вектора переносятся в трехлучевую диаграмму, как показано в правой части рис. 7. Каждая ось представляет один фильтр и соответствует его центральной частоте – контрастируя с ЗПАРД, где каждая ось означает один измерительный терминал – хотя длина векторов определяется измеренной амплитудой в каждом фильтре. Геометрическое сложение векторов в одну единственную точку является окончательным представлением импульса 1 на диаграмме. Подобная процедура может быть применена для импульсов 2 и 3, как показано на рис. 7 слева. После сложения векторов видны четкие разделения областей (см. рис. 7 справа). Этот результат был ожидаемым благодаря различным спектральным составляющим сравниваемых импульсов. На основе результирующей диаграммы можно оценить каждую область отдельно. Сейчас рисунок пофазно разложенных частичных разрядов содержит только импульсы с подобным спектром. В итоге это приводит к очищенным от шумов и понятным результатам ЧР. Этот метод разделения позволяет сфокусировать различные источники ЧР и источники шума в отдельных областях ЗСФРД. Важно отметить, что вся описанная процедура происходит в реальном времени.

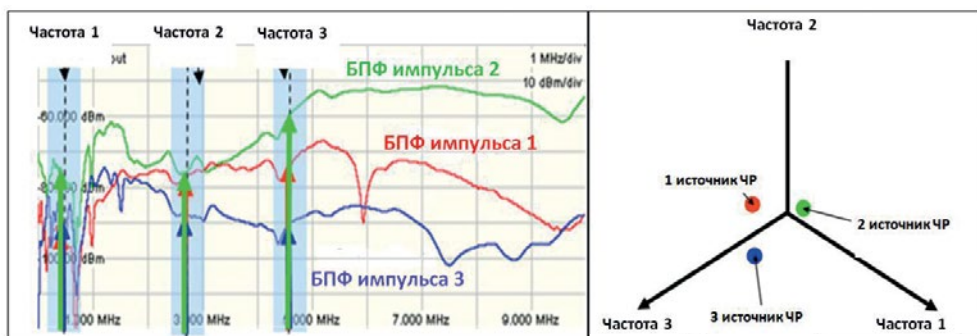


Рис. 7. Представление всех трех импульсов в виде спектра и в ЗСФРД

Этот метод был использован при испытаниях на ЧР нескольких измерительных трансформаторов под воздействием шумов на действующей подстанции, начатых после обнаружения неисправного ТТ. Во время измерений был обнаружен фоновый шум примерно 1 пС – как правило, это слишком высокий уровень для чувствительных измерений при оценке изоляции на основе эпоксидной смолы. Рис. 8 показывает оригинальный PRPD слева, PRPD, очищенный от шумов, в центре и соответствующий ЗСФРД справа. Оригинальный PRPD не дает обнаружить

ЧР, в то же время на ЗCFRD наблюдаются 2 области. Большая область представляет фоновый шум, а отдельно стоящая маленькая область – ЧР внутри испытуемого ТТ, которая видна очищенной от шумов в центре на рис. 8. Несмотря на то, что это серьезное проявление ЧР, его невозможно было бы увидеть без эффективного подавления шумов. В результате проведенных измерений дефектный ТТ был заменен во избежание непредвиденного выхода из строя и предотвращения возможного взрыва или возгорания на подстанции.

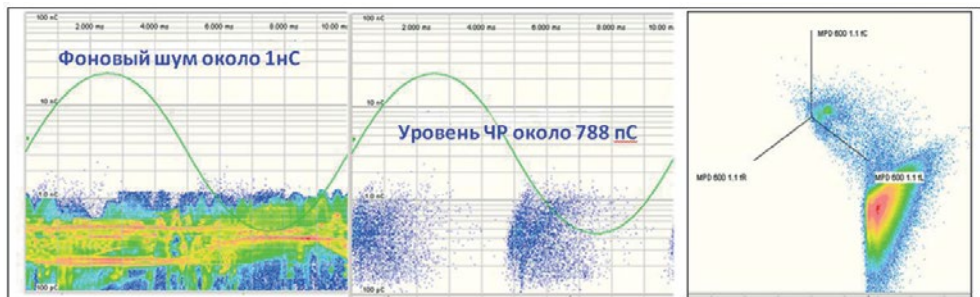


Рис. 8. Сильно зашумленный PRPD, очищенный от шумов PRPD и соответствующий ЗCFRD

### 3. Работа с использованием синхронизированного канала внешнего порта (антенный порт)

Возможность синхронизированного обнаружения ЧР вторым измерительным каналом может быть использована для фильтрации шумов и помех. Типичным источником сигнала для порта устройства является ВЧ ТТ на шине заземления трансформатора или антенна. Датчик на ВВ регистрирует ЧР как внутри трансформатора, так и сигналы внешних помех, в то же время канал, подключенный к внешнему порту, обнаруживает только помехи. ПО выбирает только те импульсы, которые регистрируются на измерительном отводе высоковольтного ввода и отсутствуют на входе терминала, подключенного к внешнему порту. Рис. 9 объясняет этот принцип.

