

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»

Цифровая электротехника: проблемы и достижения

Выпуск V

Научно-производственное предприятие «ЭКРА»

Цифровая электротехника: проблемы и достижения

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»

Выпуск V

Чебоксары, 2016

УДК 621.31

ББК 31.2

Ц75

Редакционная коллегия:

А.М. Наумов, канд. техн. наук (главный редактор),

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

В.В. Исаев,

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 V. – Чебоксары: РИЦ «СРЗАУ», 2016. – 153 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 978-5-9907177-2-5

УДК 621.31
© ООО НПП «ЭКРА», 2016

СОДЕРЖАНИЕ

- 1. Антонов В.И., Наумов В.А., Иванов Н.Г., Солдатов А.В. 7**
Методы настройки адаптивных структурных моделей сигналов аварийных режимов электрической сети
Antonov V.I., Naumov V.A., Ivanov N.G., Soldatov A.V.
A tuning methods of adaptive structural models of electrical power system transient signals
- 2. Дони Н.А., Иванов А.В., Мальный А.А., Мальный А.П., Шурупов А.А.. 45**
Расчёт параметров тока при качаниях и в асинхронном режиме
Doni N.A., Ivanov A.V., Malyi A.A., Malyi A.P., Shurupov A.A.
Calculation of current parameters for power swing and out-of-step conditions
- 3. Рыбалкин А.Д., Шурупов А.А., Ермолкин И.А. 55**
Прогнозирование тока короткого замыкания при насыщении магнитопровода трансформатора тока
Rybalkin A.D., Shurupov A.A., Ermolkin I.A.
Forecasting the short-circuit current at saturation of magnetic core current transformer
- 4. Ильин В.Ф., Дмитриев А.В., Дмитриев О.В., Иванов А.Д. 66**
Система релейной защиты от коротких замыканий в «мертвой» зоне ОРУ высокого и сверхвысокого напряжения
Ilyin V.F., Dmitriev A.V., Dmitriev O.V., Ivanov A.D.
Relay protection against short-circuit the «dead» zone outdoor switchgear
- 5. Харитонов К.В., Понамарёв Е.А., Шевцов В.М. 77**
Верификация компьютерной модели трёхфазного двухобмоточного силового трансформатора
Kharitonov K.V., Ponomarev E.A., Schevcov V.M.
Verification of a three-phase two-winding power transformer computer model
- 6. Митюков П.В., Чубуков К.А. 86**
Особенности реализации режимов сохранения работоспособности автоматизированного асинхронного электропривода при кратковременных провалах и прерываниях питающего напряжения
Mityukov P.V., Chubukov K.A.
High-voltage drives in the field of integrated automation housing and utilities infrastructure

7. Иванчин И.И.	93
Преобразователь частоты по многоуровневой модульной структуре для автоматизированного электропривода	
Ivanchin I.I. Multilevel modular frequency converter for automated electric drive	
8. Быков К.В., Лазарева Н.М., Малышев Д.Г., Павлов Ю.В., Яров В.М. .	98
Выпрямительное устройство на основе LLC-конвертора с фазоимпульсным управлением	
Bykov K.V., Lazareva N.M., Malyshev D.G., Pavlov Yu.V., Yarov V.M. Rectifying devices based LLC-converters with pulse position controlled	
9. Быков К.В., Галкин И.А., Лопатин А.А.	113
Разработки ООО НПП «ЭКРА» в области контроля изоляции в сети оперативного постоянного тока электрических станций и подстанций	
Bykov K.V., Galkin I.A., Lopatin A.A. Insulation control in control direct-current circuits for electric stations and substations	
10. Быков К.В., Ерезеев А.Н., Цаплин Е.Ю.	130
Повышение качества функционирования тиристорных зарядно-питающих устройств	
Bykov K.V., Erezeev A.N., Tsaplin E.Y. Improving the quality of functioning of the thyristor charge-feeding devices	
11. Шевцов В.М.	136
Методические аспекты теории ферротрансформаторов	
Shevcov V.M. Methodological aspects of ferrotransformers theory	

УДК 621.311.1.019

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

МЕТОДЫ НАСТРОЙКИ АДАПТИВНЫХ СТРУКТУРНЫХ МОДЕЛЕЙ СИГНАЛОВ АВАРИЙНЫХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СЕТИ

Аннотация: ключевая идея структурного анализа заключается в аппроксимации сигнала электрической сети совокупностью собственных мод эквивалентной линейной системы (модели). Сходство модели с сигналом аварийного режима обеспечивается инерционностью процессов регулирования в электрической сети, благодаря чему в начале режима короткого замыкания сеть проявляет себя как линейная инвариантная во времени система. Поэтому реакция электрической сети на короткое замыкание представляет собой линейную комбинацию собственных мод, размер базиса которых определяется порядком ее характеристического уравнения.

Поскольку актуальные характеристические параметры электрической системы недоступны для наблюдения, то задача распознавания сигнала переходного процесса обретает все признаки обратной задачи — задачи определения составляющих сигнала по измеренной выборке отсчетов в условиях ее структурной неопределенности. Поэтому структурный анализ использует адаптивные модели и методы их настройки, способные разрешить эту неопределенность.

В статье рассматриваются различные методы настройки адаптивных моделей сигнала в условиях структурной неопределенности, отягощенной присутствием шума в распознаваемом сигнале. Показано, что винеровская оценка параметров модели (классический метод наименьших квадратов) принципиально возможна только при наличии шума, иначе она вырождается. Проблемы винеровской оценки разрешают обычно с помощью сингулярного разложения траекторной матрицы переопределенной системы уравнений, формируя оценки с минимальной нормой на основе анализа сингулярных чисел. В системах релейной защиты, когда распознавание сигнала идет в масштабе реального времени, лучшим — с точки зрения затрат вычислительных ресурсов — является метод наложения моделей, возможности которого близки к методу с минимальной нормой. Для настройки структурных моделей сигналов с высоким содержанием шумов предпочтительнее методы, использующие расширенную матрицу. Эти методы объединены под названием методов общей задачи наименьших квадратов.

Ключевые слова: адаптивный структурный анализ, структурная модель, метод наименьших квадратов, сингулярное разложение, решение минимальной нормы, общая задача метода наименьших квадратов, метод наложения моделей, электрическая сеть, цифровая обработка сигналов.

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

A TUNING METHODS OF ADAPTIVE STRUCTURAL MODELS OF ELECTRICAL POWER SYSTEM TRANSIENT SIGNALS

Abstract: A key concept of structural analysis is approximation of electrical network signal by eigenmodes combination of equivalent linear system (model). The model matches signal due to slow changing of power system structure during fault witch provide to consider it as linear time-invariant system. Hence, fault signals of electrical network consist of eigenmodes linear determined by network characteristic equation. Actual network characteristic parameters are unavailable for observation, so fault signal recognition is inverse problem namely signal components identification in sample frame under structural uncertainty. Therefore, adaptive structural models and tuning methods compatible with structural uncertainty are used. Adaptive structural model tuning methods for recognition of structural uncertain and noised signals are studied. It's shown that wiener estimation of structural model parameters can be used only with noised signal, otherwise it degenerates. Minimum norm solution based on singular values analysis is used to overcome this problem. Model superposition method is the best method in terms of computing resources using while its ability are close to minimum norm solution. Augmented matrix based methods (total least squares methods) are preferable for heavy noised signal recognition.

Keywords: adaptive structural analysis, structural model, least square method, singular value decomposition, minimum norm solution, total least squares method, model superposition method, electrical network, digital signal processing.

1. Введение

Процессы управления режимом электрической системы относительно продолжительны, и в начальной стадии аварии структура системы остается практически неизменной. Поэтому не будет сильным упрощением полагать, что электрическая система представляет собой линейную систему с постоянными параметрами, и слагаемые сигнала аварийного процесса полностью определяются корнями ее характеристического уравнения [1, 2]. Это теоретическое положение, весьма важное с точки зрения выбора класса моделей, используемых при определении структуры сигнала, к сожалению, не придает определенности задаче распознавания. Существующая структурная неопределенность сигнала аварийного процесса, заключающаяся, главным образом, в неизвестности размерности задачи (модели) и неопределенности вида слагаемых процесса, требует использования специальных методов распозна-

вания сигналов, способных работать в условиях априорной неопределенности задачи [3, 4]. Одним из таких методов является адаптивный структурный анализ.

2. Постановка задачи

Инструментом распознавания структуры сигнала в адаптивном структурном анализе является цифровая структурная модель [4]

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

где $a_0 \hat{x}(k)$ – взвешенная с коэффициентом a_0 оценка текущего отсчета сигнала $x(k)$, a_m – искомые коэффициенты модели, v – коэффициент внутримодельной децимации отсчетов сигнала ($v=1$, если нет децимации), M – порядок структурной модели. Коэффициент a_0 выбирается произвольным, обычно $a_0 = 1$.

По коэффициентам a_m структурной модели (1) формируется характеристический полином

$$P_M(\underline{\zeta}) = \sum_{m=0}^M a_m \underline{\zeta}^{-m},$$

решая который определяются частоты ω_i и коэффициенты затухания α_i составляемых сигнала

$$(\alpha_i \pm j\omega_i) v T_s = \ln \underline{\zeta}_i.$$

Здесь T_s – интервал дискретизации сигнала $x(k)$.

Правильному определению коэффициентов a_m структурной модели (1), и, как следствие, правильному определению компонентного состава сигнала мешает наличие в сигнале шумов и его структурная неопределенность. Настоящая статья посвящена исследованию методов, обеспечивающих эффективное распознавание сигнала аварийного процесса в таких условиях.

3. Классическое решение задачи МНК при настройке моделей (винеровские оценки)

В терминах матричной алгебры модель (1) может быть представлена как

$$a_0 \hat{x}(k) = -\mathbf{a}^T \mathbf{x}(k-1), \quad (2)$$

где

$$\mathbf{a} = [a_M, a_{M-1}, \dots, a_1]^T \quad (3)$$

и

$$\mathbf{x}(k-1) = [x(k-M), x(k-M+1), \dots, x(k-1)]^T \quad (4)$$

$(M \times 1)$ – векторы параметров модели и наблюдаемых отсчетов сигнала соответственно. Как уже отмечалось ранее, коэффициент a_0 произволен. Поэтому в дальнейшем, если не указано иное, $a_0 = 1$.

Вектор коэффициентов (3) обычно ищут как решение системы уравнений

$$\mathbf{X}\mathbf{a} = \mathbf{b}, \quad (5)$$

полученной в предположении, что модель хорошо описывает сигнал и отсчеты сигнала и модели равны друг другу: $a_0 x(k) - a_0 \hat{x}(k) = 0$, $k \geq M + L$, где L – число уравнений. Траекторная матрица [5] \mathbf{X} и вектор наблюдений \mathbf{b} определяются с помощью вектора отсчетов сигнала (4) следующим образом:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(k-L) \\ \vdots \\ \mathbf{x}^T(k-1) \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{L \times M} \quad (6)$$

и

$$\mathbf{b} = \mathbf{x}(k). \quad (7)$$

В идеальном случае, когда сигнал $x(k)$ является результатом вычислительного эксперимента, шум в сигнале представлен лишь ошибкой вычислений и незначителен, в связи с чем он не оказывает существенного влияния на оценку текущего отсчета (2). Отношение сигнал/шум значительно, и вектор коэффициентов (3) может быть определен просто как решение системы уравнений (5)

$$\mathbf{a} = \mathbf{X}^{-1}\mathbf{b}, \quad (8)$$

полагая, что число уравнений $L = M$ и матрица \mathbf{X} квадратная невырожденная [6].

Для сигнала реального процесса шум имеет существенную величину с точки зрения влияния на оценку отсчета, и природа ее возникновения связана в основном с шумами тракта доставки сигнала до цифровой защиты и преобразования непрерывного сигнала в цифровой. Шум ухудшает разре-

шающую способность модели (2) и приводит к повышению ее порядка M . В связи с этим всегда подразумевается, что порядок модели M выше порядка M_s сигнала текущего режима.

Рассчитывать, что при наличии в сигнале шума система (5) совместна и ее решение единственно, нет достаточных оснований, поскольку шум произволен и не может быть учтен моделью (2). Поэтому уравнение (5) не имеет точного решения и должно быть записано как приближенное равенство

$$\mathbf{X}\mathbf{a} \approx \mathbf{b}. \quad (9)$$

Решение системы (9) уже не может быть единственным, и речь может идти только об отыскании оптимального решения $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$, доставляющего лучшее усредненное приближение модели к сигналу.

Ясно, что вектор $\mathbf{X}\hat{\mathbf{a}}_{LS}$ лежит в пространстве столбцов $\mathbf{R}(\mathbf{X})$ траекторной матрицы, поскольку является комбинацией столбцов с компонентами вектора $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$ в качестве весов. Это хорошо видно, если в траекторной матрице \mathbf{X} выделить столбцы \mathbf{x}_j ($j = \overline{1, M}$) и переписать уравнение (9) следующим образом:

$$\mathbf{x}_1\hat{a}_M + \mathbf{x}_2\hat{a}_{M-1} + \dots + \mathbf{x}_M\hat{a}_1 = \mathbf{b}_0,$$

где \mathbf{b}_0 – вектор наблюдения, «очищенный» от шума.

Поэтому оптимальный вектор $\mathbf{X}\hat{\mathbf{a}}_{LS}$ должен занимать такое положение в пространстве столбцов $\mathbf{R}(\mathbf{X})$, чтобы его конец был соединен с точкой, наиболее близкой к концу вектора правой части \mathbf{b} . Другими словами, решение системы (9) должно минимизировать расстояние от вектора правой части \mathbf{b} до пространства столбцов $\mathbf{R}(\mathbf{X})$. Геометрически это означает, что нужно восстановить перпендикуляр от конца вектора правой части \mathbf{b} до пространства столбцов $\mathbf{R}(\mathbf{X})$. В терминах матричной алгебры эта задача формулируется как задача минимизации квадратичной нормы

$$\min_{\mathbf{a} \in \mathbf{R}^M} \|\mathbf{X}\mathbf{a} - \mathbf{b}_2\|, \quad (10)$$

минимальное значение которой представляет собой длину ортогонального вектора $\mathbf{b} - \mathbf{X}\mathbf{a}$ и равно Евклидовой норме вектора невязок системы уравнений (9).

Таким образом, мы приходим к следующей формулировке решения задачи классического метода наименьших квадратов в матричной форме:

Решение несовместной системы уравнений (9) представляет собой вектор $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$, минимизирующий длину вектора $\mathbf{b} - \mathbf{X}\mathbf{a}$.

Геометрическая интерпретация этого решения дана на рис. 1.

Прежде чем дать правило нахождения оценки $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$, сделаем важную ремарку.

При формулировании задачи МНК мы исходили из предположения, что траекторная матрица \mathbf{X} задана точно, без ошибок. Эта фундаментальная для классической задачи МНК предпосылка следует непосредственно из свойства модели (2), заключающегося в том, что оценка отсчета $\hat{x}(k)$ формируется на основе вектора предшествующих отсчетов (4). Поэтому полагается, что система (9) несовместима лишь из-за ошибок $\Delta \mathbf{b} = [\Delta b_1, \dots, \Delta b_L]^T$ в векторе наблюдений

$$\mathbf{b} = \mathbf{b}_0 + \Delta \mathbf{b}, \quad (11)$$

где $\Delta b_i, i = 1, \dots, L$ – случайные ошибки. Вектор \mathbf{b}_0 связан с вектором решения $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$ уравнением

$$\mathbf{X} \hat{\mathbf{a}}_{LS} = \mathbf{b}_0. \quad (12)$$

Гаусс в своей работе [7] показал, что если ошибки Δb_i не коррелированы и среднее элементов вектора ошибок $\Delta \mathbf{b}$ равно нулю, а траекторная матрица

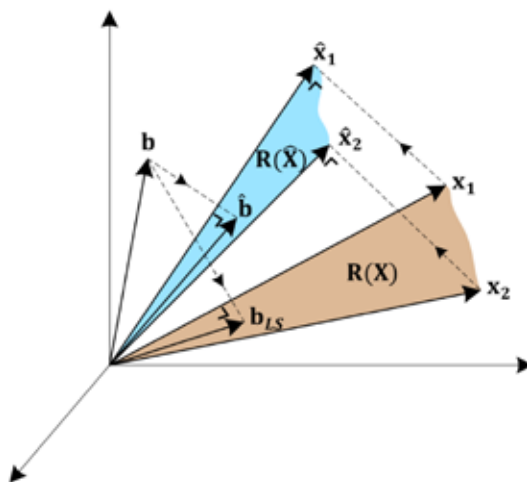


Рис. 1. Различие между решениями задачи наименьших квадратов. Классическое решение $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$ минимизирует расстояние от вектора наблюдения \mathbf{b} до подпространства $\mathbf{R}(\mathbf{X})$ столбцов траекторной матрицы \mathbf{X} и удовлетворяет систему $\mathbf{X} \hat{\mathbf{a}}_{LS} = \mathbf{b}_{LS}$. Общее решение (TLS-решение) получается путем аппроксимации столбцов траекторной матрицы \mathbf{X} и вектора наблюдения \mathbf{b} столбцами \hat{x}_i и вектором $\hat{\mathbf{b}}$, также лежащим в подпространстве $\mathbf{R}(\hat{\mathbf{X}})$, формируемом столбцами \hat{x}_p и удовлетворяет систему $\hat{\mathbf{X}} \hat{\mathbf{a}}_{TLS} = \hat{\mathbf{b}}$

\mathbf{X} имеет ранг M , то решение $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$ будет иметь наименьшую дисперсию в классе несмещенных оценок, представляющих линейную функцию от вектора \mathbf{b} .

Важно, что это свойство оценок по МНК не зависит от формы распределения ошибок Δb_i .

Теперь можно сформулировать правило определения оценки $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$, являющейся единственным решением переопределенной системы уравнений (9) [6]:

Решение по методу наименьших квадратов для несовместной системы $\mathbf{X}\mathbf{a} \approx \mathbf{b}$, состоящей из L уравнений с M неизвестными, удовлетворяет соотношению

$$\mathbf{X}^T \mathbf{X} \hat{\mathbf{a}}_{LS} = \mathbf{X}^T \mathbf{b}. \quad (13)$$

Соотношение известно под названием нормальных уравнений в матричной форме. Если столбцы матрицы являются линейно независимыми, т.е. $\text{rank}(\mathbf{X}) = M$, то ковариационная матрица $\mathbf{X}^T \mathbf{X}$ обратима, и единственное решение дается правилом

$$\hat{\mathbf{a}}_{LS} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{b}. \quad (14)$$

Уравнение (13) известно еще и как уравнение Винера-Хопфа [8, 9].

4. Разрешение структурной неопределенности с помощью сингулярного разложения

В классической теории цифрового спектрального анализа [10] и анализа временных рядов [5] сингулярное разложение (Singular Value Decomposition – SVD) используется как устойчивый метод оценки спектральных характеристик сигнала при неполном ранге траекторной матрицы \mathbf{X} . Возможность применения SVD в практике релейной защиты применительно к задаче оценивания основной гармоники тока короткого замыкания впервые была показана в работе [11]. В зарубежной литературе по релейной защите использование SVD известно в задачах построений неадаптивных моделей сигнала [12, 13], а также в анализе сигналов различных режимов электроэнергетической системы [14, 15].

4.1. Сингулярное разложение и численный ранг траекторной матрицы

Как уже отмечалось, в случае дефекта ранга траекторной матрицы \mathbf{X} решение (14), минимизирующее норму (10), вырождается. В терминах линейной алгебры это означает, что система (9) имеет бесконечное множество решений $\hat{\mathbf{a}}$.

Действительно, во множестве случаев структурного анализа сигналов аварийных процессов электрической системы определитель

$$\Delta = \det[\mathbf{X}^T \mathbf{X}] \quad (15)$$

в решении (14) относительно мал, и даже незначительный шум в сигнале и ошибки округлений приводят к существенным флуктуациям в решении [16]. Особенно это характерно для приложений с высокой частотой дискретизации входных сигналов. В то же время вычислить оценку (14) при дефекте ранга траекторной матрицы невозможно, поскольку определитель (15) просто равен нулю.

Поэтому для практических приложений важны методы настройки моделей, обладающие стабильностью к возмущениям в измерениях и способные решить задачу определения численного ранга траекторной матрицы \mathbf{X} в ходе настройки. Под численным рангом здесь подразумевается число $r < M$, такое, что оно является рангом меньшей матрицы, аппроксимирующей с требуемой точностью исходную траекторную матрицу. Возможность вычисления такой матрицы, являющейся наилучшим в смысле наименьших квадратов приближением анализируемой траекторной матрицы [17], следует из теоремы Экарта-Янга-Мирского [18, 19]. В определении такой аппроксимирующей матрицы важную роль играет сингулярное разложение.

Сингулярное разложение траекторной матрицы \mathbf{X} определяется следующим образом [20]:

Если матрица \mathbf{X} вещественная ($L \times M$) – матрица, то существуют ортогональные вещественные матрицы $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_L] \in \mathbf{R}^{L \times L}$ и $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_M] \in \mathbf{R}^{M \times M}$, такие, что

$$\mathbf{U}^T \mathbf{X} \mathbf{V} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_p) \in \mathbf{R}^{L \times M}, \quad p = \min(L, M), \quad (16)$$

где $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_p \geq 0$.

Векторы \mathbf{u}_i и \mathbf{v}_i называются левыми и правыми сингулярными векторами, а матрица

$$\mathbf{\Sigma} = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_p) \in \mathbf{R}^{L \times M} \text{ –} \quad (17)$$

матрицей сингулярных чисел σ_i . Сингулярные числа всегда располагаются в порядке невозрастания.

Известно и другое определение сингулярного разложения [21]:

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T. \quad (18)$$

Сингулярное разложение предоставляет больше информации при оценке численного ранга матрицы. Если существует дефицит ранга траекторной матрицы \mathbf{X} , т.е. его ранг $\text{rank}(\mathbf{X}) = r < M$, то из (16) следует, что $\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_r \geq \sigma_{r+1} = \dots = \sigma_p = 0$. С точки зрения структурного анализа это означает, что в случае «чистого» сигнала (сигнала без шума) ранг траекторной матрицы будет равен порядку сигнала M_s , т.е. $r = M_s$. Если сигнал содержит шум, то определение порядка сигнала M_s усложняется, но анализ сингулярных чисел позволяет сделать более обоснованные выводы о порядке эффективного ядра модели сигнала.

Такие возможности сингулярного разложения следуют непосредственно из теоремы Экарта-Юнга-Мирского [18, 19]:

Пусть сингулярное разложение матрицы $\mathbf{X} \in \mathbf{R}^{L \times M}$ задано как в (16). Если $q < r = \text{rank}(\mathbf{X})$ и

$$\mathbf{X}_q = \sum_{i=1}^q \sigma_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^T, \quad (19)$$

то

$$\min_{\text{rank}(\mathbf{B})=q} \|\mathbf{X} - \mathbf{B}\|_2 = \|\mathbf{X} - \mathbf{X}_q\|_2 = \sigma_{q+1}. \quad (20)$$

Следовательно, наименьшее сингулярное число траекторной матрицы \mathbf{X} равняется измеренному в Евклидовой норме расстоянию до множества всех матриц неполного ранга. И поэтому, пользуясь понятием ε – ранга матрицы [20]

$$\text{rank}(\mathbf{X}, \varepsilon) = \min_{\|\mathbf{X} - \mathbf{X}_\varepsilon\|_2 \leq \varepsilon} \text{rank}(\mathbf{X}_\varepsilon), \quad (21)$$

определяющего, что квадратичное расстояние от траекторной матрицы до аппроксимирующей матрицы \mathbf{X}_ε не больше заданного порога ε , можно разделить сингулярные числа на два подмножества:

$$\sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_{r_\varepsilon} \geq \varepsilon \geq \sigma_{r_\varepsilon+1} \geq \dots \geq \sigma_p, \quad p = \min\{L, M\}. \quad (22)$$

Другими словами, анализируя сингулярные числа можно определить степень близости аппроксимирующей матрицы \mathbf{X}_ε к траекторной матрице \mathbf{X} , т.е. определить численный ранг траекторной матрицы как номер r_ε сингулярного числа, превышающего заданный порог $\varepsilon > 0$.

Используя понятие численного ранга траекторной матрицы \mathbf{X} , можно сформулировать решение задачи построения структурной модели с минимальной нормой.

4.2. Модели с минимальной нормой

Сингулярное разложение позволяет находить эффективную модель среди бесконечного количества решений по МНК, выбирая ее по критерию минимума двоичной нормы вектора коэффициентов $\hat{\mathbf{a}}_{MN}$. Это следует из следующей теоремы [20, Теорема 5.5.1]:

Пусть матрица задана как в (16), причем $r = \text{rank}(\mathbf{X})$, тогда решение

$$\hat{\mathbf{a}}_{MN} = \sum_{i=1}^r \sigma_i^{-1} \mathbf{v}_i \mathbf{u}_i^T \mathbf{b} \quad (23)$$

доставляет минимум норме $\|\mathbf{X}\mathbf{a} - \mathbf{b}\|_2$ и имеет наименьшую Евклидовую норму среди всех таких \mathbf{a} .

Используя определение псевдоинверсной матрицы

$$\mathbf{X}^+ = \mathbf{V}\mathbf{\Sigma}^+\mathbf{U}^T \in \mathbf{R}^{L \times M}, \quad (24)$$

где

$$\mathbf{\Sigma}^+ = \text{diag}(\sigma_1^{-1}, \dots, \sigma_r^{-1}, 0, \dots, 0) \in \mathbf{R}^{L \times M}, \quad (25)$$

решение (23) можно записать как

$$\hat{\mathbf{a}}_{MN} = \mathbf{X}^+ \mathbf{b}. \quad (26)$$

Для вычисления псевдоинверсной матрицы \mathbf{X}^+ нужно знать ранг траекторной матрицы \mathbf{X} .

В практических приложениях часто решение (26) ищут следующим способом, не требующим вычисления псевдоинверсной матрицы \mathbf{X}^+ [22, 23].

Уравнение (9) записывают с учетом (18) как

$$\mathbf{\Sigma}\mathbf{q} = \mathbf{z} \in \mathbf{R}^M, \quad (27)$$

где

$$\mathbf{q} = \mathbf{V}^T \hat{\mathbf{a}}_{MN} \in \mathbf{R}^M \quad (28)$$

и

$$\mathbf{z} = \mathbf{U}^T \mathbf{b}. \quad (29)$$

Здесь учтено известное свойство ортогональных матриц $\mathbf{U}^T \mathbf{U} = \mathbf{I} \in \mathbf{R}^{M \times M}$ (\mathbf{I} – единичная матрица).

Если сигнал без шума, то, чтобы решение было единственным и наименьшей длины (структурная модель – эффективной), элементы вектора \mathbf{q} должны определяться, как это следует из (25) и (27), по следующим правилам:

$$\begin{cases} q_i = z_i / \sigma_i, \text{ если } \sigma_i \neq 0; \\ q_i = 0, \text{ если } \sigma_i = 0. \end{cases} \quad (30)$$

Минимальность длины вектора $\hat{\mathbf{a}}_{MN}$ в этом случае достигается путем отсека бесчисленного множества решений, связанного с нулевыми сингулярными числами, пользуясь вторым условием правил (30).

В случае сигнала с шумом правило (30) должно быть изменено с учетом особенностей определения численного ранга (ε -ранга) траекторной матрицы согласно условию (22):

$$\begin{cases} q_i = z_i / \sigma_i, \text{ если } \sigma_i \geq \varepsilon; \\ q_i = 0, \text{ если } \sigma_i < \varepsilon, \end{cases} \quad (31)$$

где $\varepsilon > 0$ – порог доверия к получаемому решению (порог для определения численного ранга r_ε).

Оценку вектора коэффициентов эффективной модели в обоих случаях получают в результате обратного преобразования равенства (28) с учетом свойства ортогональности левой матрицы $\mathbf{V}\mathbf{V}^T = \mathbf{I} \in \mathbf{R}^{M \times M}$ (\mathbf{I} – единичная матрица):

$$\hat{\mathbf{a}}_{MN} = \mathbf{V}\mathbf{q}. \quad (32)$$

В задаче определения частот синусоидальных слагаемых сигнала метод с минимальной нормой впервые был использован в работе [17], в связи с чем в англоязычной литературе по цифровой обработке сигналов этот метод часто называют методом Тафтса-Кумаресана.

5. Разрешение структурной неопределенности в общей задаче наименьших квадратов

5.1. Введение в общую задачу наименьших квадратов

Классическое решение задачи метода наименьших квадратов (14) и решение с минимальной нормой основаны на постулате (12), предполагающем, что траекторная матрица \mathbf{X} в системе (9) определена точно, и все ошибки сосредоточены в векторе наблюдения \mathbf{b} . И, следуя именно этой гипотезе, вектор параметров структурной модели определяется в результате решения уравнения

$$\mathbf{X}\hat{\mathbf{a}}_{LS} = \mathbf{b}_{LS},$$

вектор \mathbf{b}_{LS} правой части которого является проекцией вектора наблюдения \mathbf{b} на подпространство столбцов $\mathbf{R}(\mathbf{X})$ «идеальной» траекторной матрицы \mathbf{X} (рис. 1).

В практических приложениях траекторная матрица (6) формируется на основе тех же отсчетов сигнала, что и вектор наблюдения (7), и оказывается, что они оба несвободны от ошибок измерения и шума. Очевидно, что рассчитывать в этом случае на «правильное» решение не приходится.

Закономерен вопрос, можно ли получить оценку структурной модели, учитывающей ошибки как в траекторной матрице, так и в векторе наблюдения. Или, иначе говоря, можно ли найти оценку $\hat{\mathbf{a}}_{TLS}$ для решения системы (9), такую, что она будет приближаться к решению системы

$$\mathbf{X}_0\mathbf{a} = \mathbf{b}_0 \quad (33)$$

с «правильными» измерениями \mathbf{X}_0 и \mathbf{b}_0 , связанными с данными эксперимента как

$$\mathbf{X} = \mathbf{X}_0 + \Delta\mathbf{X} \quad (34)$$

и

$$\mathbf{b} = \mathbf{b}_0 + \Delta\mathbf{b}, \quad (35)$$

где $\Delta\mathbf{X}$ и $\Delta\mathbf{b}$ представляют собой ошибки измерений.

Ответ на поставленный вопрос будет утвердительным [21], если предположить, что «идеальная» траекторная матрица \mathbf{X}_0 имеет полный ранг и все столбцы матрицы $[\Delta\mathbf{X}; \Delta\mathbf{b}] \in \mathbf{R}^{L \times (M+1)}$ в однородном уравнении

$$[\mathbf{X}; \mathbf{b}] \begin{bmatrix} \mathbf{a}^T; -1 \end{bmatrix}^T = ([\mathbf{X}_0; \mathbf{b}_0] + [\Delta\mathbf{X}; \Delta\mathbf{b}]) \begin{bmatrix} \mathbf{a}^T; -1 \end{bmatrix} = 0,$$

полученном из (9) с учетом определений (34) и (35), независимы и имеют одинаковое распределение с нулевым средним и ковариационную матрицу $\sigma_x^2 \mathbf{I}$. Последнее означает, что составляющие ΔX_{ij} и Δb_i матрицы $[\Delta\mathbf{X}; \Delta\mathbf{b}]$ являются некоррелированными случайными величинами с одинаковой дисперсией σ_x^2 . В этом случае решение $\hat{\mathbf{a}}_{TLS}$ системы (9) в смысле общей задачи наименьших квадратов состоятельно, т.е. оценка $\hat{\mathbf{a}}_{TLS}$ будет сходиться к «правильному» решению $\mathbf{a}_0 = \mathbf{X}_0^+ \mathbf{b}_0$ при $L \rightarrow \infty$ (\mathbf{X}_0^+ – псевдоинверсная матрица). Это решение в англоязычной литературе получило название TLS-решения (Total Least

Squares Solution). Свойства TLS-решения не зависят от формы распределения ошибок элементов траекторной матрицы \mathbf{X} и вектора наблюдения \mathbf{b} [21].

5.2. Базовое решение общей задачи наименьших квадратов

Базовое решение общей задачи наименьших квадратов формулируется как решение однородной системы

$$[\mathbf{X}; \mathbf{b}] \begin{bmatrix} \mathbf{a}^T \\ -1 \end{bmatrix}^T \approx 0, \quad (36)$$

вытекающей из системы (9), и звучит следующим образом [21]:

TLS-решение $\hat{\mathbf{a}}_{TLS}$ системы (36) существует, если достигается минимум нормы по Фробениусу

$$\min_{[\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}}] \in \mathbf{R}^{L \times (M+1)}} \left\| [\mathbf{X}; \mathbf{b}] - [\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}}] \right\|_F \quad (37)$$

при условии, что $\hat{\mathbf{b}} \in \mathbf{R}(\hat{\mathbf{X}})$, т.е. вектор $\hat{\mathbf{b}}$ принадлежит пространству столбцов матрицы $\hat{\mathbf{X}}$.

Вспомним, что матричная норма по Фробениусу для $\mathbf{X} \in \mathbf{R}^{L \times M}$ определяется как

$$\|\mathbf{X}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^M x_{ij}^2},$$

где x_{ij} – элемент матрицы \mathbf{X} , расположенный на пересечении i -ой строки и j -го столбца. В терминах сингулярного разложения

$$\|\mathbf{X}\|_F = \sqrt{\sigma_1^2 + \dots + \sigma_p^2}, \quad p = \min\{L, M\}.$$

Если минимизирующая матрица $[\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}}]$ найдена, то решение $\hat{\mathbf{a}}_{TLS}$, удовлетворяющая уравнению

$$\hat{\mathbf{X}} \hat{\mathbf{a}}_{TLS} = \hat{\mathbf{b}}, \quad (38)$$

называется TLS-решением.

Решение общей задачи наименьших квадратов удобно формулировать с помощью сингулярного разложения, представляя расширенную матрицу как

$$[\mathbf{X}; \mathbf{b}] = \mathbf{U}' \boldsymbol{\Sigma}' \mathbf{V}'^T \in \mathbf{R}^{L \times (M+1)} \quad (39)$$

или

$$\mathbf{U}'^T [\mathbf{X}; \mathbf{b}] \mathbf{V}' = \text{diag}(\sigma'_1, \dots, \sigma'_{M+1}) \in \mathbf{R}^{L \times (M+1)}. \quad (40)$$

Тогда условия уникальности и существования TLS-решения системы (9) даются следующей теоремой [21, Теорема 2.6]:

Пусть (16) и (40) есть сингулярные разложения траекторной \mathbf{X} и расширенной $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ матриц соответственно. Если $\sigma_M > \sigma'_{M+1}$, то расширенная матрица

$$[\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}}] = \mathbf{U}' \hat{\Sigma}' \mathbf{V}'^T \quad (41)$$

и ее сингулярная матрица

$$\hat{\Sigma}' = \text{diag}(\sigma'_1, \dots, \sigma'_M, 0) \quad (42)$$

дают решение общей задачи наименьших квадратов (37) (TLS-решение), и это решение

$$\hat{\mathbf{a}}_{TLS} = -[\mathbf{v}'_{1,M+1}, \dots, \mathbf{v}'_{M,M+1}]^T / \mathbf{v}'_{M+1,M+1} \quad (43)$$

существует и является уникальным решением системы (38).

Здесь σ_M и σ'_{M+1} – самые младшие по величине сингулярные числа матриц \mathbf{X} и $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ соответственно.

Важно [21, Следствие 3.4], что из условия $\sigma_M > \sigma'_{M+1}$ следуют условия

$$\sigma_M > \sigma'_{M+1} \text{ и } \mathbf{v}'_{M+1,M+1} \neq 0.$$

Это означает, что [21, Теорема 2.6] формулирует основной алгоритм вычисления базового TLS-решения системы (9):

Шаг 1. Получить сингулярное разложение расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ (40).

Шаг 2. Если $\mathbf{v}'_{M+1,M+1} \neq 0$, то TLS-решение существует и равно (43).

Как видим, базовое решение TLS-задачи возможно, если $\sigma'_{M+1} \neq 0$. Поскольку в этом случае ранг расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ будет равен $M + 1$, то система (36) несовместна. Проблема несовместности решается с помощью теоремы Экарта-Юнга-Мирского (20), понижая ранг расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ на единицу. В результате получают лучшую с точки зрения дисперсии аппроксимацию $[\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}}]$ расширенной матрицы (41), при которой справедливо равенство

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{a}}_{TLS}^T; -1 \end{bmatrix}^T = 0.$$

Само TLS-решение определяют по формуле (43).

Несложно видеть, что если $\sigma'_{M+1} = 0$, вектор правой части системы (9) $\mathbf{b} \in \mathbf{R}(\mathbf{X})$ и система имеет точное решение (8), в связи с чем необходимости в TLS-решении нет.

5.3. TLS-решение с минимальной нормой

С точки зрения общей теории структурных моделей, повышение их разрешающей способности обеспечивается, главным образом, наращиванием ресурсов фильтра шума. Поэтому порядок структурной модели M всегда намного превосходит совокупный порядок M_s полезных слагаемых распознаваемого сигнала электрической системы. В идеальном случае, когда сигнал свободен от шума, ранг расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ равен M_s , и между составляющими сигнала и сингулярными числами в (40) существует строгое соответствие, в связи с чем все сингулярные числа с номерами $p > M_s$ будут равны нулю. Поэтому TLS-решение приводится к решению задачи МНК с минимальной нормой (раздел 4.2).

Но при распознавании сигнала реального процесса ранг расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ полон, и матрица сингулярных чисел не содержит нулевых элементов. Интуитивно ясно, что доминирующие сингулярные числа формируют подмножество, ассоциированное с полезными составляющими сигнала, а малые числа – подмножество, так или иначе связанное с шумом. Существование этой связи между составляющими сигнала и соответствующими подмножествами сингулярных чисел можно использовать для разрешения структурной неопределенности распознаваемого сигнала.

Теоретически, TLS-решение системы (36) теряет уникальность, если $\sigma'_M = \sigma'_{M+1}$ или, более общее, когда малые сингулярные числа кратны:

$$\sigma'_1 \geq \dots \geq \sigma'_B > \sigma'_{B+1} = \dots = \sigma'_{M+1}. \quad (44)$$

В этом случае решение будет отвечать лишь условию минимальности Евклидовой нормы [21].

На практике условие (44) не будет строгим. Часто можно лишь утверждать, что

$$\sigma'_1 \geq \dots \geq \sigma'_B > \sigma'_{B+1} \approx \dots \approx \sigma'_{M+1} \quad (45)$$

или, пользуясь несколько измененным определением ε -ранга (22), разделить множество сингулярных чисел на подмножества доминирующих чисел

$$\sigma'_1 \geq \dots \geq \sigma'_B > \sigma'_{M+1} + \varepsilon \quad (46)$$

и малых чисел

$$\sigma'_{M+1} + \varepsilon \geq \sigma'_{B+1} \geq \sigma'_{B+2} \dots \geq \sigma'_{M+1}, \quad (47)$$

где $\varepsilon > 0$.

Подмножества (46) и (47) делят пространство векторов правой ортонормированной матрицы

$$\mathbf{V}' = [\mathbf{V}'_s \mathbf{V}'_n] \quad (48)$$

на подпространства собственных векторов, формально ассоциированных с полезными составляющими сигнала

$$\mathbf{V}'_s = [v'_1, \dots, v'_B] \in \mathbf{R}^{(M+1) \times B} \quad (49)$$

и шума

$$\mathbf{V}'_n = [v'_{B+1}, \dots, v'_{M+1}] \in \mathbf{R}^{(M+1) \times (M+1-B)}. \quad (50)$$

Для решения общей задачи МНК в условиях со слабо выраженной границей между подмножествами сингулярных чисел (45) Голуб и Ван Лоун [24, 20] предложили воспользоваться понятием ранга (22) расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ и применить следующий алгоритм, приводящий к TLS-решению с минимальной нормой:

1. Вычислить сингулярное разложение расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$ (40) и сохранить правую сингулярную матрицу \mathbf{V}' .

2. Определить номер B сингулярного числа σ'_B , отвечающего условию (46).

3. Выделить пространство столбцов сингулярной матрицы \mathbf{V}' , расположенное правее столбца с номером B . Это будет матрица \mathbf{V}'_n из (50).

4. Вычислить матрицу Хаусхолдера \mathbf{P} , такую, чтобы

$$\mathbf{V}'_n \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{y} \\ 0 \dots 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad (51)$$

где \mathbf{Y} – произвольная матрица, \mathbf{y} – вектор, α – скаляр.

5. Если $\alpha = 0$, то TLS-решение не существует, иначе

$$\hat{\mathbf{a}}_{TLS}^T = -\mathbf{y} / \alpha. \quad (52)$$

Как следует из теоремы [21, Теорема 3.7], если сингулярные числа отвечают условию (44), то Евклидова норма решения (52):

$$\|\hat{\mathbf{a}}_{TLS}^T\|_2 = \sqrt{1 - \alpha^2} / \alpha. \quad (53)$$

Несложно видеть, что условие (45), чаще всего встречающееся на практике, является приближением к строгому условию (44) теоремы. Следовательно, из (53) следует, что при малых значениях скаляра α TLS-решение будет чувствительно к шумам в сигнале.

В работе [25] матрицу Хаусхолдера в (51) предлагается выбрать как

$$\mathbf{P} = [\mathbf{Z}; \mathbf{g}_n] \in \mathbf{R}^{(M+1-B) \times (M+1)}, \quad (54)$$

где $\mathbf{g}_n^T = [v'_{B+1}(L), \dots, v'_{M+1}(L)]$ – вектор, содержащий последние элементы собственных векторов подпространства шума (последние элементы столбцов матрицы \mathbf{V}'_n):

$$\mathbf{V}'_n = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_n \\ \mathbf{g}_n^T \end{bmatrix}. \quad (55)$$

Здесь \mathbf{Z} – матрица, формирующая нули в последней строке матрицы (51), кроме α . Несложно показать, что в вычислении матрицы \mathbf{Z} нет необходимости. Действительно, при подстановке (54) и (55) в (51) получим

$$\mathbf{V}'_n \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_n \mathbf{Z} & \mathbf{G}_n \mathbf{g}_n \\ \mathbf{g}_n^T \mathbf{Z} & \mathbf{g}_n^T \mathbf{g}_n \end{bmatrix}. \quad (56)$$

Сравнивая (56) с (51), видим, что решение (52) будет равно

$$\hat{\mathbf{a}}_{TLS}^T = -\mathbf{G}_n \mathbf{g}_n / \mathbf{g}_n^T \mathbf{g}_n. \quad (57)$$

Случай $\alpha = 0$ означает, что $\mathbf{g}_n^T \mathbf{g}_n = 0$. В этом случае, а также тогда, когда α мал, можно поднять границу разделения сингулярных чисел выше, т.е. уменьшить номер B граничного сингулярного числа в правиле (46) до тех пор, пока величина $\mathbf{g}_n^T \mathbf{g}_n$ не примет нужный уровень.

5.4. Эквивалентность подпространств собственных векторов сигнала и шума в общей задаче наименьших квадратов

Изначально [24] общая задача наименьших квадратов была сформулирована на основе использования подпространства шума \mathbf{V}'_n (50). На первый взгляд, такой подход выглядит не совсем разумным, поскольку распознавание сигнала ведется с использованием собственных векторов подпространства, определяемых малыми сингулярными числами. Кажется более обоснованным использование подпространства сигнала \mathbf{V}'_s (49). Однако анализ свойств собственных векторов правой сингулярной матрицы

$$\mathbf{V}' = [\mathbf{V}'_s \quad \mathbf{V}'_n] \quad (58)$$

показывает, что повода для беспокойств нет: решение общей задачи наименьших квадратов может быть выражено и через собственные векторы подпространства сигнала \mathbf{V}'_s . Причем это решение будет эквивалентно решению через собственные векторы подпространства шума \mathbf{V}'_n . Покажем это.

Представим подпространство собственных векторов сигнала (49) по аналогии с выражением (55) для подпространства шума:

$$\mathbf{V}'_s = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_s \\ \mathbf{g}_s^T \end{bmatrix}, \quad (59)$$

где $\mathbf{g}_s^T = [v'_1(L), \dots, v'_B(L)]$ – вектор, содержащий последние элементы собственных векторов подпространства сигнала (последние элементы столбцов матрицы \mathbf{V}'_s).

Следуя (58) и воспользовавшись представлениями (55) и (59) соответствующих подпространств, правую сингулярную матрицу перепишем следующим образом:

$$\mathbf{V}' = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_s & \mathbf{G}_n \\ \mathbf{g}_s^T & \mathbf{g}_n^T \end{bmatrix}. \quad (60)$$

Матрица \mathbf{V}' является унитарной, поэтому в нашем случае

$$\mathbf{V}'(\mathbf{V}')^T = \text{diag}[1, \dots, 1] = \mathbf{I}_{M+1}, \quad (61)$$

где $\mathbf{I}_{M+1} \in \mathbf{R}^{(M+1) \times (M+1)}$ – единичная матрица. При подстановке (60) в (61) последнее равенство перепишется как

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}_s & \mathbf{G}_n \\ \mathbf{g}_s^T & \mathbf{g}_n^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}_s^T & \mathbf{g}_s \\ \mathbf{G}_n^T & \mathbf{g}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & 0 \\ 0 \dots 0 & 1 \end{bmatrix}$$

или более развернуто

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}_s \mathbf{G}_s^T + \mathbf{G}_n \mathbf{G}_n^T & \mathbf{G}_s \mathbf{g}_s + \mathbf{G}_n \mathbf{g}_n \\ \mathbf{g}_s^T \mathbf{G}_s^T + \mathbf{g}_n^T \mathbf{G}_n^T & \mathbf{g}_s^T \mathbf{g}_s + \mathbf{g}_n^T \mathbf{g}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & 0 \\ 0 \dots 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Следовательно, учитывая свойства последнего столбца единичной матрицы в правой части, получаем

$$\mathbf{G}_s \mathbf{g}_s = -\mathbf{G}_n \mathbf{g}_n \quad (62)$$

и

$$\mathbf{g}_n^T \mathbf{g}_n = 1 - \mathbf{g}_s^T \mathbf{g}_s. \quad (63)$$

Подставляя (62) и (63) в (57), получаем TLS-решение через элементы собственных векторов пространства сигнала \mathbf{V}'_s (59):

$$\hat{\mathbf{a}}_{TLS}^T = \mathbf{G}_s \mathbf{g}_s / (1 - \mathbf{g}_s^T \mathbf{g}_s). \quad (64)$$

Напомним, что решения (57) и (64) не являются уникальными и представляют собой эквивалентные TLS-решения с минимальной нормой.

5.5. Геометрическая интерпретация решений классической и общей задачи наименьших квадратов

Разница между классическим (14) и общим (43) решениями задачи наименьших квадратов хорошо видна из рис. 1.

Классическое решение ищет оценку $\hat{\mathbf{a}}_{LS}$ в подпространстве столбцов $\mathbf{R}(\mathbf{X})$ траекторной матрицы \mathbf{X} , минимизируя расстояние (10) от вектора наблюдения \mathbf{b} до его проекции \mathbf{b}_{LS} , также расположенной в $\mathbf{R}(\mathbf{X})$. Поэтому все ошибки в данных траекторной матрицы так или иначе транслируются в решение (21).