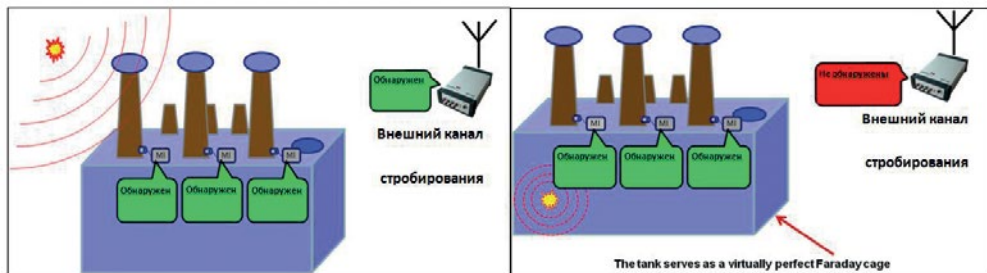


Рис. 9. Принцип использования порта для внешних воздействий

Ниже приведен пример испытаний силового трансформатора, подключенного к мотор-генератору, излучающему несинхронизированные по фазе помехи. Для создания короны к одному из ВВ был закреплен кусок провода. Рис. 10 показывает оригинальный вид PRPD (слева), сигналы, обнаруженные блоком стробирования (в центре) и PRPD с подавлением шума, на которой все еще четко видна корона (справа).

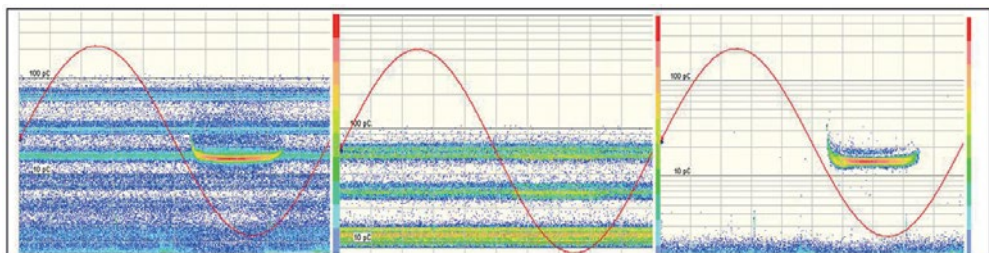


Рис. 10. PRPD, на которой изображены корона и помехи (слева); сигналы, обнаруженные блоком стробирования (в центре) и PRPD с подавлением шума, на которой все еще четко видна корона (справа)

#### 4. Комбинация электрического и ультравысокочастотного измерения (СВЧ-порт)

В то время, как в ранее описанном методе используется внешняя антенна и анализируются только те импульсы, которые зарегистрированы на измерительных каналах, а не на внешней антенне, то в комбинированном методе электрического и ультравысокочастотного измерений используется СВЧ-антенна, расположенная внутри трансформаторного бака. На рис. 11 поясняется данный принцип.

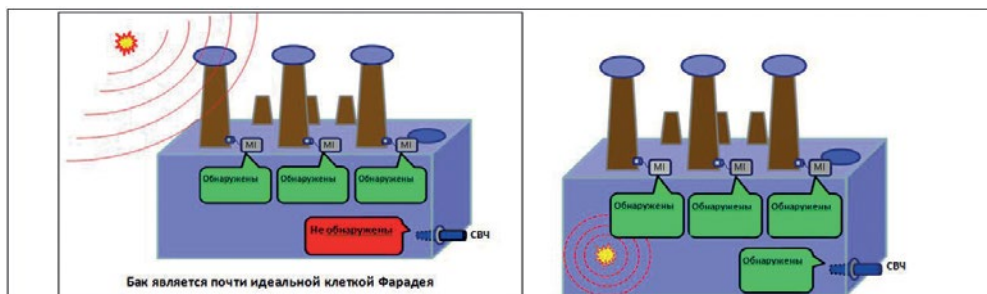


Рис. 11. Принцип СВЧ-стробирования

В этом случае рассматриваются импульсы, которые были зарегистрированы на измерительных входах ВВ и на внутренней антенне. В данном методе применяется СВЧ-антенна, которая устанавливается в бак трансформатора