Общее решение МНК обладает способностью найти подпространство $\mathbf{R}(\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}})$, ближайшее к $M + 1$ столбцам расширенной матрицы $[\mathbf{X}; \mathbf{b}]$. При этом сумма квадратов расстояний от каждого из столбцов \mathbf{x}_i , $\mathbf{b} \in \mathbf{R}^L$ до подпространства $\mathbf{R}(\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}})$ минимальна, и каждый столбец \mathbf{x}_i , \mathbf{b} аппроксимируется их ортогональными проекциями $\hat{\mathbf{x}}_i$, $\hat{\mathbf{b}}$ на это подпространство. Другими словами, общее решение ищется в «очищенном» от шумов подпространстве $\mathbf{R}(\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}})$, аппроксимирующем расширенную матрицу $[\hat{\mathbf{X}}; \hat{\mathbf{b}}]$.

6. Методы настройки моделей в темпе развития процесса в электрической системе

6.1. Метод наложения моделей

Рассмотренные в разделах 3-5 матричные методы настройки структурных моделей рассчитаны на цифровые системы, обладающие значительным вычислительным ресурсом. Понятно, что они реализуют свои преимущества в полной мере только при работе в отложенном времени.

Для цифровой релейной защиты и противоаварийной автоматики, работающей в темпе развития процесса в электрической системе, нужны менее затратные с точки зрения вычислений методы настройки структурных моделей, но имеющие сравнимые с известными методами настройки характеристики. Одним из таких методов является метод наложения моделей, предложенный в работе [26] и получивший дальнейшее развитие в работах [27, 3]. Рассмотрим идею метода, излагая ее для общности применительно к гибридной модели сигнала

$$a_0 \hat{x}(k) = \sum_{r=1}^R [\hat{c}_r \cos(r\omega_1 k T_s) - \hat{s}_r \sin(r\omega_1 k T_s)] + \sum_{m=1}^M a_m x(k - mv). \quad (65)$$

Здесь \hat{c}_r и \hat{s}_r – искомые ортогональные составляющие неадаптивной части, a_m – искомые коэффициенты адаптивной части структурной модели.

Матричная запись нормальных уравнений (13) удобна, но не дает наглядного представления о принципах настройки модели. Поэтому лучше записать условия минимизации критерия

$$E(k) = \sum_{i=0}^{L-1} e^2(k - i\eta) \quad (66)$$

в виде привычной системы уравнений ортогональности [27]:

$$\begin{cases} \frac{\partial E(k)}{\partial a_m} = \sum_{i=0}^{L-1} e(k - i\eta) x(k - i\eta - mv) = 0, m = \overline{0, M}, m \neq j, \\ \frac{\partial E(k)}{\partial c_r} = \sum_{i=0}^{L-1} e(k - i\eta) \cos(r\omega_1 T_s (k - i\eta)), = 0, r = \overline{1, R}, \\ \frac{\partial E(k)}{\partial s_r} = \sum_{i=0}^{L-1} e(k - i\eta) \sin(r\omega_1 T_s (k - i\eta)), = 0, r = \overline{1, R}, \end{cases} \quad (67)$$

где

$$e(k) = a_0 \hat{x}(k) - a_0 x(k) = \sum_{r=1}^R [\hat{c}_r \cos(r\omega_1 k T_s) - \hat{s}_r \sin(r\omega_1 k T_s)] + \sum_{m=0}^M a_m x(k - mv), - \quad (68)$$

невязка гибридной модели сигнала. Здесь j – номер уравнения, не участвующего в решении, ибо один из коэффициентов адаптивной части фильтра должен быть зафиксирован во избежание тривиального решения (решения, когда все коэффициенты модели a_m будут равны 0). Поэтому для какого-то коэффициента, в данном случае коэффициента с номером j , уравнение ортогональности не будет записано, что и отражено в системе (73) условием $m \neq j$. Оно произвольно: метод определит его самостоятельно в ходе настройки.

Введем в рассмотрение вектор отсчетов невязки $e(k)$ модели (65):

$$\mathbf{e} = [e(k), e(k - \eta), \dots, e(k - (L - 1)\eta)]^T \in \mathbf{R}^L, \quad (69)$$

векторы последовательностей отсчетов сигнала $x(k)$

$$\mathbf{x}_m = [x(k - (L - 1)\eta - mv), \dots, x(k - \eta - mv), x(k - mv)]^T \in \mathbf{R}^L, \quad (70)$$

$$m = \overline{0, M},$$

связанных с одним и тем же коэффициентом a_m фильтра на всем окне данных настройки, векторы отсчетов опорных сигналов (отсчетов неадаптивной модели):

$$\mathbf{y}_r = [\cos(r\omega_1 T_s (k - (L - 1)\eta)), \dots, \cos(r\omega_1 T_s (k - \eta)), \cos(r\omega_1 T_s k)]^T \in \mathbf{R}^L, \quad (71)$$

и

$$r = \overline{1, R},$$

$$\mathbf{z}_r = [\sin(r\omega_1 T_s (k - (L - 1)\eta)), \dots, \sin(r\omega_1 T_s (k - \eta)), \sin(r\omega_1 T_s k)]^T \in \mathbf{R}^L, \quad (72)$$

$$r = \overline{1, R}.$$

Тогда уравнения (67) в векторной форме примут более компактный и удобный вид:

$$\mathbf{e}^T \mathbf{x}_m = 0, \quad m = \overline{0, M}, \quad m \neq j, \quad (73)$$

$$\mathbf{e}^T \mathbf{y}_r = 0, \quad (74)$$

$$\mathbf{e}^T \mathbf{z}_r = 0, \quad r = \overline{1, R}. \quad (75)$$

Метод наложения решает систему уравнений (73) - (75) путем последовательного наложения промежуточных фильтров. Причем наложения, исполь-

зубые для решения уравнений ортогональности неадаптивной части (74) и (75), должны быть выполнены в обязательном порядке и без исключения. Это связано с тем, что неадаптивный оператор является фиксированной моделью сигнала, и для определения ее параметров необходимо решить все уравнения ортогональности. Поэтому число этапов настройки гибридного фильтра не меньше, по крайней мере, порядка неадаптивного оператора $2R$.

Идея метода основана на свойстве промежуточных фильтров $\mathbf{e}_p^q, p = 0, (M + 2R - q)$, текущего этапа настройки сохранять ортогональность к вектору, например \mathbf{x}_s , если они получены путем попарного наложения двух других аналогичных фильтров \mathbf{e}_h^{q-1} и \mathbf{e}_t^{q-1} предыдущего $(q - 1)$ -го этапа, уже ортогональных с вектором \mathbf{x}_s , по следующему правилу:

$$\mathbf{e}_p^q = \mathbf{e}_h^{q-1} + \gamma_p^q \mathbf{e}_t^{q-1}. \quad (76)$$

Коэффициент наложения γ_p^q определяется из уравнения ортогональности вектора невязки нового фильтра \mathbf{e}_p^q к вектору новой последовательности \mathbf{x}_m

$$(\mathbf{e}_p^q)^T \mathbf{x}_m = 0 \quad (77)$$

и с учетом (76) будет равен

$$\gamma_p^q = - \frac{(\mathbf{e}_h^{q-1})^T \mathbf{x}_m}{(\mathbf{e}_t^{q-1})^T \mathbf{x}_m}. \quad (78)$$

Поскольку для фильтров предыдущего этапа \mathbf{e}_h^{q-1} и \mathbf{e}_t^{q-1} уже установлена ортогональность с последовательностью \mathbf{x}_s , то справедливы равенства

$$(\mathbf{e}_h^{q-1})^T \mathbf{x}_s = 0, \quad (\mathbf{e}_t^{q-1})^T \mathbf{x}_s = 0,$$

и ортогональность нового фильтра (76) с последовательностью \mathbf{x}_s сохраняется:

$$(\mathbf{e}_p^q)^T \mathbf{x}_s = (\mathbf{e}_h^{q-1})^T \mathbf{x}_s + \gamma_p^q (\mathbf{e}_t^{q-1})^T \mathbf{x}_s = 0.$$

Схема взаимосвязей между последовательностями отсчетов входного сигнала, опорных сигналов и выходного сигнала фильтра приведена на рис. 2 и рис. 3.

Таким образом, для решения уравнений (73) – (75) необходимо взять $M + 1 + 2R$ промежуточных фильтров и путем их поэтапного наложения друг с другом получить итоговый фильтр, удовлетворяющий всем условиям ортогональности. Такие фильтры получили название решетчатых [28].

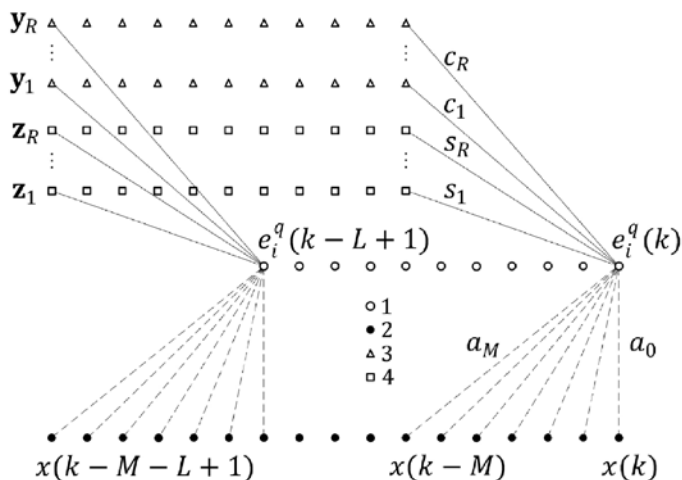


Рис. 2. Схема взаимосвязей в промежуточном фильтре с настроенной неадаптивной частью (при $\nu=1, \eta=1$). Связь отсчетов выходного сигнала (1) фильтра с отсчетами входных сигналов (2) и опорных сигналов (3) и (4) показана линиями: сплошные указывают, что условия ортогональности для этих связей выполнены, а штриховые – предстоит выполнить. Каждая из линий соответствует связи отсчета выходного сигнала, устанавливаемой коэффициентами гибридной модели (65) с соответствующими элементами последовательностей y_r и z_r ($r=1, R$) и x_m ($m=1, M$)

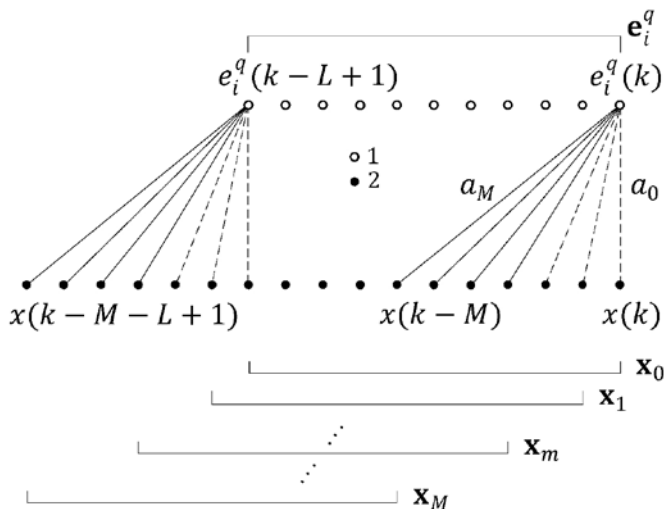


Рис. 3. Схема взаимосвязей между последовательностями отсчетов выходного сигнала e_p^q и отсчетов входного сигнала x_m ($m=0, M$) в адаптивной части промежуточного фильтра рис. 2 (неадаптивная часть не показана). Связь отсчета выходного сигнала (1) фильтра с отсчетами входного сигнала (2) показана линиями: сплошные указывают, что условия ортогональности для этих связей выполнены, а штриховые – предстоит выполнить. Прямоугольными скобками показаны последовательности отсчетов выходного и входного сигналов e_p^q и x_m ($m=0, M$) соответственно

6.2. Схема наложения фильтров

В настройке структурной модели можно выделить этапы инициализации промежуточных фильтров, отдельные этапы настройки неадаптивной и адаптивной частей фильтров.

Инициализация. Этап инициализации фильтров удобно считать нулевым этапом настройки ($q = 0$). В соответствии с уравнением гибридной модели (65) на нем формируются $M + 1 + 2R$ промежуточных фильтров, каждый из которых представляет собой прототип будущего фильтра и характеризуется векторами коэффициентов (ортогональных составляющих соответствующих гармоник)

$$\mathbf{c}_{p,q} = [c_{p,1}, c_{p,2}, \dots, c_{p,r}, \dots, c_{p,R}]^T \quad (79)$$

и

$$\mathbf{s}_{p,q} = [s_{p,1}, s_{p,2}, \dots, s_{p,r}, \dots, s_{p,R}]^T \quad (80)$$

в неадаптивной и вектором коэффициентов

$$\mathbf{a}_{p,q} = [a_{p,0}, a_{p,1}, \dots, a_{p,m}, \dots, a_{p,M}]^T \quad (81)$$

в адаптивной частях, где $p = \overline{0, M + 2R}$ – номер промежуточного фильтра (здесь и далее все обозначения даны для текущего q -го этапа настройки, для упрощения выражений в обозначениях коэффициентов обозначения этапа опущены). Возможно, что размер R векторов ортогональных составляющих (79) и (80) будет избыточным, но метод скорректирует его в ходе настройки, нивелируя амплитуды несуществующих гармонических составляющих.

Удобно рассматривать фильтры в виде соответствующих столбцов вещественной матрицы

$$\mathbf{A}_q = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{0,q} & \mathbf{c}_{1,q} & \dots & \mathbf{c}_{p,q} & \dots & \mathbf{c}_{(M+2R-q),q} \\ \mathbf{s}_{0,q} & \mathbf{s}_{1,q} & \dots & \mathbf{s}_{p,q} & \dots & \mathbf{s}_{(M+2R-q),q} \\ \mathbf{a}_{0,q} & \mathbf{a}_{1,q} & \dots & \mathbf{a}_{p,q} & \dots & \mathbf{a}_{(M+2R-q),q} \end{bmatrix} = \quad (82)$$

$$= [\mathbf{A}_q(0) \ \mathbf{A}_q(1) \ \dots \ \mathbf{A}_q(p) \ \dots \ \mathbf{A}_q(M + 2R - q)] \in \mathbf{R}^{(2R+M+1) \times (M+1+2R-q)},$$

число строк которой определяется, очевидно, длиной векторов (79) – (81), а число столбцов – числом промежуточных фильтров $(M + 1 + 2R - q)$ текущего этапа, убавляющемся на единицу после каждого этапа настройки.

На этапе инициализации коэффициенты векторов $\mathbf{c}_{p,q}$, $\mathbf{s}_{p,q}$, $\mathbf{a}_{p,q}$ задаются произвольным образом. Главное, чтобы фильтры изначально не были линейно зависимыми. Например, инициализация может быть выполнена как заполнение матрицы единицами, кроме побочной диагонали:

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & \cdots & 0 & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & \cdots & 1 & 1 \\ 0 & 1 & \cdots & 1 & 1 \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{(2R+M+1) \times (M+1+2R)}. \quad (83)$$

Наиболее простым является инициализация в виде единичной матрицы:

$$\mathbf{A}_0 = \mathbf{I} = \text{diag}[1, \dots, 1], \quad (84)$$

однако нужно иметь в виду, что этот способ инициализации может привести к потере порядка промежуточных фильтров при наложении соседних фильтров.

Стартовые значения коэффициентов векторов $\mathbf{c}_{p,q}$, $\mathbf{s}_{p,q}$, $\mathbf{a}_{p,q}$ могут быть получены и с помощью генератора случайных чисел.

Матрице коэффициентов промежуточных фильтров \mathbf{A}_q можно поставить в соответствие матрицу их невязок, вычисленных согласно (76) для каждого промежуточного фильтра и представленных в виде вектора (69):

$$\mathbf{E}_q = \left[\mathbf{e}_0^q, \mathbf{e}_1^q, \dots, \mathbf{e}_p^q, \dots, \mathbf{e}_{(M+2R-q)}^q \right] \in \mathbf{R}^{L \times (M+1+2R-q)}. \quad (85)$$

Начальные значения векторов невязок (85) при инициализации (при $q = 0$)

$$\mathbf{E}_0 = \left[\mathbf{e}_0^0, \mathbf{e}_1^0, \dots, \mathbf{e}_p^0, \dots, \mathbf{e}_{(M+2R)}^0 \right] \in \mathbf{R}^{L \times (M+1+2R)} \quad (86)$$

вычисляются согласно выражению (68) по коэффициентам промежуточных фильтров матрицы \mathbf{A}_0 (83) или (84).

Этапы настройки. После каждого этапа настройки q остается $M + 1 + 2R - q$ промежуточных фильтров. Выходной сигнал каждого из них \mathbf{e}_p^q , $p = \overline{0, (M + 2R - q)}$ формируется по правилу наложения (76) исходя либо из уравнений ортогональности (77) с последовательностью отсчетов сигнала \mathbf{x}_m (70), либо уравнений ортогональности

$$(\mathbf{e}_p^q)^T \mathbf{y}_r = 0, \quad (87)$$

$$(\mathbf{e}_p^q)^T \mathbf{z}_r = 0, \quad (88)$$

решающих нормальные уравнения (74) и (75). Коэффициенты наложения в формуле (76) при решении уравнений ортогональности (87) и (88) определяются аналогично выражению (78) с учетом используемой последовательности отсчетов опорных сигналов. При решении уравнений (87)

$$\gamma_p^q = -\frac{(\mathbf{e}_h^{q-1})^T \mathbf{y}_r}{(\mathbf{e}_t^{q-1})^T \mathbf{y}_r}, \quad (89)$$

а при решении (88) –

$$\gamma_p^q = -\frac{(\mathbf{e}_h^{q-1})^T \mathbf{z}_r}{(\mathbf{e}_t^{q-1})^T \mathbf{z}_r}. \quad (90)$$

Как уже отмечалось, вначале рекомендуется выполнять условия ортогональности (87) и (88) для неадаптивной части, а затем – условия ортогональности (77) для адаптивной части модели. При этом правило наложения (76) не зависит от выполняемого на текущем этапе настройки q условия ортогональности.

Из (76) следует, что невязки текущего q -го этапа настройки всегда вычисляются через невязки промежуточных фильтров предыдущего $(q-1)$ -го этапа. Поэтому в ходе настройки коэффициенты промежуточных фильтров используются только один раз и только на этапе инициализации: с помощью них вычисляется матрица невязок нулевого этапа \mathbf{E}_0 в соответствии (85).

Выражения для коэффициентов промежуточных фильтров следуют непосредственно из правила наложения (76). Воспользовавшись линейной зависимостью невязки от коэффициентов, из (76) получаем рекуррентное выражение для определения коэффициентов промежуточных фильтров на каждом этапе настройки:

$$[\mathbf{c}_{p,q}; \mathbf{s}_{p,q}; \mathbf{a}_{p,q}]^T = [\mathbf{c}_{h,q-1}; \mathbf{s}_{h,q-1}; \mathbf{a}_{h,q-1}]^T + \gamma_p^q [\mathbf{c}_{t,q-1}; \mathbf{s}_{t,q-1}; \mathbf{a}_{t,q-1}]^T \quad (91)$$

или более компактно с учетом (82):

$$\mathbf{A}_q(p) = \mathbf{A}_{q-1}(h) + \gamma_p^q \mathbf{A}_{q-1}(t). \quad (92)$$

Как видно из (92) и (78), возможны различные сочетания промежуточных фильтров (номеров h и t) с одной стороны и фильтров и векторов (номеров h , t и m) с другой стороны. Все это определяет разнообразие вари-

антов выбора стратегии наложения фильтров (ранжирование промежуточных фильтров) и выбора векторов \mathbf{x}_m (ранжирование последовательностей). Ход наложений промежуточных фильтров влияет на свойства окончательного фильтра. Рассмотрим алгоритмы выбора стратегии настройки фильтра, направленные на разрешение структурной неопределенности модели в методе наложения фильтров [27, 3, 29].

6.3. Настройка неадаптивного оператора

Адаптация структурной модели (93) к сигналу $x(k)$ начинается с выполнения уравнений ортогональности (87) и (88) для неадаптивного оператора, причем число наложений промежуточных фильтров, как уже отмечалось, строго задано его порядком и составляет $2R$.

Настройка неадаптивного оператора в некоторых случаях имеет самостоятельное значение, поскольку ее результаты могут быть использованы без настройки адаптивной части модели. Например, при определении компонентов периодического сигнала с гармоническим составом по его отрезку, длина которого меньше периода основной гармоники (Фурье-анализ). В этом случае уравнения ортогональности (77) для адаптивной части не выполняют.

Нужно иметь в виду, что, хотя при настройке неадаптивной части рассматриваются только уравнения ортогональности к векторам отсчетов опорных сигналов (71) и (72), но при наложении промежуточных фильтров меняются все коэффициенты нового фильтра, как коэффициенты неадаптивной части $\mathbf{c}_{p,q}$ и $\mathbf{s}_{p,q}$, так и коэффициенты адаптивной части $\mathbf{a}_{p,q}$. Это следует непосредственно из правила вычисления коэффициентов (91) или (92).

Оценки параметров неадаптивной части модели будут иметь смещение, вызванное действием адаптивного оператора на входной сигнал. Оно устраняется с учетом частотной характеристики адаптивного оператора, путем следующей замены переменных:

$$\hat{c}'_r + j\hat{s}'_r = (\hat{c}_r + j\hat{s}_r) / \underline{H}(jr\omega_1 T_s),$$

где $\underline{H}(jr\omega_1 T_s)$ – комплексный коэффициент передачи адаптивного оператора на частоте $r\omega_1$.

При использовании гибридной модели (94) для распознавания периодических сигналов с гармоническим составом существует вероятность появления сингулярности в вычислении коэффициента наложения γ_p^q по (87) или (88), особенно когда длина отрезка сигнала близка или кратна периоду опорных сигналов. Чтобы избежать этого, к сигналу $x(k)$ полезно добавлять стабилизирующую составляющую, недоступную для неадаптивной модели,

например, $x_\delta(k) = \delta k$, где δ – малая доля от амплитуды сигнала.

6.4. Разрешение структурной неопределенности адаптивного оператора

После настройки неадаптивного оператора неортогональными векторам невязок \mathbf{e}_p^q останутся лишь векторы \mathbf{x}_m отсчетов входного сигнала. Поэтому дальнейшая настройка фильтра ведется согласно условиям ортогональности (77). Промежуточные фильтры перенастраиваются согласно (76) с сохранением достигнутой на предыдущих этапах ортогональности векторов невязок \mathbf{e}_p^q векторам \mathbf{y}_r и \mathbf{z}_r .

Поскольку порядок адаптивной части, как правило, превышает порядок сигнала (к тому же неадаптивная часть фильтра может взять на себя часть нагрузки модели), то потенциально возможна ситуация, когда избыток порядка модели порождает сингулярность в решении. Среди промежуточных фильтров могут появиться близкие прототипы, наложение которых может привести к фатальному разрушению итогового фильтра. Существует несколько стратегий, исключающих такие неприятности в настройке фильтра. Рассмотрим их.

Контроль уровня корреляций. Для каждого из $M + 2R - q$ фильтров, формируемых на этапе q , устанавливается ортогональность (77) с одной из последовательностей

$$\mathbf{x}_m, m = \overline{0, M} \quad (95)$$

(кроме тех \mathbf{x}_m , для которых ортогональность уже достигнута на предыдущих этапах).