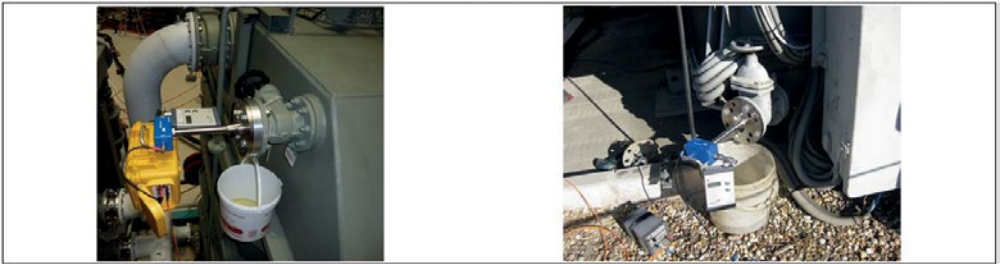


Рис. 12. Практическое применение СВЧ-стробирования – СВЧ-датчик на трансформаторе в лаборатории и в полевых условиях

через маслосливной кран. На рис. 12 показаны два примера практического применения СВЧ-датчиков на силовых трансформаторах, а на рис. 13 – реальный пример проявления ЧР, полученного на измерительном выводе ВВ фазы с коронирующим проводом (слева) и синхронное считывание данных внутри бака с помощью СВЧ-системы, использующий фильтр 1,5 МГц на средней частоте 490 МГц (справа). Как видно, самые интенсивные сигналы короны (около 8,7 нС) не достигли СВЧ-антенны. Внутренние ЧР, появившиеся в том же самом трансформаторе, могут быть легко измерены при помощи обычной измерительной системы ЧР, а также обнаружены с помощью СВЧ-измерительной системы. На рис. 14 показана картина измерения ЧР на измерительных отво-

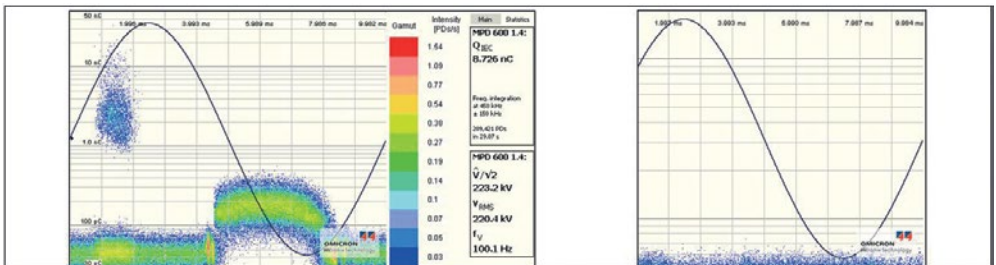


Рис. 13. PRPD короны на трансформаторе и синхронные СВЧ-измерения

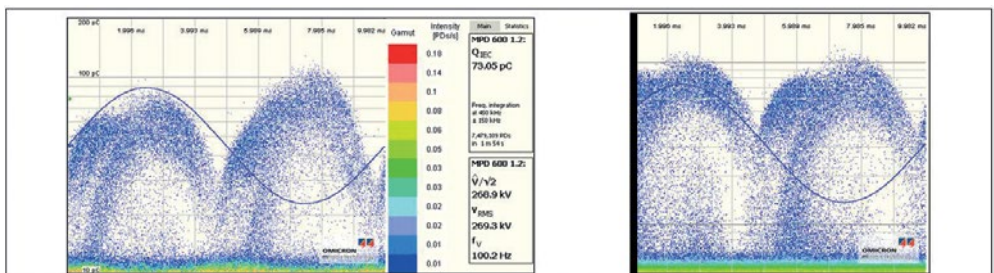


Рис. 14. PRPD ЧР внутри трансформатора и синхронные СВЧ-измерения

дах (слева) и синхронные обнаруженные сигналы на СВЧ-датчике (справа). На представленных диаграммах видно, что поведение ЧР схожее. Эти результаты доказывают главный принцип СВЧ-стробирования – внешние сигналы не способны достичь внутренней антенны, в то время как внутренние ЧР обнаруживаются с достаточной чувствительностью.

Практический пример СВЧ-стробирования приведен в литературе [1]. Во время онлайн-измерений на однофазном трансформаторе мощностью 333 МВА электрические измерения на ВВ невозможно было считать из-за сильных помех от 400 кВ шин трансформатора (рис. 15, слева). Датчик СВЧ обнаружил один из внутренних источников ЧР, как показано на рис. 15 в центре. В правой части рис. 15 показаны электрические измерения после СВЧ-стробирования. Здесь показаны только импульсы, обнаруженные обычной системой измерения на ВВ и СВЧ-датчиком в течение определенного времени. Очевидно, что чувствительность измерений значительно возросла.

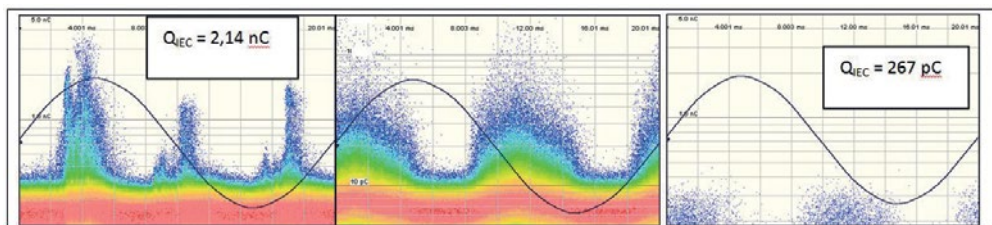


Рис. 15. Обычное измерение ЧР (слева), сигналы от СВЧ-датчика (в центре) и отображение ЧР после удаления шума с помощью СВЧ-стробирования (справа)

#### 4. Периодический мониторинг ЧР

Перечисленные выше методы выделения источников ЧР на фоне помех нашли применение не только в системе измерения ЧР – Omicron MPD600, но также и в портативной системе периодического мониторинга ЧР Omicron OMS605, успешно применяемой для периодического контроля генераторов и кабелей в режиме on-line. На высоковольтном оборудовании стационарно устанавливаются датчики, сигналы от которых выводятся к расположенному в непосредственной близости боксу подключения. По определенному графику техник проводит подключение системы и запись сигналов для последующего анализа и выявления источников ЧР. Подобное решение позволяет использовать один прибор для контроля нескольких объектов в условиях высоких помех в режиме on-line. Портативная система, показанная на рис. 16, является относительно бюджетным и эффективным инструментом диагностики развития ЧР.



Рис. 16. Система периодического мониторинга ЧР OMS605

### Выводы

Современные методы диагностики позволяют использовать мобильное оборудование для достоверного выявления неисправностей в первичном оборудовании на ранней стадии их возникновения, а также сократить время вынужденного простоя оборудования в процессе проведения диагностики.

#### Литература

1. Frei K., Koch N. Zustandsbeurteilung von Durchführungen im Praxiseinsatz/ OMICRON transformer conference. Bregenz, 2007.

### Сведения об авторе



**Соловьев Михаил Юрьевич**  
*Зав. отделом систем связи ООО НПП «ЭКРА».*  
*Окончил Московский кооперативный институт в 1995 году.*



## ГЛОССАРИЙ

(избранные основные термины)

**Smart Grid** – «Умные сети». Электрические сети, удовлетворяющие требованиям энергоэффективного и экономического функционирования энергосистемы за счет скоординированного управления и при помощи современных двухсторонних коммуникаций между элементами электрических сетей, электрическими станциями, аккумулирующими источниками и потребителями.

**FACTS** (Flexible Alternating Current Transmission System) – Гибкая система передачи переменного тока.

**WAMS** (Wide Area Measurement System) – Система мониторинга переходных режимов (СМПР).

**WAPS** (Wide Area Protection System) – Распределенные системы защиты и противоаварийной автоматики.

**WACS** (Wide Area Control System) – Система распределенного противоаварийного управления.

**PMU** (Phasor Measurement Unit) – Устройство синхронизированных векторных измерений.

**HVDC** (High-Voltage Direct Current) – Система передачи электроэнергии постоянного тока.

**SVC** (Static Variable Compensator) – Статический тиристорный компенсатор реактивной мощности.

**SCADA** (Supervisory Control and Data Acquisition) – Диспетчерское управление и сбор данных.

**GPS** (Global Positioning System) – Система глобального позиционирования.

**ГЛОНАСС** (GLONASS – Global Navigation Satellite System) – Глобальная навигационная спутниковая система.

**Digital Substation** – Цифровая подстанция (ЦПС). Подстанция, на которой доступ к информации, ее передача и обработка производятся в цифровом виде.

**IEC** (International Electrotechnical Commission) – Международная электротехническая комиссия (МЭК) – международная некоммерческая организация по стандартизации в области электрических, электронных и смежных технологий.

**IED** (Intellectual Electronic Device) – Интеллектуальное электронное устройство ИЭУ. К ним относятся терминалы МПРЗА, контроллеры присоединения и другие многофункциональные микропроцессорные устройства.