Как видно из (78), при выполнении условия ортогональности (77) нужно избегать взаимодействия промежуточных фильтров с последовательностями \mathbf{x}_m входного сигнала, для которых абсолютные величины корреляций $\left| \left(\mathbf{e}_h^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right|$ и $\left| \left(\mathbf{e}_t^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right|$ малы. Корреляции таких фильтров подвержены сильному влиянию шумов в отсчетах последовательностей. Для повышения достоверности результата на каждом этапе настройки необходимо контролировать величины корреляций и исключать из процесса адаптации те последовательности, абсолютное значение корреляций которых с невязками фильтров ниже некоторого порога $\varepsilon > 0$ (ложная ортогональность):

$$\left| \left(\mathbf{e}_p^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right| < \varepsilon, p = \overline{0, M - q}. \quad (96)$$

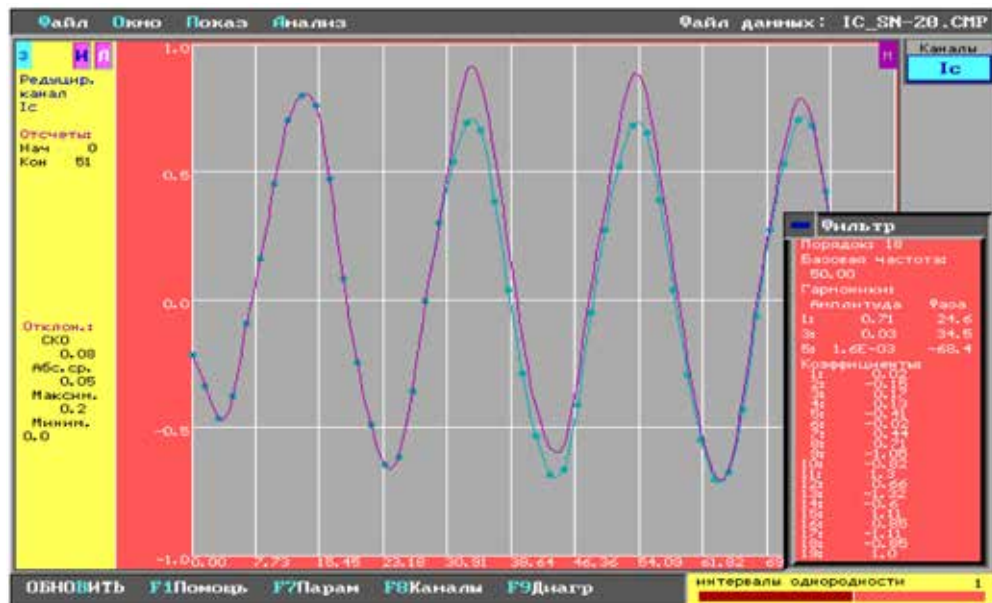


Рис. 4. Экстраполирующая модель реального тока короткого замыкания ЛЭП-500 при адаптации фильтра без контроля уровня корреляций (здесь и далее на рисунках кружки соответствуют отсчетам входного сигнала, а кривая без кружков – оценке модели); *неудовлетворительный результат*

Если величины корреляций $\left| \left(\mathbf{e}_p^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right|$ для последовательностей \mathbf{x}_m (95) (кроме исключенных по условию (96) и принявших участие в наложении ранее) не ниже установленного порога ε , то считается допустимым устанавливать ортогональность с последовательностью отсчетов \mathbf{x}_m все $M + 1 - q$ промежуточных фильтров этапа q . Иначе вектор \mathbf{x}_m бракуется и в дальнейшей настройке фильтров участия не принимает. С точки зрения решения системы (73) это адекватно удалению из рассмотрения линейно зависимых уравнений.

В действии критерия (96) можно узреть своеобразную аналогию с контролем величин сингулярных чисел в методах настройки моделей с минимальной нормой, рассмотренных в разделах 4.2 и 5.3.

Контроль величины корреляции по (96) не дает явной оценки достоверности модели, но позволяет, исключая наложения с заведомо плохими с точки зрения решения задачи векторами \mathbf{x}_m , поддерживать ее на необходимом уровне.

На роль последовательности в ходе настройки адаптивной части фильтра может претендовать любой из векторов \mathbf{x}_m (95), но во избежание тривиального решения одна из них должна быть исключена из числа претендентов, поскольку число наложений должно быть не более порядка M .

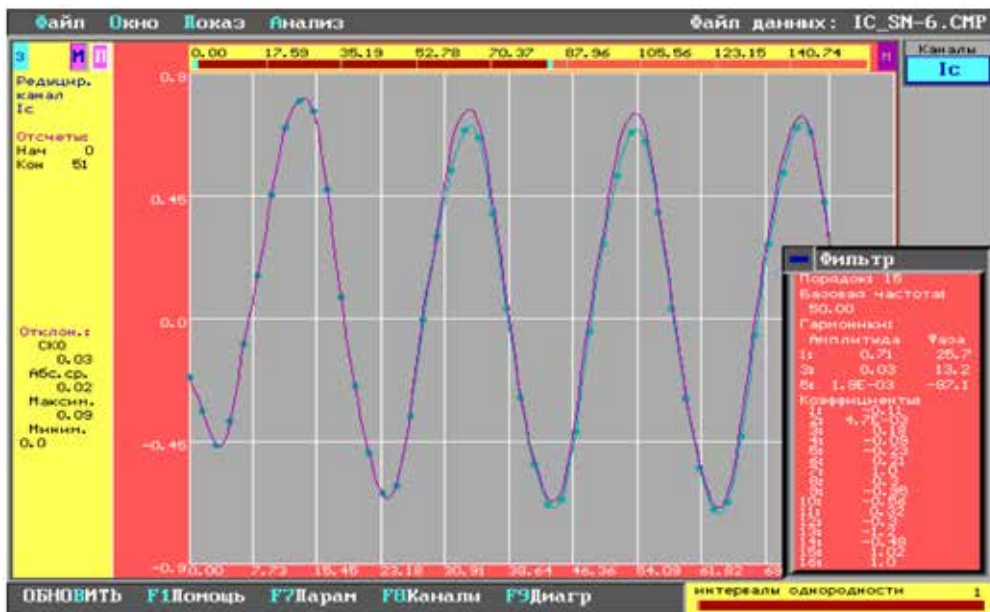


Рис. 5. Экстраполирующая модель рис. 4 при адаптации фильтра с контролем уровня корреляций с порогом $\varepsilon = 10^{-6}$; *улучшенный результат*

Величина параметра ε зависит в первую очередь от уровня шумов в сигнале, но не последнюю роль при ее выборе играет и соотношение между доминирующими слагаемыми и составляющими малой амплитуды сигнала. Очевидно, что уровень ε влияет на разрешающую способность фильтра по отношению к составляющим относительно малого уровня.

Для незашумленных сигналов величина $\varepsilon = 10^{-9} \div 10^{-12}$ и определяется, в основном, шумами вычислений. Для реальных сигналов, в которых как минимум присутствуют шумы АЦП, $\varepsilon = 10^{-5} \div 10^{-6}$. При выборе порога ε нужно проявлять тщательность, поскольку необоснованный выбор его величины может привести к разрушительным последствиям настройки вследствие преждевременной ее остановки или из-за выполнения избыточного числа наложений. Избыточное наложение уже настроенных промежуточных фильтров (фильтров, обретших эффективность) приводит к потере их эффективности, так как в наложении участвуют фильтры, величины корреляций $\left| \left(\mathbf{e}_h^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right|$ и $\left| \left(\mathbf{e}_t^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right|$ которых малы и подвержены значительному влиянию шумов в сигнале.

В качестве примера рассмотрим построение модели фазного тока I_C , снятого регистратором аварийных сигналов на ЛЭП 500 кВ. Начальные условия настройки фильтров: частота дискретизации 600 Гц, порядок адаптивно-

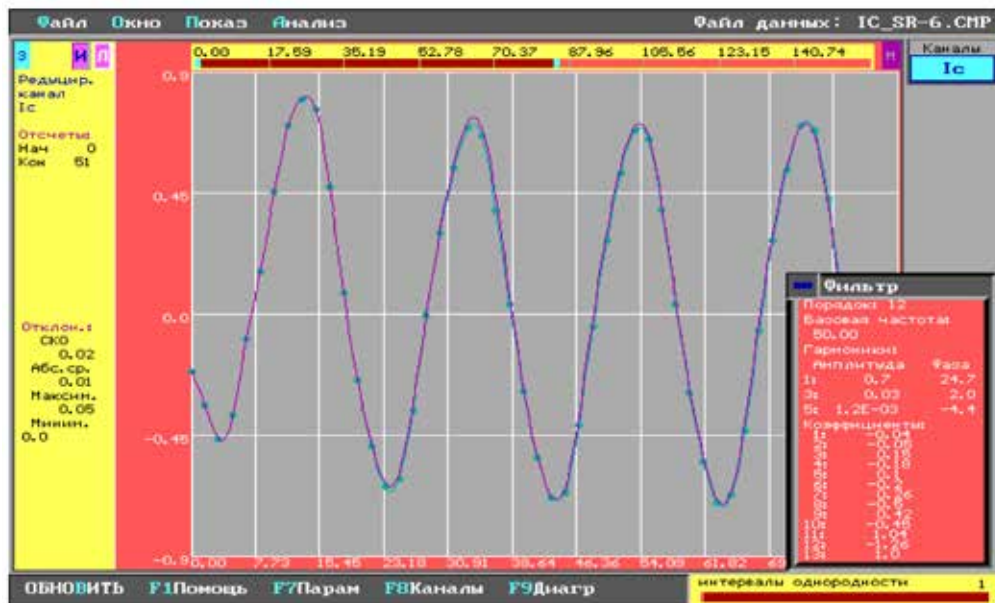


Рис. 6. Экстраполирующая модель сигнала рис. 4 при адаптации фильтра с контролем уровня корреляций и ранжированием последовательностей; *эффективная структурная модель*

го оператора 20, в состав неадаптивного оператора включены первая, третья и пятая гармоники промышленной частоты (50 Гц), блок настройки фильтра содержал 51 отсчет, все 96 отсчетов осциллограммы тока I_C представляли один интервал однородности.

Сначала обрабатываем сигнал без контроля уровня корреляций. На рис. 4 приведены результаты построения экстраполирующей модели. После реконструкции фильтра по скорректированным корням результирующий порядок адаптивного оператора снижен до 18. Среди составляющих неадаптивного оператора идентифицирована первая гармоника (амплитуды третьей и пятой гармоник практически равны нулю). Качество адаптации, достигнутое за 26 этапов наложений, оставляет желать лучшего: интервал однородности ошибочно разбит на два участка: $[0, 51]$ и $[52, 95]$, среднеквадратичная ошибка (СКО) предсказания отсчетов сигнала по полученной модели на первом интервале составляет более 10% от амплитуды первой гармоники.

На рис. 5 показана экстраполирующая модель этого же сигнала, построенная при контроле уровня корреляций с порогом $\varepsilon = 10^{-6}$. Благодаря контролю одна из последовательностей отсчетов сигнала, корреляция которой с выходным сигналом модели была ниже порога, была исключена из адаптации. После коррекции корней порядок адаптивного оператора экстраполирующей модели понижен до 15. Качество модели значительно улучшилось (СКО уменьшилось более чем в 2 раза,

интервал однородности идентифицирован правильно), но отклонение кривой модели от реального сигнала еще велико (максимальное отклонение 0,09).

Дальнейшее улучшение модели возможно при более скрупулезном учете свойств последовательностей \mathbf{x}_m (95).

Ранжирование последовательностей. Интуитивно ясно, что порядок установления ортогональности между векторами невязок \mathbf{e}_p^q и последовательностями отсчетов \mathbf{x}_m входного сигнала влияет на качество адаптации промежуточных фильтров, а значит, и на свойства итогового фильтра. Поэтому важно на каждом этапе настройки фильтра выбирать из множества последовательностей \mathbf{x}_m те, которые обеспечивают оптимальное наложение. Такой выбор последовательностей будем называть *ранжированием*. Остановимся подробнее на рассмотрении способов ранжирования последовательностей и преимуществ, которые дает их использование.

Критерии ранжирования. Рассмотрим два критерия ранжирования последовательностей \mathbf{x}_m . Первый: последовательность \mathbf{x}_m из набора (95) выбирается по минимаксному критерию, то есть таким образом, чтобы перед началом наложений данного этапа q минимальная по абсолютной величине из всех корреляций имела максимальное значение:

$$\min_p \left| \left(\mathbf{e}_p^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right|^m \rightarrow \max, \quad p = \overline{0, M-q}, \quad m = \overline{0, M} \quad (97)$$

(кроме тех \mathbf{x}_m , для которых ортогональность уже достигнута на предыдущих этапах).

Второй: по критерию максимума нормы корреляций:

$$\max_m \sum_{p=0}^{M-q} \left[\left(\mathbf{e}_p^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right]^2, \quad m = \overline{0, M} \quad (98)$$

(кроме тех \mathbf{x}_m , для которых ортогональность уже достигнута на предыдущих этапах).

Вычислительный эксперимент показал, что критерий (97) более чувствителен к различию между последовательностями \mathbf{x}_m , чем критерий (98), поскольку последний склонен к нивелированию свойств последовательностей. Поэтому предпочтение стоит отдавать критерию (97), тем более, что он требует меньших вычислительных затрат.

Введение ранжирования последовательностей \mathbf{x}_m значительно улучшает условия адаптации. В то же время эффект от ранжирования последовательностей еще усиливается, если его сочетать с контролем уровня корреляции. На рис. 6 приведены результаты построения экстраполирующей модели при контроле уровня корреляций и ранжировании последовательностей.

В ходе настройки фильтра было выполнено 11 адаптивных наложений (исключено из адаптации 10 «плохих» последовательностей отсчетов). Порядок реконструированного адаптивного оператора фильтра 12, что меньше порядка предыдущих моделей. Как видно из рис. 6, полученная модель с высокой точностью описывает сигнал (максимальное отклонение равно 0,05).

Таким образом, исключение из процесса настройки последовательностей \mathbf{x}_m , имеющих малый уровень корреляций с выходными сигналами промежуточных фильтров, и ранжирование оставшихся последовательностей позволяют повысить достоверность моделей.

Ранжирование промежуточных фильтров. Ортогональность промежуточных фильтров \mathbf{e}_p^q с выбранной последовательностью \mathbf{x}_m , определяемая как выполнение условия (77), должна достигаться в результате оптимального выполнения наложений промежуточных фильтров предыдущего ($q-1$)-го этапа. Ясно, что наложение двух близких фильтров – фильтров с одинаковой величиной корреляции:

$$\left| \left(\mathbf{e}_h^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right| \approx \left| \left(\mathbf{e}_t^{q-1} \right)^T \mathbf{x}_m \right| \quad (99)$$

в результате создает заведомо плохой фильтр, имеющий тривиальную нулевую ортогональность с последовательностью \mathbf{x}_m . Если такое наложение

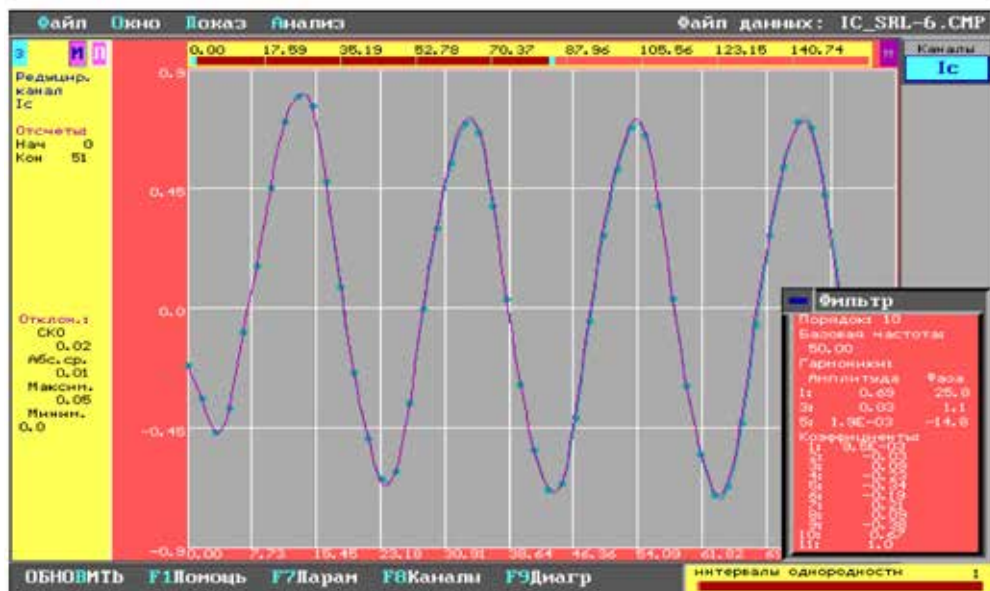


Рис. 7. Экстраполирующая модель тока короткого замыкания ЛЭП-500 при адаптации фильтра с контролем уровня корреляций, ранжированием последовательностей отсчетов сигнала и удалением линейно зависимых промежуточных фильтров

произошло, то среди фильтров текущего этапа появится дефектный фильтр, свойства которого непредсказуемы. Поэтому для поддержания оптимальных условий настройки фильтра необходимо использовать оптимальную схему наложения промежуточных фильтров и предусмотреть исключение из схемы наложения линейно зависимых фильтров.

Выбор схемы наложения. Схема наложения промежуточных фильтров должна обеспечивать наложение фильтров, максимально различающихся по абсолютной величине корреляции с последовательностью \mathbf{x}_m . Наиболее простой является схема, основанная на ранжировании промежуточных фильтров по невозрастанию абсолютных величин корреляций:

$$|w_0| \geq |w_1| \geq \dots \geq |w_p| \geq \dots \geq |w_{M-(q-1)}|, \quad (100)$$

где

$$w_p = (\mathbf{e}_p^{q-1})^T \mathbf{x}_m - \quad (101)$$

обозначение корреляции p -го промежуточного фильтра с последовательностью \mathbf{x}_m . Фильтры этапа q получают путем наложения фильтра с наименьшим номером со всеми остальными фильтрами. В данном случае таким фильтром будет фильтр с номером 0. Вычислительные эксперименты подтвердили превосходство такой схемы над другими (например над схемой, когда накладываются соседние фильтры).

Контроль и исключение линейно зависимых фильтров. Выявление линейно зависимых фильтров путем сравнения коэффициентов наложения \mathbf{e}_p^q (78) удобнее, чем контроль корреляций по условию (99). При принятой схеме наложения проверка фильтров осуществляется путем последовательной проверки абсолютных значений коэффициентов наложения, вычисляемых согласно (78) с учетом правила ранжирования (100) и обозначения (101) как

$$\gamma_p^q = -w_p / w_0, \quad p = \overline{1, M - (q - 1)}. \quad (102)$$

Условием отбраковки соседнего фильтра со старшим номером будет служить неравенство (*критерий линейной зависимости фильтров*)

$$|\gamma_p^q| - |\gamma_{p+1}^q| \leq \delta, \quad p = \overline{1, M - (q - 1)}. \quad (103)$$

Обычно $\delta = 0,02 \div 0,03$.

На рис. 7 показана экстраполирующая модель тока I_C , построенная при

одновременном ранжировании последовательностей, контроле уровня корреляций с порогом $\varepsilon = 10^{-6}$, ранжировании фильтров и удалении линейно зависимых промежуточных фильтров с $\delta = 0,02$.

При настройке модели со стартовым порядком адаптивного оператора $M = 20$ и тремя гармониками в неадаптивном операторе в ходе адаптации удаляются 5 линейно зависимых фильтров и выполняется 15 адаптивных наложений. В итоге экстраполирующая модель имеет адаптивный порядок, равный 10.

Отметим еще один важный нюанс в настройке фильтров. В ходе наложений коэффициенты промежуточных фильтров проявляют тенденцию либо к уменьшению своих значений, либо к увеличению. И то, и другое плохо сказывается на результате адаптации, поскольку искусственно меняет уровень невязки, а значит, и абсолютную величину корреляции фильтра. Поэтому в процедуре настройки необходимо предусмотреть нормализацию коэффициентов и невязок промежуточных фильтров.

Окончание настройки фильтра. Настройка прекращается, если в рассмотрении остается единственный фильтр либо абсолютные величины корреляций фильтров с оставшимися в распоряжении последовательностями X_m малы и должны быть исключены из рассмотрения согласно критерию (96), либо фильтры отбрасываются по критерию линейной зависимости (103).

Поскольку порядок фильтра всегда превышает порядок сигнала, то часто создается ситуация, когда фильтр успешно заканчивает настройку, выполнив неполный цикл наложений. В этом случае на роль итогового фильтра будут претендовать несколько промежуточных фильтров последнего этапа. Все они являются эффективными, а значит, все эти фильтры имеют одинаковый фильтр эффективного ядра, хотя фильтры шума могут быть и разными [4].

Выводы

1. Винеровская оценка коэффициентов адаптивной модели принципиально возможна лишь при наличии шума в сигнале, поскольку при распознавании «чистого» сигнала решение классической задачи наименьших квадратов вырождается. Кроме того, винеровская оценка уступает оценкам, основанным на применении ортогональных преобразований; особенно в задачах с плохо обусловленной траекторной матрицей.

2. В задачах с плохой обусловленностью, например, при распознавании гармонических составляющих близких частот (задача распознавания сигнала асинхронного режима электрической сети), проблемы винеровской оценки разрешают, обычно, формируя оценки с минимальной нормой на основе анализа сингулярных чисел траекторной матрицы.

3. При распознавании сигналов с высоким содержанием шума (задача структурного анализа сигналов режима однофазного замыкания на землю) предпочтительны оценки, формируемые на основе решения общей задачи наименьших квадратов. В основу задачи кладется сингулярный анализ расширенной матрицы, получаемой конкатенацией траекторной матрицы с вектором наблюдения. При слабой разграничиваемости сингулярных чисел (задача выделения слабой слагаемой на фоне доминирующих составляющих) оценка ее базового решения уступает оценке, основанной на разграничении сингулярных векторов на подпространства сигнала и шума.

4. В системах релейной защиты, когда распознавание сигнала принципиально идет в масштабе развития процесса в электрической сети, лучшим – с точки зрения затрат вычислительных ресурсов – является метод наложения моделей, возможности которого близки к методу с минимальной нормой.

Литература:

1. Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Иванов Н.Г. Особенности структурного анализа тока сетей 110 – 750 кВ // Материалы 9-й Всерос. НТК «Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике». Чебоксары. Изд-во Чуваш. ун-та. – 2014. – С. 240-242.
2. Лосев С.Б., Чернин А.Б. Расчет электромагнитных переходных процессов для релейной защиты на линиях большой протяженности. М.: Энергия. 1972. – 144 с.
3. Антонов В.И., Лазарева Н.М., Пуляев В.И. Методы обработки цифровых сигналов энергосистем. М.: НТФ «Энергопрогресс», «Энергетик». 2000. – 83 с.
4. Антонов В.И., Наумов В.А., Солдатов А.В., Иванов Н.Г. Фундаментальные свойства эффективных структурных моделей тока короткого замыкания электрической сети // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: сб. науч. трудов НПП «ЭКРА». Выпуск 3. – Чебоксары: РИЦ «СРЗАУ». – 2014. – С.18-29.
5. Golyandina N., Nekrutkin V., Zhigljavsky A. Analysis of Time Series Structure: SSA and Related Techniques. London: Chapman&Hall/CRC. 2001. – 305 p.
6. Стренг Г. Линейная алгебра и ее применения: Пер. с англ. // Под ред. Г.И. Марчука. М.: Мир. 1980. – 454 с.
7. Gauss C.F. Theoria combinationis observationum erroribus minimis obnoxiae // Commen. Soc. Reg. Sci. Gotten // Recent., 5. 1823. – P. 33-90.
8. Wiener N. Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series. – Wiley/ N.Y. 1949.
9. Грант П.М., Коуэн К.Ф.Н., Фридлендер Б. и др. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. // Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
10. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М: Мир. 1990. – 584 с.
11. Антонов В.И., Лямец Ю.Я. Разрешающая способность метода наименьших квадратов при оценивании основной гармоники тока короткого замыкания // Изв. вузов. Энергетика. – 1990. – №2. – С. 48-51.