**NCIT** (Non-Conventional Instrument Transformer) – Нетрадиционный измерительный трансформатор (электронный или оптический).

**MU** (Merging Unit) – Объединяющее устройство (мультиплексор). Предназначено для сбора, оцифровки и передачи в протоколе МЭК 61850-9-2 данных от нетрадиционных трансформаторов тока и напряжения.

**SAMU** (Stand-Alone Merging Unit) – Измерительное объединяющее устройство (ИОУ) – объединяющее устройство с цифровым интерфейсом в соответствии с IEC 61869-9, но подключаемое к обмоткам 1 А / 5 А / 100 В традиционных измерительных трансформаторов.

**Process Bus** – Технологическая шина (шина процесса). Обеспечивает передачу данных измерений с первичных преобразователей тока и напряжения устройствам нижнего уровня АСУ ТП и интегрированных в АСУ ТП смежных систем ЦПС (устройствам РЗА, ПА, РАС, ОМП, контроля качества электроэнергии и т.п.) по протоколу IEC 61850-9-2.

**Station Bus** – Подстанционная шина. Используется не только для связи «клиент-сервер» между АСУ ТП и ИЭУ, но и для горизонтального обмена информацией между ИЭУ при помощи GOOSE-сообщений, включая высокоприоритетные сигналы релейной защиты.

Подстанционные шины предназначены для информационного обмена средней интенсивности. Технологические шины – это шины высокоскоростного обмена, через которые проходит весь поток первичных цифровых измерений.

**MMS** (Manufacturing Message Specification) – Протокол передачи данных реального времени и команд диспетчерского управления между сетевыми устройствами и/или программными приложениями.

**GOOSE** (Generic Object Oriented Substation Event) – Протокол передачи данных о

событиях на подстанции в объектно-ориентированном виде. Фактически данный протокол служит для замены медных кабельных связей, предназначенных для передачи дискретных сигналов между устройствами.

**SV** (Sampled Values) – Протокол передачи оцифрованных мгновенных значений от измерительных трансформаторов тока и напряжения (ТТ и ТН). Данный протокол позволяет заменить цепи переменного тока, соединяющие устройства РЗА с ТТ и ТН.

**IEC 61850** – Стандарт МЭК 61850. Набор, включающий стандарты: по одноранговой связи и связи «клиент-сервер»; по конструкции и конфигурации подстанций; по методике испытаний; по экологическим требованиям; по проектированию.

Основные свойства данного стандарта:

- отделяет собственно данные (информацию) от методов их передачи;
- определяет точные модели данных и методы работы с ними, обеспечивая их возможное расширение;
- определяет единый язык конфигурирования;
- определяет использование широко распространенных протоколов Ethernet и TCP/IP для связи внутри ПС, одновременно обеспечивая высокую скорость связи (не менее 100 Мбит/с) и открытость будущих концепций связи;
- поддерживает свободное распределение функций и их комбинацию для различных устройств и таким образом позволяет реализовать различные философии систем;
- обеспечивает высокую скорость передачи данных от одного устройства к другому на одном («горизонтальные» связи) и нескольких («вертикальные» связи) иерархических уровнях.

**Micro RTU** (Remote Terminal Unit) – Выносной модуль или устройство связи с объектом (УСО). Предназначен для сбора дискретной информации (положение коммутационных аппаратов, положение ключей режима управления, состояние цепей обогрева проводов и др.) и управления коммутационными аппаратами.

**LAN** (Local Area Network) – Локальная вычислительная сеть (ЛВС) – компьютерная сеть, покрывающая обычно относительно небольшую территорию или небольшую группу зданий (дом, офис, фирму, институт). Наиболее широко применяемой технологией для построения ЛВС является Ethernet.

**Ethernet** (от англ. Ether «эфир») – семейство технологий пакетной передачи данных для компьютерных сетей.

*Составители: Понамарев Е.А., Харитонов К.В., Шевцов В.М.*

*Научное издание*

**Цифровая электротехника:  
проблемы и достижения**

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»  
Выпуск III

**Отв. за выпуск: В.М. Шевцов, Н.А. Иванова**

Подписано в печать 26.12.2014.

Формат: 64x94/16. Печать офсетная. Бумага офсетная.

Физ. печ. л. 6,62. Усл. печ. л. 7,37.

Тираж 300 экз.

Заказ 151760.

Отпечатано в типографии «НН Пресс»,  
428022, РФ, Чувашская Республика, г. Чебоксары,  
пр-д Машиностроителей, д. 1с