12. Osowski S. SVD technique for estimation of harmonic components in a power system: a statistical approach // IEE Proc., Gener. Transm. Distrib. Vol. 141, No. 5, September 1994. – P. 473-479.
13. Lobos T., Kozina T., Koglin H.-J. Power System Harmonic Estimation using Linear Least Squares Method and SVD // IEE Proc., Gener. Transm. Distrib. Vol. 148, No. 6, November 2001. – P. 567-572.
14. Hauer J.F., Demeure C.J., Scharf L.L. Initial result in Prony analysis of power system response signals/ IEEE Trans. Power Systems. Vol. 5, no.1, February 1990. – P. 80-89.
15. Chaari O., Bastard P., Meunier M. Prony's method: an efficient tool for the analysis of earth fault currents in Petersen-coil-protected networks // IEEE Trans. in Power Delivery. Vol. 10, No.3, July 1995. – P. 1234-1241.
16. Антонов В.И., Ильин А.А., Лазарева Н.М., Ольгина М.А. Эффективные методы структурного анализа цифровых сигналов электроэнергетических систем // Вестник Чувашского университета. 2000. – № 3-4. – С. 82-90.
17. Tufts D.W., Kumaresan R. Frequency estimation of multiple sinusoids: Making linear prediction perform like maximum likelihood // Proc. IEEE, vol. 70, No 9. – 975-989. – P. 1982.
18. Eckart C., Young G. The approximation of one matrix by another of lower rank // Psychometrica, vol. 1, No 3, 211-218. – P. 1936.
19. Mirsky L. Symmetric gauge functions and unitarily invariant norms // Quart. J. Math. Oxford, vol. 11, No 1, 1960. – P. 50-59.
20. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления. – М.: Мир. 1999. – 548 с.
21. Huffel S.V., Vandewalle J. The Total Least Squares Problem: Computational Aspects and Analysis. Philadelphia: SIAM. – 1991. – 300 p.
22. Форсайт Дж., Малькольм М., Моулер К. Машинные методы математических вычислений. – М.: Мир. 1980. – 280 с.
23. 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. научн. трудов НПП «ЭКРА». Выпуск II. – Чебоксары: РИЦ «СРЗАУ». 2013. – С. 12-21.
24. Golub G.H., Van Loan C.F. An Analysis of the Total Least Squares Problem // SIAM J. Num. Anal. Vol. 17. No. 6. – P. 883-893.
25. Rahman M. A., Yu Y. K. Total Least Square Approach for Frequency Estimation using Linear Prediction // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. Vol. ASSP-35. Oct. 1987. – P. 1440-1454.
26. Лямец Ю.Я., Антонов В.И., Арсентьев А.П. Адаптивная цифровая обработка входных величин релейной защиты // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1988. – №6. – С. 51-59.
27. Антонов В.И., Лазарева Н.М. Решетчатый адаптивный фильтр с контролем достоверности результата для распознавания сигналов электрических систем // Изв. РАН. Энергетика. №6. – 1997. – С. 63-69.
28. Куреши Ш. У. Х. Адаптивная коррекция // ТИИЭР. 1985. Т. 73. №9. – С. 5-49.
29. Лазарева Н.М. Алгоритмы структурной компрессии цифровых осциллограмм сигналов электроэнергетических систем. Автореф. дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. Чебоксары. – 1997. – 27 с.

Сведения об авторах



Антонов Владислав Иванович^{1,2}

Окончил в 1978 г. факультет электрификации и автоматизации промышленности ЧГУ им. И.Н. Ульянова. В 1985 г. 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 ЧГУ им. И.Н. Ульянова, главный специалист отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



Наумов Владимир Александрович^{1,2}

Окончил в 2001 г. электроэнергетический факультет ЧГУ им. И.Н. Ульянова. В 2002 г. защитил магистерскую диссертацию. В 2005 г. защитил во ВНИИЭ кандидатскую диссертацию «Анализ и совершенствование продольных дифференциальных защит генераторов и блоков генератор-трансформатор». Доцент кафедры теоретических основ электротехники и релейной защиты и автоматики ЧГУ им. И.Н. Ульянова, заместитель генерального директора - технический директор ООО НПП «ЭКРА».



Иванов Николай Геннадьевич^{1,2}

Окончил в 2013 г. электроэнергетический факультет ЧГУ им. И.Н. Ульянова, получил степень магистра техники и технологии по направлению «Электроэнергетика и электротехника». Инженер 2 категории отдела РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА», аспирант ЧГУ им. И.Н. Ульянова по профилю 05.14.02 «Электрические станции и электроэнергетические системы».



Солдатов Александр Вячеславович²

Окончил в 2006 г. электроэнергетический факультет ЧГУ им. И.Н. Ульянова. Заместитель заведующего отделом РЗА станционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».

¹ Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова

² ООО НПП «ЭКРА»

УДК 621.316.925

Дони Н.А., Иванов А.В., Малый А.А., Малый А.П., Шурупов А.А.

РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ ТОКА ПРИ КАЧАНИЯХ И В АСИНХРОННОМ РЕЖИМЕ

Аннотация: предлагаются формулы для расчёта действующего и мгновенного значений тока при асинхронном режиме на линии электропередачи, которые могут быть использованы для расчёта уставок пускового органа блокировки при качаниях по скорости изменения тока прямой последовательности в дистанционной защите линии.

Ключевые слова: качания, асинхронный режим, дистанционная защита, блокировка при качаниях, скорость изменения тока, прямая последовательность.

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

CALCULATION OF CURRENT PARAMETERS FOR POWER SWING AND OUT-OF-STEP CONDITIONS

Abstract: the article suggests formulas for calculation of RMS and instantaneous current values for power swing and out-of-step conditions on transmission lines that can be used in distance protections for setting power swing blocking function based on positive sequence current rate-of-change principle.

Keywords: power swing, out-of-step condition, distance protection, current rate-of-change, positive sequence current.

Для расчёта уставок устройств релейной защиты (РЗ) и противоаварийной автоматики требуется определять параметры тока в асинхронном режиме (АР) и в режиме качаний. В случае устройств противоаварийной автоматики достаточно определять амплитуду и период тока качаний. Для целей РЗ, в частности, для расчёта уставки блокировки при качаниях (БК), требуется полная формула тока, определяющая мгновенные амплитуду и частоту тока, а также амплитуду производной действующего значения тока.

В электромеханических устройствах РЗ в качестве пускового органа (ПО) дистанционной защиты (ДЗ) в настоящее время используется БК типа КРБ-126 [1], которая срабатывает от тока обратной последовательности при несимметричных коротких замыканиях (КЗ). Недостатком КРБ-126 является то, что по принципу действия она не реагирует на симметричные трёхфазные КЗ. В этих случаях срабатывание КРБ-126 происходит потому, что трёхфазному КЗ всегда предшествует кратковременное несимметричное КЗ. Для срабатывания БК этого типа достаточно длительности 0,008 с предшествую-

щего несимметричного режима, что обычно выполняется даже при включении выключателя линии на трёхфазное КЗ.

Однако в настоящее время из-за использования для защиты линий всё более быстродействующих выключателей (в частности, элегазовых) возникли трудности в срабатывании ПО ДЗ этого типа при трёхфазных КЗ: разновременность включения фаз может быть меньше 0,008 с. Для серии микроэлектронных защит были разработаны ПО ДЗ, реагирующие на скорость изменения действующего значения приращения вектора тока (приращения вектора тока за заданный промежуток времени) прямой и обратной последовательности [2, 3]. Такой ПО реагирует также на трёхфазные КЗ, при которых мало изменяется модуль тока, но достаточно сильно изменяется его фаза. Аналогичные ПО используются в современных микропроцессорных устройствах РЗ.

Для вывода формулы тока при качаниях примем некоторые допущения.

1. Асинхронный режим и режим качаний представляют собой нарушение нормального режима, при котором две (или более) части электроэнергетической системы работают несинхронно. Во время качаний без потери синхронизма скольжение (разность частот частей энергосистемы) принципиально перемененно. Это затрудняет расчёт и понимание процесса, поэтому будем далее рассматривать только асинхронный режим как предельный (по скорости изменения тока линии) случай режима качаний, но с постоянным скольжением.

2. Рассмотрим упрощённую схему электроэнергетической системы, состоящей из двух источников синусоидальных э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 и сопротивления прямой последовательности \underline{Z} между ними (рис. 1). Векторы э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 вращаются с постоянными угловыми скоростями ω_1 и ω_2 соответственно, отличающимися на ω_s (рис. 2):

$$\omega_s = \omega_1 - \omega_2,$$

имитируя асинхронный режим.

3. Будем считать, что при частоте, не намного отличающейся от номинальной частоты сети, сопротивление \underline{Z} во время АР остаётся равным сопротивлению прямой последовательности при частоте 50 Гц. Правомомерность этого допущения будет проверена при сравнении расчётного тока АР с током, полученным на модели системы.

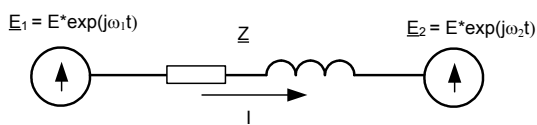


Рис. 1. Расчётная схема системы

4. Действующее значение тока \underline{I} в асинхронном режиме найдём, полагая э.д.с. \underline{E}_{10} и \underline{E}_{20} в начальный момент времени равными, что соответствует началу АР при отсутствии нагрузки по линии:

$$\underline{E}_{10} = \underline{E}_{20} = E,$$

где E – действующее значение э.д.с. \underline{E}_{10} и \underline{E}_{20} .

Также примем, что в начальный момент времени фазы φ_{10} и φ_{20} э.д.с. \underline{E}_{10} и \underline{E}_{20} равны нулю, то есть обе э.д.с. направлены по действительной оси в комплексной плоскости напряжений (рис. 2).

Приняв приведенные выше допущения, действующее значение тока \underline{I} в АР найдём как частное от деления падения напряжения $\Delta \underline{U}$ на сопротивлении \underline{Z} на это сопротивление:

$$\begin{aligned} I &= |\underline{I}| = |\Delta \underline{U} / \underline{Z}| = |(\underline{E}_1 - \underline{E}_2) / \underline{Z}| = \\ &= |(E * \exp(j\omega_s t) - E) / \underline{Z}| = E * |(\cos(\omega_s t) + j * \sin(\omega_s t) - 1)| / Z = \\ &= (E / Z) * \sqrt{(\cos(\omega_s t) - 1)^2 + (\sin(\omega_s t))^2} = \\ &= (E / Z) * \sqrt{\cos^2(\omega_s t) - 2 * \cos(\omega_s t) + 1 + \sin^2(\omega_s t)} = \\ &= (E / Z) * \sqrt{2 - 2 * \cos(\omega_s t)} = (E / Z) * \sqrt{2(2 \sin^2(\omega_s t / 2))} = \\ &= I_{\max} * \sin(\omega_s t / 2), \end{aligned} \tag{1}$$

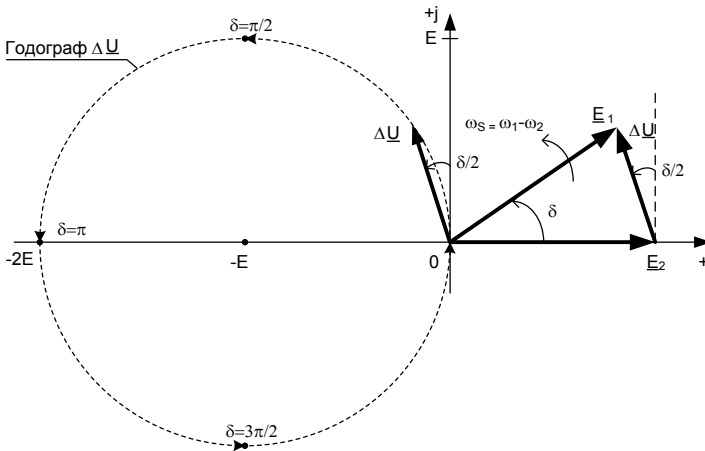


Рис. 2. Векторная диаграмма напряжений системы и годограф $\Delta \underline{U}$ в асинхронном режиме

где I_{\max} – максимальное действующее значение тока \underline{I} за период АР. Так как $\Delta\underline{U}$, а значит, и ток \underline{I} достигает максимального значения, когда \underline{E}_1 и \underline{E}_2 находятся в противофазе, то есть под действием напряжения $2E$, ток I_{\max} равен $2E / Z$.

Из формулы (1) можно сделать следующие выводы:

- действующее значение I тока АР в асинхронном режиме определяется периодической функцией;

- действующее значение I тока АР при равенстве модулей \underline{E}_1 и \underline{E}_2 изменяется с частотой в два раза меньшей частоты скольжения ω_s . Из рис. 2 видно, что в то время как вектор \underline{E}_1 совершает полный оборот (на угол 2π) по отношению к вектору \underline{E}_2 , угол вектора $\Delta\underline{U}$ (в соответствии с формулой (1)) меняется лишь на π , то есть изменяется с частотой в два раза меньшей, чем частота скольжения ω_s (см. также Приложение);

- если значение I_{\max} будет определено в программе расчёта режимов, которая учитывает зависимость Z от частоты, то расчёт по формуле (1) не будет содержать оговоренной ранее погрешности от изменения частоты во время АР.

Теперь выведем формулу для мгновенного значения тока i в АР.

Положим дополнительно, что частота скольжения ω_s мала по сравнению с основной частотой (50 Гц) сигналов напряжения \underline{E}_1 и \underline{E}_2 , то есть что модуль вектора тока \underline{I} мало меняется в течение одного периода основной частоты. Это даёт возможность считать форму тока i в каждый период основной частоты практически синусоидальной. Тогда действующее значение I тока i в каждом периоде равно амплитуде мгновенного значения тока i_m , делённой на $\sqrt{2}$.

Ток i равен:

$$\underline{i} = \Delta\underline{U} / \underline{Z} = (\underline{E}_1 - \underline{E}_2) / \underline{Z},$$

где: $\Delta\underline{U} = \underline{E}_1 - \underline{E}_2 = E * (e^{j\omega_1 t} - e^{j\omega_2 t})$;

\underline{Z} – полное сопротивление между энергосистемами E_1 и E_2 (рис. 1).

Найдём падение напряжения $\Delta\underline{U}$ на линии, используя формулу Эйлера для представления единичного вектора в виде комплексного числа:

$$\begin{aligned} \Delta\underline{U} &= E e^{j\omega_1 t} - E e^{j\omega_2 t} = E * (\cos(\omega_1 t) + j \sin(\omega_1 t) - \cos(\omega_2 t) - j \sin(\omega_2 t)) = \\ &= E * (\cos(\omega_1 t) - \cos(\omega_2 t) + j(\sin(\omega_1 t) - \sin(\omega_2 t))) = \\ &= E * (-2 \sin((\omega_1 + \omega_2)t / 2) * \sin((\omega_1 - \omega_2)t / 2) + \\ &\quad + 2 j \sin((\omega_1 - \omega_2)t / 2) * \cos((\omega_1 + \omega_2)t / 2)) = \\ &= 2 j E * \sin((\omega_1 - \omega_2)t / 2) * (\cos((\omega_1 + \omega_2)t / 2) + j \sin((\omega_1 + \omega_2)t / 2)). \end{aligned} \quad (2)$$

Ток \underline{i} линии в асинхронном режиме определяется падением напряжения $\Delta\underline{U}$ на сопротивлении линии и равен:

$$\begin{aligned} \underline{i} &= \Delta\underline{U} / \underline{Z} = (2jE / (Ze^{j\varphi_L})) * \sin((\omega_1 - \omega_2)t / 2) * e^{j(\omega_1 + \omega_2)\frac{t}{2}} = \\ &= (2jE / Z) * \sin((\omega_1 - \omega_2)t / 2) * e^{j((\omega_1 + \omega_2)\frac{t}{2} - \varphi_L)}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $Z = \text{mod}(\underline{Z})$ – модуль сопротивления прямой последовательности линии; $\varphi_L = \text{arg}(\underline{Z})$ – аргумент сопротивления прямой последовательности линии.

Изменение вектора тока \underline{I} на рис. 2 не отображено, ток \underline{I} изменяется пропорционально падению напряжения $\Delta\underline{U}$ и отстаёт от него на угол φ_L линии.

Из формулы (3) следует (и это не очевидно!), что базовый гармонический сигнал тока изменяется с частотой, равной $(\omega_1 + \omega_2) / 2$ (средней между частотами э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2). То есть ток и напряжение в месте установки защиты имеют разную частоту, чего не бывает в нормальном режиме. С другой стороны, понятно: частоты напряжений по концам линии в АР отличаются, и частота тока не может совпадать с обеими. В то же время не следует забывать, что этот результат получен в предположении равенства модулей э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 .

В качестве примера на рис. 3 приведена расчётная осциллограмма тока i в асинхронном режиме ($\omega_s = 5 \text{ Гц}$, $i_{\text{max}} = 5 \text{ А}$), полученная в программе GRAPH [4] с использованием формулы (3). Для построения осциллограммы использовалась одна из проекций вектора тока – проекция на действительную ось:

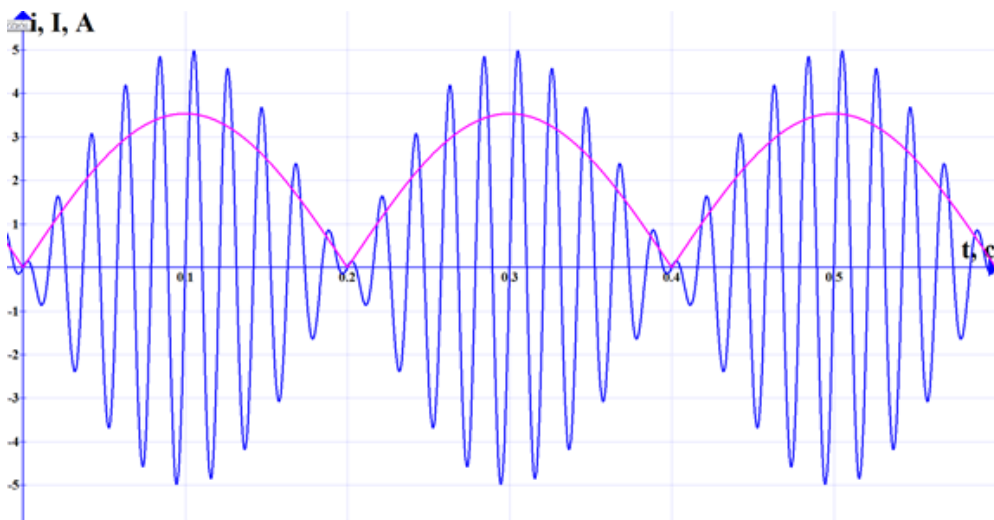


Рис. 3. Расчётная осциллограмма мгновенного i (синий график) и действующего I (красный) значений тока АР

$$i = \operatorname{Re}(\underline{i}) = i_{\max} * \sin((\omega_1 - \omega_2)t / 2) * \cos((\omega_1 + \omega_2)t / 2) = \\ = 5 * \sin(2\pi(50 - 45)t / 2) * \cos(2\pi(50 + 45)t / 2),$$

где i_{\max} – амплитуда тока i в асинхронном режиме.

Для сравнения на рис. 4 приведена осциллограмма тока, полученная моделированием энергосистемы в том же расчётном AP на программно-аппаратном комплексе (ПАК) RTDS [5]. Параметры модели (рис. 1) приведены в табл. 1:

Табл. 1. Параметры модели ПАК RTDS

Параметр	Энергосистема E ₁	Линия	Энергосистема E ₂
E, кВ	239	-	239
f, Гц	50	-	45
X, Ом	25,6	36,15 (87км*0,4155 Ом/км)	4,27
R, Ом	4,85	6,86 (87км*0,0788 Ом/км)	0,393

Сопротивление \underline{Z} в данном случае равно сумме сопротивлений линии и внутренних сопротивлений энергосистем E₁ и E₂.

Коэффициент трансформации трансформатора тока: $k_{\text{ТТ}} = 1200 / 1$; коэффициент трансформации трансформатора напряжения: $k_{\text{ТН}} = 220000 / 100$. Начальная фаза φ_{20} э.д.с. \underline{E}_{20} равна углу сопротивления линии $\varphi_{\text{Л}}$.

Сравнение осциллограмм рис. 3 и 4 подтверждает правомерность допущений, принятых при выводе формул (1)-(3).

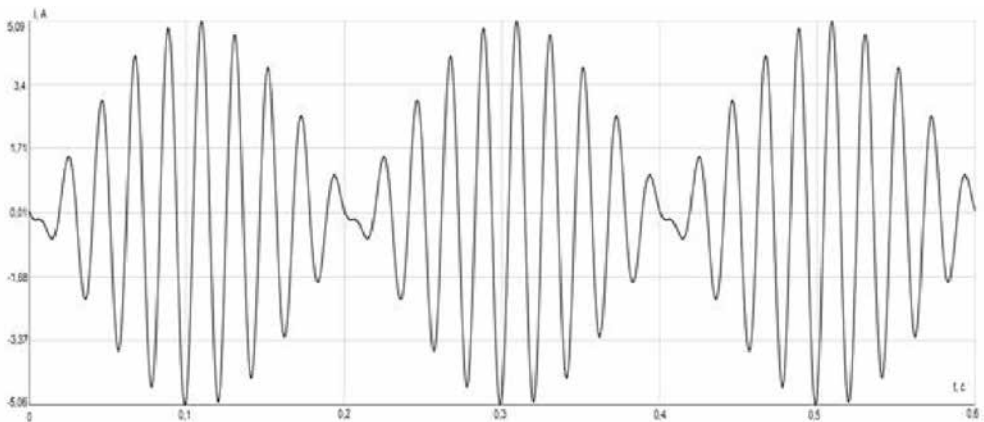


Рис. 4. Осциллограмма AP на модели электроэнергетической системы ПАК RTDS

Для расчёта уставки ПО блокировки дистанционной защиты при качаниях и в асинхронном режиме требуется также рассчитать в этом режиме максимальную скорость изменения тока.

Первая производная (скорость изменения) I' действующего значения тока I равна:

$$I' = d(I_{\max} * \sin(\omega_s t / 2)) / dt = I_{\max} * (\omega_s / 2) * \cos(\omega_s t / 2).$$

Она достигает максимума I'_{\max} при второй производной I'' , равной нулю:

$$I'' = -(\omega_s^2 / 4) * \sin(\omega_s t / 2) = 0,$$

то есть при $\omega_s t / 2$, равном $n * \pi$ ($n = 0.1.2.3\dots$), откуда максимальная скорость I'_{\max} изменения тока I (при n , равном нулю) равна:

$$I'_{\max} = I_{\max} * \omega_{S\max} / 2 = \pi I_{\max} * f_{S\max} = \pi I_{\max} / T_{S\min}, \quad (4)$$

где I_{\max} – максимальное действующее значение тока I в асинхронном режиме;

$\omega_{S\max}$ – максимальная угловая частота при скольжении в АР;

$f_{S\max}$ – максимальная частота при скольжении в АР;

$T_{S\min}$ – минимальный период действующего значения тока АР.

Найденная по формуле (4) максимальная скорость I'_{\max} изменения тока I в АР и может быть принята в качестве расчётной при определении уставки БК по скорости изменения тока прямой последовательности.

Выводы

1. Приведённые в статье формулы (1)÷(4) рекомендуется использовать при расчёте уставок блокировки дистанционной защиты при качаниях по скорости изменения тока прямой последовательности. Они могут также пригодиться для создания программ автоматизированной проверки устройств релейной защиты.

2. Характер изменения базового сигнала тока, определение его частоты в случае неравенства модулей э.д.с. \underline{E}_1 и \underline{E}_2 , то есть на предварительно нагруженной линии, нуждается в дополнительном исследовании.

Приложение

«Примерно через неделю я был в кафетерии, и какой-то парень, дурчась, бросил тарелку в воздух. Пока она летела вверх, я увидел, что она покачивается, и заметил, что красная эмблема Корнелла на тарелке вращается. Мне было совершенно очевидно, что эмблема вращается быстрее, чем покачивается тарелка.

Мне было нечего делать, и поэтому я начал обдумывать движение вращающейся тарелки. Я обнаружил, что когда угол наклона очень маленький, скорость вращения эмблемы вдвое больше, чем скорость покачивания, – два к одному. Так получалось из некоторого сложного уравнения. Затем я подумал: «Нет ли какого-нибудь способа получить то же самое более фундаментальным способом, рассмотрев силы или динамику, почему два к одному?»

Я не помню, как сделал это, но, в конце концов, я разработал описание движения массивных частиц и разобрался, как складываются ускорения, приводя к соотношению два к одному.

Я всё ещё помню, что пошёл к Хансу Бёте и сказал:

– Послушай, Ханс! Знаешь, я заметил кое-что интересное. Вот тарелка вращается таким образом... а отношение два к одному получается по причине... И я показал ему, как складываются ускорения.

Он говорит:

– Фейнман, это очень интересно, но почему это важно, почему ты этим занимаешься? – Ха, – отвечаю я. – Это абсолютно неважно. Я занимаюсь этим просто для развлечения.

Его реакция меня не обескуражила; я уже решил для себя, что буду получать удовольствие от физики и делать, что захочу. И я продолжал разрабатывать уравнения покачиваний. Затем я подумал о том, как орбиты электронов начинают двигаться в общей теории относительности. Затем уравнение Дирака в электродинамике. И уже потом – квантовая электродинамика. И ещё этого не осознав (понимание пришло через очень короткое время), я «играл» – в действительности работал – с той самой старой задачей, которую я так любил, работу над которой прекратил, когда уехал в Лос-Аламос. Задачей вроде тех, которые были в моей диссертации, – все эти старомодные, прелестные вещи.

Дело шло как по маслу, играть было легко. Это было вроде как откупорить бутылку. Одно вытекало из другого без всяких усилий. Я почти пытался этому сопротивляться! Никакой важности в том, что я делал, не было, но в конце концов получилось наоборот. Диаграммы и всё остальное, за что я получил Нобелевскую премию, вышли из этой пустячной возни с покачивающейся тарелкой». [6].

Интересно, какая связь формул (1)÷(3) и «уравнений покачивания»? Явления похожи, сходны и допущения, и соотношение «два к одному» – тоже. Электромеханическая аналогия трёхкоординатного механического процесса? Или очередная «шутка» Ричарда Ф. Фейнмана?

Литература:

1. Алексеев В.С., Варганов Г.П., Панфилов Б.И., Розенблюм Р.З. – Реле защиты. М.: Энергия, 1976.
2. Устройства дистанционной и токовой защит типов ШДЭ2801, ШДЭ2802/ Бирг А.Н., Нудельман Г.С., Фёдоров Э.К. и др. – М.: Энергоатомиздат. – 1988.
3. Дони К.Н., Дони Н.А. Частотные свойства цифровых фильтров симметричных составляющих. «Электричество». – №5. – 2003 г. – С. 13-18.
4. <http://www.padowan.dk/bin/SetupGraph-4.4.2.exe>.
5. Real Time Digital Simulation for Power Industry // RTDS Technologies Inc., Winnipeg, Manitoba, Canada, 2009.
6. Фейнман Р.Ф. Вы, конечно, шутите, мистер Фейнман! / Пер. с англ. Ильина С.Б. – Москва: АСТ. – 2014.

Сведения об авторах



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.



Иванов Александр Вячеславович

Окончил в 2008 году Санкт-Петербургский политехнический университет им. Петра Великого по специальности «Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем». Ведущий инженер отдела разработки подстанционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



Малый Александр Альбертович

Окончил механико-математический факультет МГУ в 1994 году, аспирантуру — в 1997 году. Младший научный сотрудник ФГУ ФНЦ НИИСИ РАН (Федеральное государственное учреждение «Федеральный научный центр Научно-исследовательский институт системных исследований Российской академии наук»).



Малый Альберт Петрович

В 1958 году окончил гидроэнергетический факультет МЭИ, кандидат технических наук (НПИ, 1988 год, тема — «Токосы защиты ЛЭП сверхвысокого напряжения на микроэлектронной элементной базе»). Старший научный сотрудник. Ведущий инженер отдела защит подстанционного оборудования ООО НПП «ЭКРА».



Шурупов Алексей Александрович

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

УДК 621.316.925

Рыбалкин А.Д., Шурупов А.А., Ермолкин И.А.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ТОКА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ПРИ НАСЫЩЕНИИ МАГНИТОПРОВОДА ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА

Аннотация: в работе представлен алгоритм прогнозирования тока короткого замыкания при насыщении магнитопровода трансформатора тока, основанный на контроле параметров тока короткого замыкания: амплитуды, постоянной времени и фазы. Также проведен полный факторный эксперимент для оценки адекватности рассматриваемой в работе модели трансформатора тока.

Ключевые слова: трансформатор тока, насыщение магнитопровода, прогнозирование тока короткого замыкания.

Rybalkin A.D., Shurupov A.A., Ermolkin I.A.

FORECASTING THE SHORT-CIRCUIT CURRENT AT SATURATION OF MAGNETIC CORE CURRENT TRANSFORMER

Abstract: the paper presents an algorithm for predicting short-circuit when the magnetic saturation of the current transformer current based on the control parameters of the short-circuit current: amplitude, phase, and time constant. Full factorial design to evaluate the adequacy of the consideration in the current transformer model is also conducted.

Keywords: current transformer, magnetic saturation, forecasting short-circuit current.

Трансформаторы тока (ТТ) с замкнутыми сердечниками являются одними из основных датчиков информации для устройств релейной защиты и автоматики (РЗА). В переходных режимах КЗ с наличием значительной апериодической составляющей в первичном токе и остаточной магнитной индукции в сердечниках ТТ, совпадающей по знаку с направлением перемagnичивания, погрешности ТТ могут существенно превышать допустимые значения [1].

Известно, что длительность достаточно точной (ДТТ) трансформации ТТ с замкнутыми сердечниками в переходных режимах может сокращаться до 3-5 мс на первых периодах процесса при частоте 50 Гц, что ведет к отсутствию информации о первичном токе в устройствах РЗА, работающих на участках достаточно точной трансформации [2, 3, 9].

Одним из способов обеспечения правильного действия устройств РЗА в таких режимах является восстановление или прогнозирование первичного тока ТТ в зоне насыщения магнитопровода. На данный момент известен ряд

алгоритмов восстановления. Например, алгоритм восстановления периодической составляющей первичного тока, основанный на вычислении мгновенных значений намагничивающего тока по смещенным на $T/4$ выборкам периодической составляющей вторичного тока [3]:

$$i_0 = i_2 \left(t - \frac{T}{4} \right) \cdot \frac{R_2}{\omega \cdot L_{Os}}, \quad (1)$$

где i_2 – мгновенное значение вторичного тока ТТ; i_0 – мгновенное значение намагничивающего тока ТТ; R_2 – активное сопротивление вторичной цепи; L_{Os} – индуктивность ветви намагничивания ТТ.

Алгоритм восстановления первичного тока, основанный на численном дифференцировании вторичного тока, определяет мгновенные значения намагничивающего тока [4] как

$$i_0 = - \frac{R_2}{\omega \cdot x_{Os}} \cdot \frac{di_2}{dt}. \quad (2)$$

Мгновенное значение приведенного первичного тока i_1 для обоих алгоритмов определяется по выражению:

$$i_1 = i_2 + i_0. \quad (3)$$

Помимо приведенных выше существуют также и другие алгоритмы [4], [7] восстановления первичного тока ТТ в зоне насыщения магнитопровода. Отметим то обстоятельство, что все эти методы используют информацию о кривой намагничивания сердечника ТТ. В связи с тем, что это требует выполнения процедуры аппроксимации кривой намагничивания, то уже на этом этапе возникает некоторая погрешность, величина которой зависит как от вида аппроксимирующей кривой, так и от различия между реальной кривой ТТ и расчётной. Предлагаемый ниже алгоритм свободен от указанных недостатков.

Приведённые выше алгоритмы восстановления первичного тока КЗ, описанные в [4], [7], также основаны на предположении о том, что ток КЗ описывается формулой (4), что позволит сравнить эти методы. Кроме того, формулы (1), (2) и (3) получены в предположении, что кривая намагничивания аппроксимирована спрямлённой кривой, то есть всего 3 участками, что ограничивает область применения этого метода [6]. Кроме того, в [4] рассмотрен алгоритм восстановления только периодической составляющей тока КЗ.

Предлагаемый алгоритм прогнозирования тока КЗ

Мгновенное значение тока короткого замыкания (КЗ), проходящего через ТТ в переходном режиме, может быть записано в виде

$$i_k(t) = I_m \left(e^{-\frac{t}{T_1}} \cdot \cos\varphi - \cos(\omega t + \varphi) \right), \quad (4)$$

где I_m – амплитуда тока КЗ, T_1 – постоянная времени, φ – фаза тока КЗ.

Основой предлагаемого алгоритма прогнозирования является контроль основных параметров тока КЗ: амплитуды (I_m), постоянной времени (T_1) и фазы (φ).

Для определения этих величин достаточно иметь всего три замера тока в разные моменты времени: t_1 , при котором значение тока равно A_1 , t_2 , – значение тока равно A_2 и t_3 , – значение тока равно A_3 . Сделать эти замеры необходимо до момента насыщения ТТ, но это достижимо, так как время насыщения составляет 3-5 мс, а величина шага выборки примерно равна 0,417 мс.

В итоге имеем систему из трёх трансцендентных уравнений, решая которую численным методом определим I_m , T_1 , φ . Затем подставляем эти три значения в уравнение (4) и получаем ток КЗ для любого допустимого значения t .

Для реализации и проверки работоспособности алгоритма необходима модель исследуемого объекта. Модель ТТ с насыщенным магнитопроводом была выполнена на ПЭВМ в пакете Mathcad. Период тока КЗ через ТТ исследуемой модели был разбит на интервалы ($\Delta t = T / N$, где $N = 48$), на которых производились измерения параметров тока КЗ. Мгновенные значения тока КЗ через ТТ, полученные из модели, представлены на рис. 1.

Выявление моментов насыщения магнитопровода ТТ происходит при решении системы трансцендентных уравнений относительно амплитуды (I_m), постоянной времени (T_1) и фазы (φ) тока КЗ. Корни системы представляют собой значения рассматриваемых параметров на каждом Δt интервале времени.

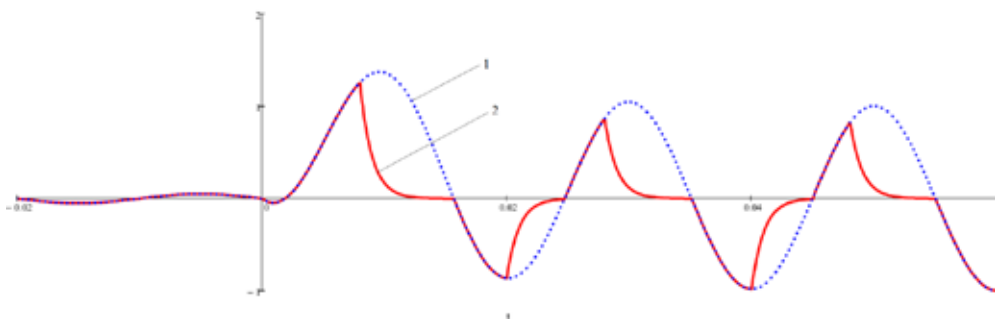
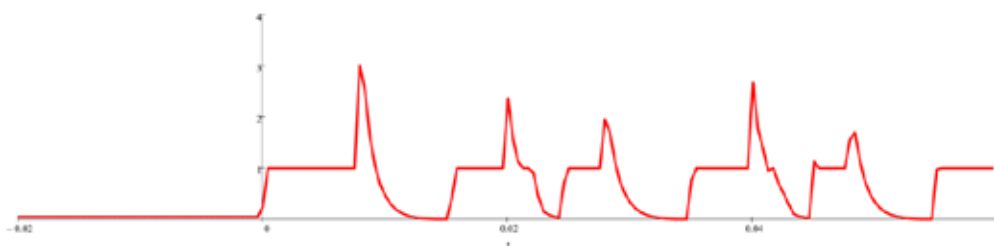


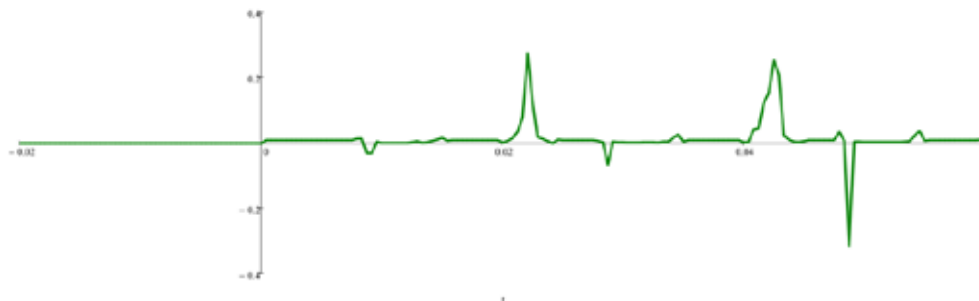
Рис. 1. Мгновенные значения тока КЗ: 1 – приведённый первичный ток (идеальный ток); 2 – с учетом насыщения (реальный ток)

Изменения параметров за три периода, полученные по результатам моделирования, представлены на рис. 2. Исходя из полученных результатов, видно, что на участках точной трансформации параметры практически неизменны, в то время как на участках насыщения наблюдается резкое их изменение (рис. 2, а, б, в).

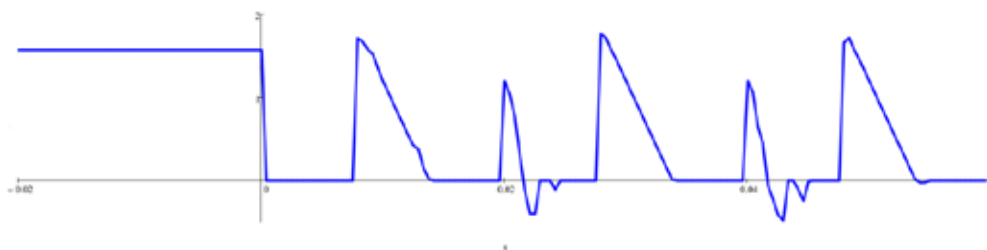
Таким образом, по поведению основных параметров тока КЗ можно различить участки точной трансформации и участки насыщения магнитопровода ТТ. Непосредственно прогнозирование тока КЗ при насыщении выполняется на основе этого различия: на участках точной трансформации параметры



а)



б)



в)

Рис. 2. Изменение во времени параметров тока КЗ при насыщении магнитопровода ТТ: а) амплитуда; б) постоянная времени; в) фаза

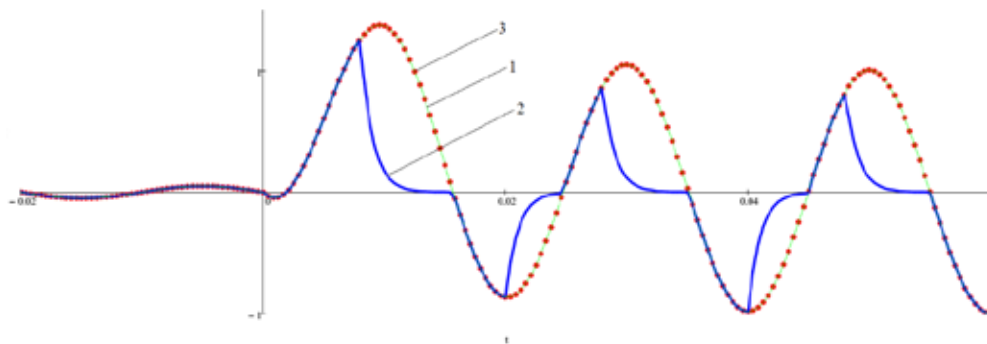


Рис. 3. Прогнозирование тока КЗ: 1 – ток КЗ без учета насыщения (идеальный ток); 2 – ток КЗ с учетом насыщения (реальный ток); 3 – прогнозируемый ток КЗ

тока КЗ неизменны, и информация о токе, полученная по результатам измерения его параметров, поступает через ТТ непосредственно в устройства РЗА. При насыщении магнитопровода трансформированный ток КЗ значительно изменяется, что может вызвать неправильное действие защиты. Однако при этом изменяются параметры тока, что является показателем насыщения ТТ. В этом случае в устройства РЗА поступает информация от предшествующего измерения, соответствующая участку точной трансформации.

Прогнозируемый по предложенному алгоритму ток КЗ, полученный из модели, представлен на рис. 3. Блок-схема предлагаемого алгоритма прогнозирования представлена на рис. 4.

При математическом моделировании максимальное значение мгновенной погрешности, определённое как отношение разности приведённого первичного тока и прогнозированного к приведённому первичному току, не превысило 0,3%.

Детектирование сигналов

Как видно из графиков на рис. 2, определение величины амплитуды и фазы вынужденной составляющей тока КЗ, а также постоянной времени затухания апериодической составляющей происходит постепенно путем изменения величины измеряемого параметра по линейному закону и достигает предельного значения при наличии трёх замеров. В дальнейшем эти значения не изменяются до момента вхождения сердечника ТТ в насыщение. При вхождении сердечника ТТ в насыщение происходит резкое изменение значений этих величин, причём амплитуда и фаза резко меняются. Следовательно, использовать эти сигналы для измерительных органов амплитуды и фазы нельзя. Для устранения этих резких колебаний предложено определять момент входа сердечника ТТ в насыщение путём расчёта разности между вторичным током ТТ и прогно-

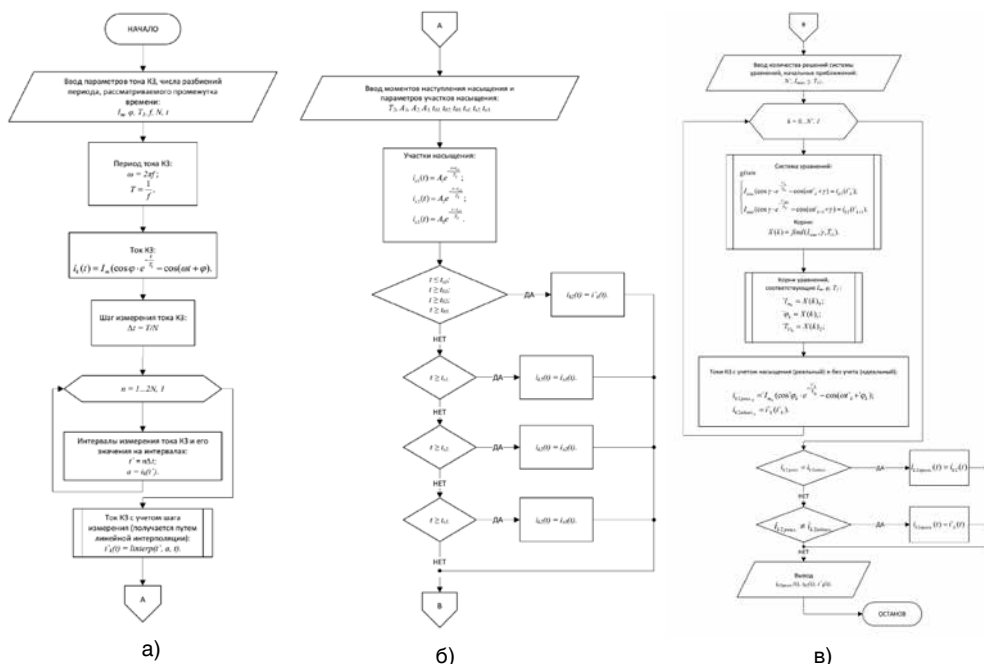


Рис. 4. Блок-схема алгоритма прогнозирования тока КЗ (прогнозирование тока КЗ):
 а) определение тока КЗ без учета насыщения и шага изменения;
 б) определение тока КЗ с учетом насыщения магнитопровода;
 в) прогнозирование тока КЗ

зируемым значением. Если эта разность превысит предварительно заданное значение, то считать этот момент моментом входа сердечника ТТ в насыщение. Величину тока намагничивания, при котором сердечник ТТ вошёл в насыщение, определим как величину напряжённости магнитного поля (H) в сердечнике ТТ, при котором достигается величина индукции (B), равная индукции на изломе кривой намагничивания. Для типовой кривой намагничивания [5] это соответствует $B = 1,8 \text{ Т}$ и $H = 1000 \text{ А/м}$. Для определения соответствующей величины тока намагничивания, приведённой ко вторичной обмотке ТТ, применим формулу [5]:

$$i_0 = \frac{H * l}{W_2}, \quad (5)$$

где l – длина средней линии сердечника ТТ; W_2 – число витков вторичной обмотки ТТ.

Например, для ТТ номинальным напряжением 110 кВ величина l изменяется от 0,83 м до 1,95 м. Величина W_2 даже для одного и того же типа трансформатора тока в зависимости от коэффициента трансформации изменяется в широком диапазоне, что не позволяет дать оценку величине i_0 ,

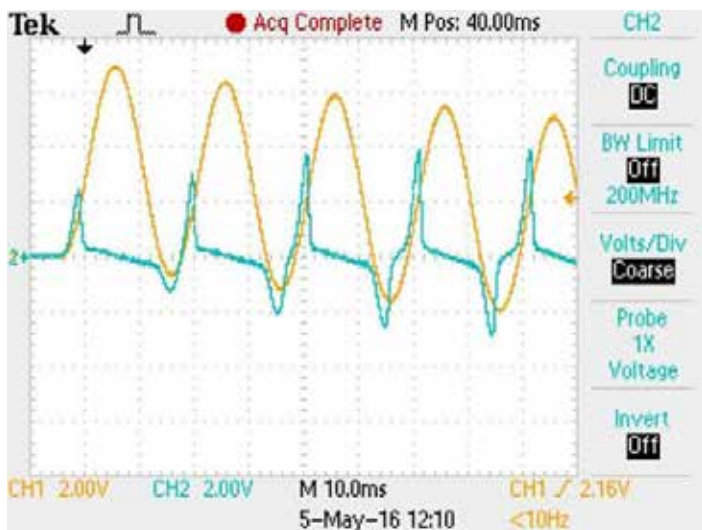


Рис. 5. Осциллограмма первичного и вторичного токов ТТ, полученных на физической модели

при котором достигается условие насыщения сердечника ТТ. Величина i_0 должна определяться для каждого конкретного случая по формуле (5).

Проверка алгоритма на физической модели

Дополнительно проведены испытания на физической модели ТТ. В качестве источника первичного тока КЗ использовалась установка Ретом-41М. Действующее значение первичного тока 30 А, коэффициент затухания был установлен равным 10. Трансформатор тока имел следующие параметры: сечение магнитопровода 2,8 см², длина средней линии 27 см. Количество витков первичной обмотки 8, а вторичной 119. Шаг по времени дискретизации равен 10 мкс. Осциллограмма токов приведена на рис. 5.

Кроме визуальной осциллограммы сохранялись файлы в формате Excel, что позволило использовать полученные данные в качестве исходных данных для обработки результатов физического моделирования в математической модели.

Это моделирование показало, что погрешность прогнозирования тока КЗ несколько возросла и максимальное значение погрешности достигло значения 3,8%.

Оценка адекватности математической модели

Приведённые выше данные позволяют утверждать, что разработанная математическая модель правильно прогнозирует ток КЗ, приведённый ко вторичной обмотке ТТ при указанных выше параметрах модели. В дей-

ствительности диапазон изменения параметров тока КЗ можно оценить с некоторым запасом следующими величинами:

- амплитуда тока КЗ может изменяться от 1 до 100 А;
- фаза КЗ может изменяться от 0 до 360 градусов;
- постоянная времени затухания аperiодической составляющей колеблется от 0,05 с до 0,2 с.

Поэтому для оценки адекватности разработанной модели во всем диапазоне изменения исходных данных был произведен полный факторный эксперимент (ПФЭ).

Таблица 1

Уровень варьируемых факторов	Кодовое обозначение	φ , рад.	T_I , с	I_m , А
		X_1	X_2	X_3
Нижний уровень	-1	0,485	0,045	18,5
Верхний уровень	+1	1,085	0,085	34,5
Основной уровень	0	0,785	0,065	26,5
Интервал варьирования	Δx_i	0,300	0,020	8,0

В качестве результативного признака (отклика) выбрано действующее значение тока КЗ I_K . Варьируемыми факторами приняты: фаза тока φ , постоянная времени T_I , амплитуда тока I_m (табл. 1).

С целью оценки влияния указанных факторов и математического описания процесса используем модель первого порядка, т.е. модель, в которой оценивается эффект взаимодействия двух факторов. ПФЭ позволяет количественно оценить эффект взаимодействия. Для этого необходимо, пользуясь правилом перемножения столбцов, получить столбец произведения факторов.

Таблица 2

k	X_0	X_1	X_2	X_3	$X_1 X_2$	$X_1 X_3$	$X_2 X_3$	$X_1 X_2 X_3$	I_K	\tilde{y}_i	S_i^2
									y_i		
1	+	-	-	-	+	+	+	-	3,635	3,6	$4,5 \cdot 10^{-6}$
2	+	+	-	-	-	-	+	+	2,641	2,6	$4,5 \cdot 10^{-6}$
3	+	-	+	-	-	+	-	+	3,819	3,8	$4,5 \cdot 10^{-6}$
4	+	+	+	-	+	-	-	-	2,774	2,8	$4,5 \cdot 10^{-6}$
5	+	-	-	+	+	-	-	+	4,964	5,0	$4,5 \cdot 10^{-6}$
6	+	+	-	+	-	+	-	-	3,606	3,6	$4,5 \cdot 10^{-6}$
7	+	-	+	+	-	-	+	-	5,215	5,2	$4,5 \cdot 10^{-6}$
8	+	+	+	+	+	+	+	+	3,379	3,8	$4,5 \cdot 10^{-6}$

Для определения ИК необходимо провести всего 8 опытов. Матрица планирования ПФЭ 23 с учетом взаимодействия факторов представлена табл. 2, здесь y_i – опытное значение I_m при данном сочетании уровней факторов, а \tilde{y}_i – значение функции отклика, предсказанное по уравнению регрессии.

В табл. 2 S_i^2 – дисперсия опытов. Однородность дисперсии проверяется с помощью критерия Кохрена:

$$G = \frac{S_{\max}^2}{\sum_{i=1}^n S_i^2} = 0,125.$$

При уровне значимости $\alpha = 0,05$ и числах степеней свободы $df_1 = 1$; $df_2 = 8$ табличное значение критерия $G_T = 0,6798$. Расчетное значение критерия меньше табличного, следовательно, дисперсии однородны, что является подтверждением нормального закона распределения ошибок отдельных опытов.

Дисперсия всего эксперимента:

$$S^2(y) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i^2 = 4,5 \cdot 10^{-6}.$$

Коэффициенты уравнения регрессии:

$$b_0 = \bar{y}_0 = \frac{\sum y_i}{N} = 3,8,$$

$$b_1 = \bar{y}_1 = \frac{\sum_{i=1}^N X_{1i} \cdot y_i}{N} = -0,6 \text{ и т.д.}$$

После расчета всех коэффициентов уравнение регрессии принимает вид:

$$\begin{aligned} \tilde{y} = & 3,805 - 0,603X_1 + 0,094X_2 + 0,588X_3 - \\ & - 0,015X_1X_2 - 0,093X_1X_3 + 0,015X_2X_3. \end{aligned}$$

Ошибка определения коэффициентов:

$$S_b = \frac{\sqrt{S^2(y)}}{\sqrt{N}} = 7,5 \cdot 10^{-4}.$$

Для выявления значимости коэффициентов уравнения регрессии строится доверительный интервал:

$$2\Delta b = t_r S_b = 1,860 \cdot 0,04 = 1,4 \cdot 10^{-3},$$

где табличное значение t -критерия Стьюдента определяется для уровня значимости $\alpha = 0,05$ и числа степеней свободы $df = N(r-1) = 8$.

Так как все рассчитанные коэффициенты уравнения регрессии больше доверительного интервала, то все они являются статистически значимыми ($g = 6$). Уравнение не поменяет свой вид.

Расчетные значения \tilde{y} приведены в табл. 2. Адекватность полученной модели определяется с помощью критерия Фишера [8].

Дисперсия адекватности:

$$S_{\text{ад}}^2 = \frac{1}{M - g} \sum_{i=1}^N (\bar{y}_i - \tilde{y}_i)^2 = 1,8 \cdot 10^{-5}; F = \frac{S_{\text{ад}}^2}{S^2(y)} \approx 4.$$

Для $df_1 = 8 - 6 = 2$; $df_2 = 8(2 - 1) = 8$ и $\alpha = 0,05$ критическое значение $F_T = 4,459$. Так как $F \leq F_T$, то данное уравнение регрессии адекватно описывает функцию отклика.

На основании полученных результатов и анализа уравнения регрессии можно сделать следующие выводы:

- все варьируемые факторы φ , T_a , I_m влияют на отклик (действующее значение тока КЗ I_K), однако, рост первого ведет к уменьшению отклика ($b_1 < 0$), а рост двух последних – к увеличению отклика;
- наиболее значимый фактор – фаза φ ;
- наряду с линейными эффектами значимыми оказались эффекты взаимодействия $X1X2$, $X1X3$, $X2X3$, которые приводят к изменению отклика: рост T_a и I_m ведут к его увеличению, а два других взаимодействия ведут к уменьшению.

Выводы

Для обеспечения правильного действия РЗ необходимо, чтобы информация о токе КЗ, получаемая устройствами РЗ от ТТ, была достоверной. При насыщении магнитопровода ТТ информация о токе КЗ искажается, за счет чего погрешность трансформации превышает допустимую. Для снижения величины погрешности до допустимого значения возможно использование прогнозирования тока КЗ.

Разработан алгоритм прогнозирования тока КЗ, отличающийся от известных тем, что для его реализации достаточно трех замеров вторичного тока, выполненных на участке достаточно точной трансформации.

Проведенные на физической модели испытания доказали работоспособность и применимость предложенного алгоритма.

Адекватность модели подтверждена результатами полного факторного эксперимента.

Литература:

1. Дроздов А.Д., Кужеков С.Л. Исследование форм вторичного тока защитных трансформаторов тока в переходных и установившихся режимах // Электричество. – 1971. – № 1. – С. 27-31.

2. Подгорный Э.В., Хлебников С.Д. Моделирование и расчеты переходных процессов в цепях релейной защиты. – М.: Энергия. – 1974. – 205 с.
3. Дони Н.А., Иванов И.Ю., Иванова В.Р. Моделирование дифференциальной защиты линий электропередачи, работающей на базе векторных значений токов // Релейная защита и автоматизация. – 2014. – №14.
4. Лямец Ю.Я., Романов Ю.В., Широкин М.Ю. Быстрое оценивание периодической составляющей тока короткого замыкания // Электричество. – 2012. – № 4. – С. 9-13.
5. Королев Е.П., Либерзон Э.М. Расчёты допустимых нагрузок в токовых цепях релейной защиты – М.: Энергия. – 1980. – 207 с.
6. Кужеков С.Л. О методах расчёта переходных и установившихся процессов в трансформаторах тока // Электричество. – 1975. – №7. – С. 74-77.
7. Кужеков С.Л., Цыгулев Н.И., Негримовский П.Я. А.С. N-1398014, кл. Н 02 Н 3/28, 1978. (54) Устройство для компенсации погрешности измерительного трансформатора тока; Опубл. 23.05.1988.
8. Реброва И.А. Планирование эксперимента: учебное пособие. – Омск: СибАДИ. – 2010. – 105 с.
9. Ванин В.К., Бахлуев В.А. Фильтры тока намагничивания трансформаторов. Известия ВУЗов. Электромеханика. – 2015. – №4. – С. 59-62.

Сведения об авторах



Рыбалкин Алексей Дмитриевич

В 1974 году окончил энергетический факультет НПИ. В 1982 году защитил кандидатскую диссертацию на тему «Исследование электромагнитных переходных процессов в токовых цепях РЗ основных электрических сетей объединённых энергосистем». Доцент кафедры «Электрические станции и ЭЭС» ЮРГПУ.



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.



Ермолкин Иван Александрович

Магистрант Южно-Российского государственного политехнического университета им. М. И. Платова (ЮРГПУ(НПИ)) по специальности «Релейная защита и автоматизация энергоэнергетических систем».

УДК.621.311

Ильин В.Ф., Дмитриев А.В., Дмитриев О.В., Иванов А.Д.

СИСТЕМА РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ ОТ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ В «МЕРТВОЙ» ЗОНЕ ОРУ ВЫСОКОГО И СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Аннотация: рассмотрена быстродействующая защита, позиционируемая вблизи первичного оборудования, в том числе на потенциале высокого и сверхвысокого напряжения в зоне открытых распределительных устройств. Приводится описание элементов системы, рассмотрены особенности функционирования.

Ключевые слова: первичное оборудование высокого и сверхвысокого напряжения, дифференциально-фазная защита, выносные релейные блоки, радио- и оптические каналы связи.

Ilyin V.F., Dmitriev A.V., Dmitriev O.V., Ivanov A.D.

RELAY PROTECTION AGAINST SHORT-CIRCUIT THE «DEAD» ZONE OUTDOOR SWITCHGEAR

Abstract: the high-speed protection is positioned close to the primary equipment, including on the potential of high and very high voltage in the area of outdoor switchgears. The description of the system components and the features of her work.

Keywords: primary equipment of high and extra high voltage, differential-phase protection, remote relay units, radio and optical communication links.

Введение

Проблема «мертвых» зон в открытых распределительных устройствах (ОРУ) схемы выдачи мощности электростанций и подстанций высокого и сверхвысокого напряжения обусловлена наличием воздушных переходов между трансформаторами тока и выключателями, которые оказываются вне действия основных защит. В настоящее время повреждения в этих зонах могут быть устранены с задержкой на время действия устройства резервирования отказа выключателя (УРОВ). Для генерирующего оборудования столь длительная аварийная ситуация представляется критичной в отношении сохранения динамической устойчивости. С ростом рабочего напряжения эта проблема становится более насущной.

Особенностью защиты «мертвой» зоны является необходимость позиционировать ее элементы на потенциале земли и на высоковольтном потенциале токопроводов сетевого оборудования [1-2]. Первые практические шаги в этом направлении были проделаны авторами работы [3]. Разработанное ими аналоговое устройство защиты было апробировано в реальных условиях

эксплуатации на действующем оборудовании ОРУ-220 кВ. В данной работе приводится описание образца системы релейной защиты «мертвой» зоны ЭКРА-СРЗМЗ, установленного в опытную эксплуатацию на ОРУ-750 кВ схемы выдачи мощности АЭС.

Структурная схема

В основе рассматриваемой системы лежит принцип действия дифференциально-фазной защиты (ДФЗ), заключающийся в сравнении фаз токов, измеряемых на концах короткого (в пределах 10-15 м) участка воздушного перехода между выключателем и трансформатором тока (рис. 1). Включает в себя 6 выносных релейных блоков, которые образуют два фазных полукомплекта: 3 релейных блока устанавливаются на одном конце защищаемого участка на выводах выключателей, а другие 3 блока – на другом конце защищаемого участка на выводах трансформаторов тока. Обмен информацией между полукомплектами осуществляется по выделенным на каждую фазу оптоволоконным жилам.

Диагностическая информация о внутреннем состоянии релейных блоков фазных комплектов, включая состояние каналов связи, непрерывно транслируется по радиоканалам на расположенный вблизи на потенциале земли шкаф приемопередачи информации. Радиосвязь с фазными комплектами защит осуществляется одновременно на разнесенных по фазам рабочих

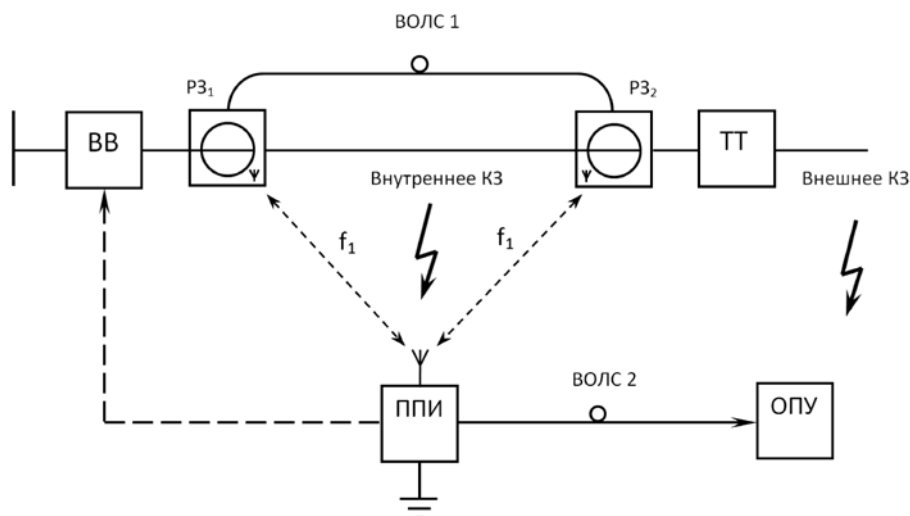


Рис. 1. Структурная схема системы защиты: ВВ – высоковольтный выключатель; ТТ – трансформатор тока; РЗ₁, РЗ₂ – блоки релейные; ППИ – шкаф приемопередачи информации; ОПУ – общеподстанционный пункт управления

частотах (860-869 МГц). Команда на отключение выключателей и сигнал неисправности, принятые от любого из релейных блоков, передаются в ОПУ по отдельным оптоволоконным жилам. Преобразование этих сигналов в дискретную форму в виде «сухих» контактов оптореле осуществляется конверторами оптического сигнала, установленными на панели релейного щита.

Описание устройства

В релейных блоках для измерения первичного тока используется воздушный трансформатор Т1 (рис. 2), реализующий принцип катушки Роговского. Выполненный на магнитопроводе трансформатор тока Т2 обеспечивает дозированный отбор энергии первичного тока для зарядки емкостного накопителя, встроенного в фильтр Ф2, и питания двухканального стабилизатора напряжения СТ. Снимаемый с обмотки воздушного трансформатора Т1 сигнал, пропорциональный первичному току, поступает на фильтр Ф1, а затем на АЦП. Микроконтроллер (МК) осуществляет выборку мгновенных значений токового сигнала и управляет приемопередатчиками оптических (ППО) и радио (ППР) сигналов. МК обеспечивает синхронизацию сравнения местного и принятого с противоположного конца токовых сигналов и осуществляет вычисление амплитуд токов и сравнение их с тремя пороговыми уровнями. При превышении местным током первого порогового уровня $I \geq I_m$ разрешается вычисление углового смещения местного тока относительно тока противоположного конца

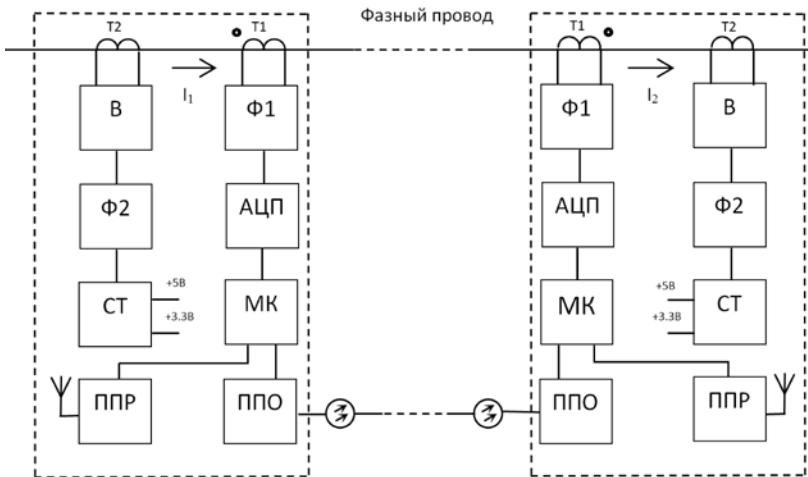


Рис. 2. Функциональная схема комплекта защиты на потенциале фазного провода: Т1 – воздушный трансформатор (катушка Роговского); Т2 – трансформатор тока; В – выпрямитель; Ф1 и Ф2 – ВЧ-фильтры; СТ – стабилизатор напряжения; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; МК – микроконтроллер; ППР – приемопередатчик радиосигналов; ППО – приемопередатчик оптических сигналов

защищаемого участка, и результат вычисления сравнивается с заданной уставкой срабатывания по фазовому углу. Этим самым производится отстройка от влияния шумов токового сигнала на точность измерения фазового угла.

Действие защиты на отключение разрешается при условии, когда ток на одном конце превышает пороговый уровень, заданный второй токовой уставкой $I \geq I_{\text{ср}}$, а фазовый угол лежит в диапазоне срабатывания $\varphi \geq \varphi_{\text{бл}}$ (рис. 3). Таким образом, при токе больше номинального защита действует аналогично традиционной дифференциально-фазной защите.

В том случае, когда на одном конце защищаемого участка ток отсутствует (режим одностороннего питания) или он достаточно мал $I < I_{\text{м}}$, а на другом конце протекает большой ток, превышающий значение третьей уставки $I \geq I_{\text{отс}}$ ($I_{\text{отс}} \geq 2I_{\text{ср}}$), то разрешается прямое действие защиты на отключение.

Команда на отключения передается по каналу радиосвязи на потенциал земли и по оптическому каналу связи на противоположный конец, откуда она ретранслируется на потенциал земли с временным сдвигом. Таким образом, производится резервирование передачи команды на позиционируемый на потенциале земли шкаф приемопередачи информации.

Высокая степень готовности системы защиты поддерживается посредством непрерывной передачи на потенциал земли диагностической информации в виде данных об исправности цепей питания и измерения, а также каналов связи.

Рабочие характеристики

В идеальном случае предполагается, что при внешних КЗ токи I_1 и I_2 , направленные в разноименные зажимы воздушных трансформаторов тока Т1 (рис. 2), создают на их обмотках сигналы, пропорциональные первичному току и сдвинутые по фазе на угол $\varphi = 180^\circ$ (рис. 3, а). При КЗ внутри защищаемой зоны указанные сигналы совпадают по фазе $\varphi = 0$ (рис. 3, б). Из-за разброса параметров измерительных трансформаторов Т1, шумов и неточности синхронизации АЦП, а также погрешности вычислений МК в действительности наблюдаются несовпадения по фазовому углу. При выборе уставки органа сравнения фаз (ОСФ) по фазовому углу $\varphi_{\text{бл}}$, при котором должно происходить блокирование действия защиты на отключение, руководствуются обычно значениями от $\pm 45^\circ$ до $\pm 65^\circ$. По умолчанию устанавливается $\varphi_{\text{бл}} = 50^\circ$.

Минимальное значение уставки по току $I_{\text{м}}$ задается заведомо выше начального первичного тока работы релейных блоков $I_{\text{м}} > I_{\text{нач}}$. Максимальное значение $I_{\text{м}}$ не может быть выше номинального первичного тока $I_{\text{м}} < I_{\text{ном}}$. Уставка по току срабатывания $I_{\text{ср}}$ может выбираться в пределах $I_{\text{ср}} = (1,3 - 5)I_{\text{ном}}$. Обычно ограничиваются значением, равным $I_{\text{ср}} = 1,3I_{\text{ном}}$. Для режима

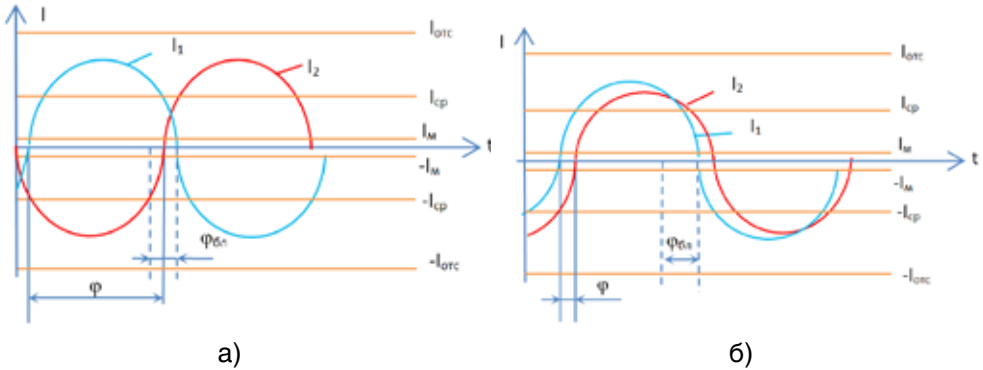


Рис. 3. Временные диаграммы токовых сигналов: а) КЗ вне защищаемой зоны; б) КЗ в защищаемой зоне

одностороннего питания, когда ток на одном конце линии заведомо ниже I_M либо вовсе отсутствует, например, в случае «холодного» пуска в условиях КЗ внутри зоны, значение уставки $I_{отс}$ может задаваться в пределах $I_{отс} = (2 - 10)I_{ном}$.

Предусматривается задержка команды на отключения после ее снятия, регулируемая в пределах $t_{зад} = (0 - 0,5) с$.

На рис. 4 отображена логика работы системы защиты, а на рис. 5 – характеристика срабатывания.

Результаты испытаний

Ниже приведены результаты заводских испытаний одного из промышленных образцов установочной партии системы релейной защиты «мертвой» зоны ЭКРА-СРЗМЗ, введенного в опытную эксплуатации на ОРУ-750 кВ схемы выдачи мощности АЭС. Для проверки характеристики срабатывания

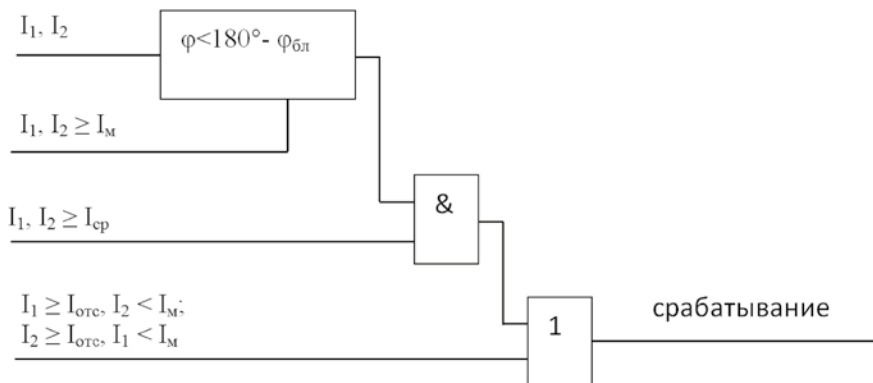


Рис. 4. Логика работы защиты

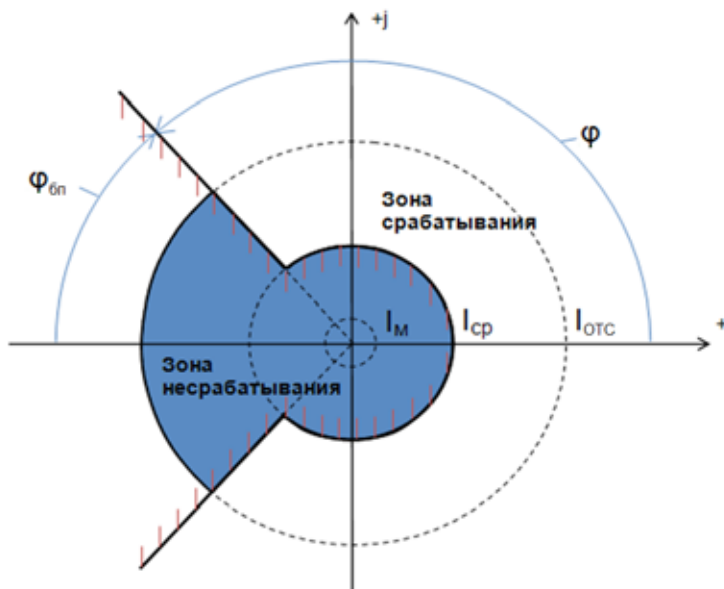


Рис. 5. Характеристика срабатывания

использовался фазный комплект из двух релейных блоков А1, А2 (рис. 6). Ток на первичной стороне релейных блоков А1 и А2 формировался с помощью испытательного комплекса РЕТОМ-61 с использованием многovitковых катушек W1, W2. Релейные блоки взаимодействовали между собой по оптическому каналу и по радиоканалу со шкафом приемопередачи информации А5. Дискретные сигналы выводились из шкафа А5 по оптическим каналам на устройства А6, А7, которые конвертировали их в сигналы типа «сухой контакт». Данные, поступающие с релейных блоков в шкаф приемопередачи информации, регистрировались и сохранялись в формате COMTRADE.

Испытания проводились при следующих значениях уставок системы защиты: $I_{м} = 500 \text{ A}$; $I_{ср} = 2500 \text{ A}$; $I_{отс} = 5000 \text{ A}$; $\varphi_{бп} = 50^\circ$.

На рис. 7-9 представлены рабочие осциллограммы, соответствующие режимам КЗ внутри и вне защищаемой зоны. В частности, осциллограммы на рис. 7 иллюстрируют режим возникновения внутреннего КЗ, полученный путем скачкообразного изменения фазы тока второго релейного блока с 180° до 0° , когда на первичной стороне в обоих релейных блоках результирующий ток составлял $I = 4000 \text{ A}$. Первые две диаграммы соответствуют токовым сигналам релейных блоков А1 и А2. В левой части этих диаграмм приведены числовые данные, соответствующие мгновенному значению (символ I) и среднеквадратичным значениям тока (СКЗ) и его первой гармонике (А1). Ниже приведены две группы диаграмм, из которых, отмеченные символами в виде заглавных

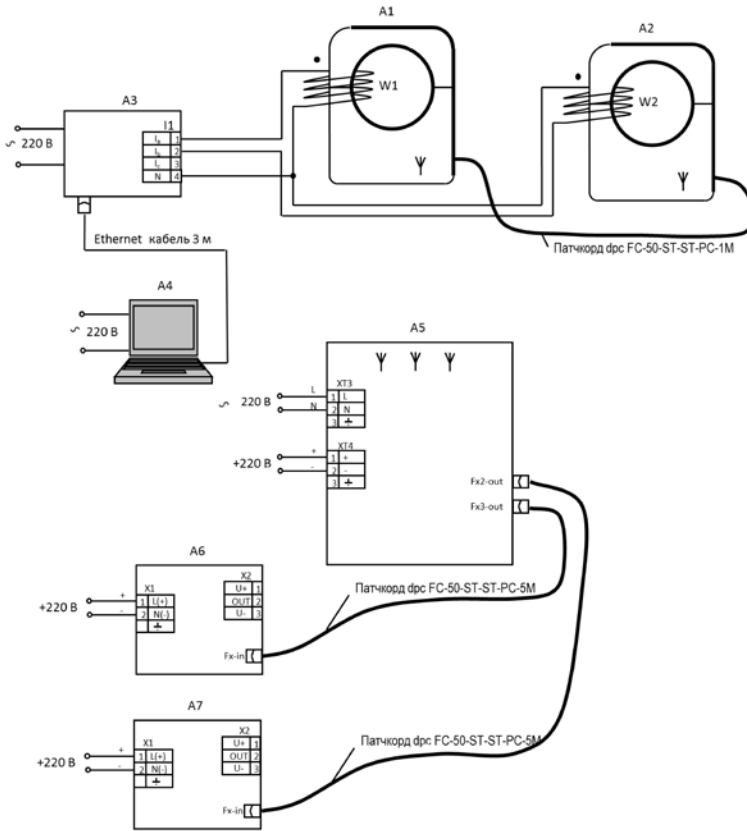


Рис. 6. Схема испытания системы защиты: A1, A2 – релейные блоки; A3 – РЕТОМ-61; A4 – персональный компьютер; A5 – шкаф приемопередачи информации; A6, A7 – конвертеры оптического сигнала; W1, W2 – катушки по 400 витков проводом ПЭТВ 21, 32 мм

букв, соответствуют дискретным сигналам, поступающим с блока A1, а отмеченные символами в виде строчных букв – сигналам, поступающим с блока A2. Здесь представлены: сигналы срабатывания – диаграммы **A**, **a**; сигналы исправности оптических каналов связи – **O**, **o**; сигналы исправности каналов радиосвязи – **R**, **r**; сигналы исправности измерительной части и электропитания – **D**, **d**.

Из осциллограмм видно, что сигналы срабатывания **A** и **a** поступают в шкаф приемопередачи информации соответственно через 5 мс и 12 мс. Расхождение моментов поступления сигналов **A** и **a** обусловлено разнесением во времени процесса передачи пакетов данных блоками A1 и A2 на несущей частоте радиоканала. Отметим, что эти временные задержки ниже максимального значения времени срабатывания, регламентируемого для данной системы защиты $t_{cp} \leq 20$ мс.

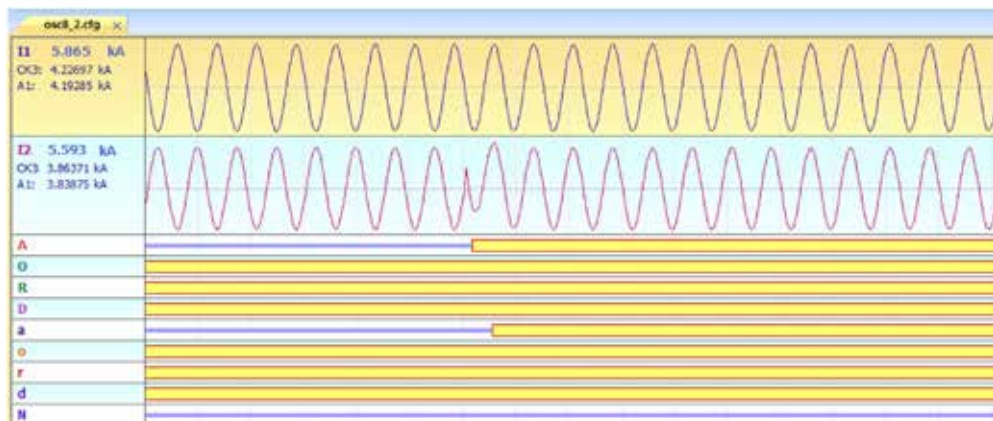


Рис. 7. Осциллограммы токов и дискретных сигналов: режим возникновения КЗ в защищаемой зоне

В том случае, когда на первичной стороне релейных блоков результирующий ток был заведомо выше тока уставки срабатывания, а фазовый угол между токами составлял $\varphi = 180^\circ$, действие на отключение блокировалось и в шкаф приемопередачи информации сигналы срабатывания **A** и **a** не поступали (рис. 8). Этими испытаниями подтверждалось правильное функционирование системы защиты в условиях внутреннего и внешнего КЗ.

Рис. 9 иллюстрирует режим «холодного» пуска в условиях внутреннего КЗ. Видно, что сигналы срабатывания **A** и **a** поступают от обоих релейных блоков по радиоканалу связи через 15 мс с момента возникновения аварийной ситуации. Столь длительная задержка сигнала срабатывания обусловлена временем готовности релейных блоков. Для данной системы защиты время срабатывания при «холодном» пуске регламентируется значением $t_{\text{ср.хол.}} \leq 40$ мс.

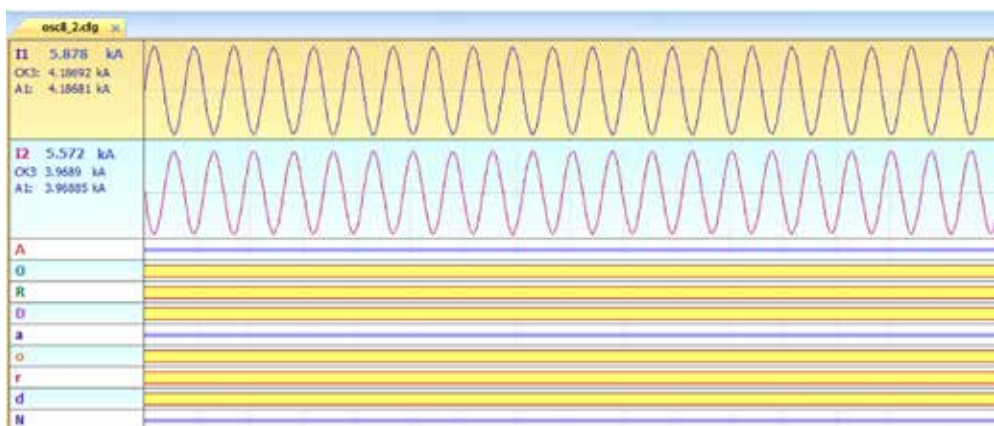


Рис. 8. Осциллограммы токов и дискретных сигналов: режим КЗ вне защищаемой зоны

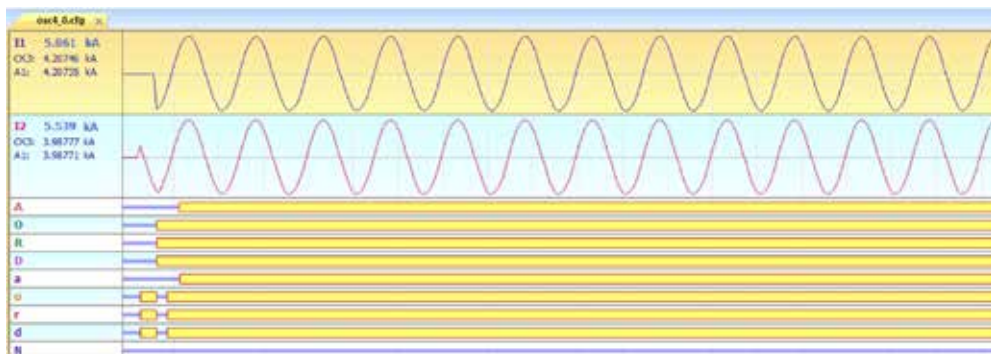


Рис. 9. Осциллограммы токов и дискретных сигналов: режим «холодного» пуска при КЗ в защищаемой зоне

Опытная эксплуатация

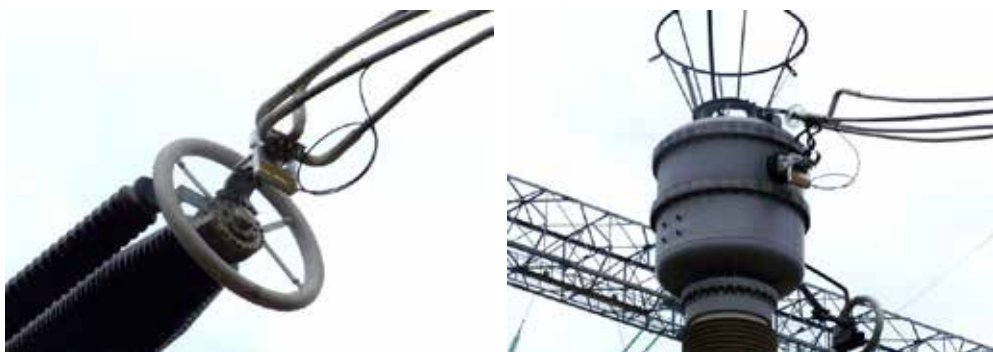
В настоящее время проводится опытная эксплуатация образцов установочной партии системы защиты на двух действующих энергообъектах АО «Концерн Росэнергоатом». Упомянутые образцы введены в работу с действием на сигнал. На рис. 10 приведено фото с места монтажа системы защиты на ОРУ-750 кВ Смоленской АЭС. Следующие фотографии призваны дать наглядное представление о конструктивных особенностях крепления релейных блоков непосредственно на токопроводящей части высоковольтного сетевого оборудования (рис. 11).

Выводы

1. Разработана документация и подготовлено производство системы релейной защиты «мертвой» зоны ЭКРА-СРЗМЗ класса напряжений 220-750 кВ, предназначенной для работы непосредственно вблизи основного оборудования, в том числе под потенциалом рабочего напряжения.
2. Результаты заводских испытаний и предварительные результаты опытной эксплуатации образцов установочной партии системы защиты подтверждают высокое быстродействие и корректную работу в условиях эксплуатации на ОРУ-750 кВ. Тем не менее ряд вопросов, связанных с передачей и приемом данных по радиоканалам связи в зоне ОРУ сверхвысокого напряжения, требует дополнительных исследований.
3. Следует отметить необходимость разработки нормативно-технической документации и технических средств по обслуживанию устройств релейной защиты, работающих в зоне ОРУ непосредственно на основном электрооборудовании, в том числе под потенциалом рабочего напряжения.



Рис. 10. Монтаж системы защиты на ОРУ-750 кВ Смоленской АЭС



а)

б)

Рис. 11. Крепление релейных блоков на токопроводящей части высоковольтного выключателя (а) и трансформатора тока (б)

Литература:

1. Патент на изобретение № 2446534 (РФ). Устройство для защиты от коротких замыканий в «мертвой зоне» открытых распределительных устройств объектов энергетики // Шульгинов Н.Г., Жуков А.В., Воробьев В.С., Максимов Б.К., Арцишевский Я.Л., Расцепляев А.И., Кузин А.С. – Опубл. 27.03.2012.
2. Патент на изобретение № 2508585 (РФ). Устройство для защиты от коротких замыканий в «мертвой» зоне открытых распределительных устройств объектов электроэнергетики высокого и сверхвысокого напряжения – на участках между трансформаторами тока и выключателями // Шульгинов Н.Г., Жуков А.В., Воробьев В.С., Максимов Б.К., Арцишевский Я.Л., Расцепляев А.И., Кузин А.С. Борисов Р.К., Лебедев В.Д. – Опубл. 27.02.2014.

З. Жуков А.В., Воробьев В.С., Расцепляев, А.И., Максимов Б.К., Арцишевский Я.Л., Кузин А.С., Борисов Р.К. Ликвидация коротких замыканий в «мертвой» зоне распределительных устройств энергообъектов // Энергия единой сети, декабрь 2014 – январь 2015. – № 6 (17). – С. 16-23.

Сведения об авторах



Ильин Владимир Федорович

В 1970 году окончил факультет электрификации и автоматизации ЛЭТИ, кандидат технических наук (ЛИТМО, 1983 г.). Главный специалист лаборатории.



Дмитриев Александр Вячеславович

В 2002 году окончил магистратуру Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова по направлению «Электроника и микроэлектроника». Инженер I категории лаборатории.



Дмитриев Олег Вячеславович

В 2002 году окончил магистратуру Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова по направлению «Электроника и микроэлектроника». Ведущий инженер отдела систем автоматизации.



Иванов Артем Дмитриевич

В 2013 году окончил ЧПИ(ф) МГОУ им. В.С. Черномырдина по специальности «Программное обеспечение вычислительной техники и автоматизированных систем». Инженер I категории отдела систем автоматизации.

УДК 621.311.001.57

Харитонов К.В., Понамарёв Е.А., Шевцов В.М.

ВЕРИФИКАЦИЯ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ТРЁХФАЗНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Аннотация: исследована классическая схемная модель силового трансформатора стандартной библиотеки элементов комплекса RTDS. Осуществлена её верификация по реальной осциллограмме броска намагничивающего тока, записанной терминалом релейной защиты. Пояснены некоторые вопросы точного моделирования магнитной системы силового трансформатора.

Ключевые слова: RTDS, верификация, моделирование, силовой трансформатор, насыщение, бросок намагничивающего тока.

Kharitonov K.V., Ponomarev E.A., Schevcov V.M.

VERIFICATION OF A THREE-PHASE TWO-WINDING POWER TRANSFORMER COMPUTER MODEL

Abstract: power transformer classic circuit model from RTDS models library was studied. Its verification using real comtrade-file recorded by protection IED during power transformer magnetizing inrush was made. Some questions about accurate simulation of power transformer magnetic system were explained.

Keywords: RTDS, verification, simulation, power transformer, saturation, magnetizing current inrush.

Введение

На этапе разработки устройств РЗА широко применяются программные и программно-аппаратные комплексы моделирования режимов работы ЭЭС для тестирования и отладки разрабатываемых алгоритмов, а также испытаний опытных или серийных образцов. Как правило, эти комплексы содержат библиотеки стандартных моделей элементов ЭЭС, выполненные на основе их математического описания, часто с целым рядом упрощений и допущений. Наиболее удобным и универсальным программно-аппаратным комплексом является цифровая система реального времени типа RTDS. В связи с моделированием переходных процессов актуальной является задача анализа параметров моделей и их правильного выбора для более точного воспроизведения требуемых режимов работы электрооборудования. Для этой цели необходимо выполнить анализ моделей и их верификацию. Ниже изложен один из методов применительно к классической схемной модели трёхфазного двухобмоточного силового трансформатора из библиотеки элементов программно-аппаратного комплекса реального времени типа RTDS.

Модель двухобмоточного силового трансформатора и её параметры

В стандартной библиотеке элементов RTDS представлено 2 типа моделей силового трансформатора: классическая модель на базе электрической схемы замещения (рис. 1) и модель UMEC (*Unified Magnetic Equivalent Circuit*), основанная на решении уравнений магнитных цепей. Последняя позволяет исследовать процессы, протекающие в трансформаторе, более подробно, но требует задания обычно труднодоступных конструктивных параметров, таких как количество витков обмоток, длины ярм и стержней, их площади поперечного сечения. Далее рассматривается практически более рациональная классическая схемная модель трёхфазного двухобмоточного силового трансформатора.

К особенностям модели относятся:

- возможность задания нелинейной характеристики намагничивания (насыщения) стали сердечника;
- возможность учёта гистерезиса и остаточного потока;
- учёт потерь на гистерезис и вихревые токи в сердечнике;
- представление трёхфазного трансформатора группой автономных однофазных трансформаторов;
- использование Г-образной схемы замещения при учёте насыщения.

Ряд параметров модели принимается по доступным паспортным или справочным данным либо рассчитывается по известным выражениям. Целесообразно особое внимание уделить параметрам, описывающим магнитную систему (табл. 1). Задание этих параметров существенно влияет на точность

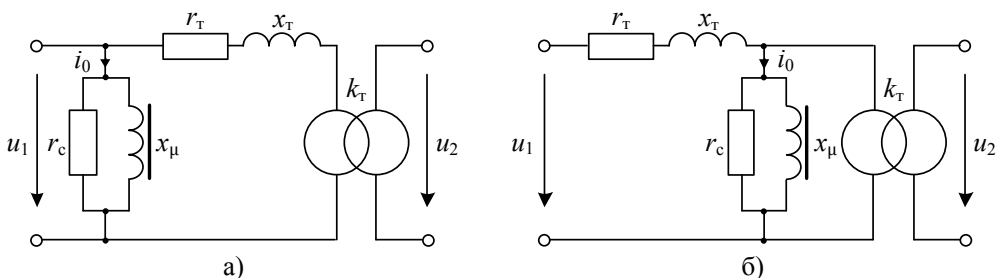


Рис. 1. Классические схемные (Г-образные) модели силового трансформатора:

r_T – суммарное активное сопротивление обмоток; X_T – суммарное сопротивление рассеяния;

r_c – активное сопротивление, эквивалентирующее потери на гистерезис и вихревые токи;

x_μ – сопротивление намагничивания; k_T – коэффициент трансформации;

u_1, u_2 – напряжения на выводах; i_0 – ток холостого хода

моделирования переходных режимов, в которых происходит насыщение силового трансформатора.

Табл. 1. Параметры магнитной системы модели силового трансформатора

Параметр	Описание (оригинал)	Ед. изм.	Мин.	Макс.
<i>Sat</i>	<i>Saturation Placed on Winding</i>		#1	#2
<i>Xair</i>	<i>Air core reactance</i>	о.е.	0.001	10.0
<i>Xknee</i>	<i>Knee voltage</i>	о.е.	0	
<i>hyl</i>	<i>Hysteresis Loss (% of rated MVA)</i>	%	0	10
<i>Edl</i>	<i>Eddy Current Loss (% of rated MVA)</i>	%	0	10

Параметр *Sat* (от англ. *saturation* – насыщение) – место расположения ветви намагничивания в Г-образной схеме замещения. Доступные варианты: со стороны выводов обмотки НН или ВН.

Задача выбора места включения ветви намагничивания состоит в том, чтобы значение интеграла напряжения, подводимого к ветви намагничивания, было максимально близким к значению реального потока в сердечнике [1, 2].

Например, примем на рис. 1 (а и б), что выводы обмотки НН находятся слева, а выводы обмотки ВН – справа. В режиме включения на холостой ход трансформатора под напряжение u_2 со стороны ВН напряжение ветви намагничивания в схеме по рис. 1, а равно:

$$u_{\mu} = \frac{1}{k_T} \left(u_2 - r_T i_0 - \frac{x_T}{\omega} \int \frac{di_0}{dt} \right),$$

а в схеме по рис. 1, б:

$$u_{\mu} = \frac{u_2}{k_T},$$

где ω – частота сети.

Так как сопротивления r_T и x_T – суммарные сопротивления обмоток НН и ВН силового трансформатора, то оба варианта определения u_{μ} имеют погрешность: в первом лишний раз учитывается падение напряжения на обмотке НН, которая разомкнута и никак не может повлиять на реальный процесс; а во втором не учитывается падение напряжения на обмотке ВН.

Погрешность будет ниже в случае, когда ветвь намагничивания включена со стороны выводов обмотки с меньшим сопротивлением. Таковой является обмотка НН, которая по технологическим условиям расположена ближе остальных к магнитопроводу и, соответственно, имеет наименьшее сопротивление рассеяния (влиянием активного сопротивления можно пренебречь ввиду его небольшого значения).

Параметры X_{air} (от англ. *air core reactance* – индуктивное сопротивление при замене сердечника воздухом) и **X_{knee}** (от англ. *knee voltage* – напряжение в «колене») характеризуют кривую намагничивания трансформатора (рис. 2). Параметр **X_{air}** – сопротивление намагничивания полностью насыщенного трансформатора ($X_{air} = x_{нас*}$, о.е.). Оно определяет наклон кривой намагничивания в области глубокого насыщения сердечника ($L_{нас*} = x_{нас*}$). Параметр **X_{knee}** характеризует значение напряжения насыщения ($X_{knee} = U_{нас*}$, о.е.). Используется для вычисления потокосцепления насыщения ($\Psi_{нас*} = U_{нас*}$).

В отечественной практике [3-7] вместо определения величины $x_{нас*}$ обычно решается задача нахождения значений сопротивления обмоток $x_{в*}$ трансформатора в режимах бросков намагничивающих токов (БНТ) при включении под напряжение. Величина $x_{в*}$ существенно влияет на значение суммарного сопротивления контура включения $x_{\Sigma*}$:

$$x_{\Sigma*} = x_{с*} + x_{в*},$$

где $x_{с*}$ – эквивалентное сопротивление внешней сети.

Соответственно, $x_{\Sigma*}$ ограничивает максимальные амплитуды токов в режимах БНТ. При выборе значения $x_{нас*}$, по имеющимся данным $x_{в*}$, определяющим является условие неизменности $x_{\Sigma*}$. Тогда для принятой Г-образной схемы замещения с включением ветви намагничивания со стороны выводов НН значение $x_{нас*}$ предлагается задавать следующим:

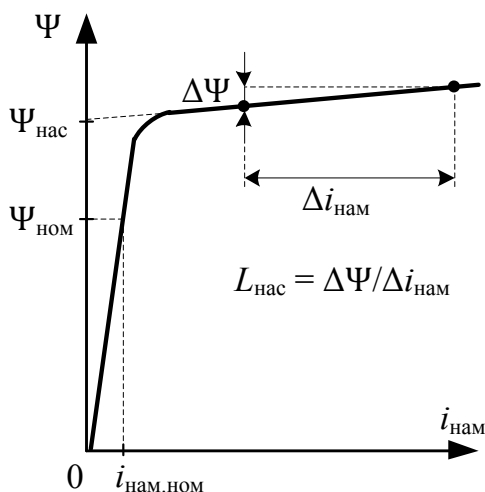


Рис. 2. Безгистерезисная кривая намагничивания силового трансформатора

- для режимов с подачей напряжения на обмотку ВН $x_{\text{нас}^*} = x_{\text{в}^*} - u_{\text{к}^*}$;
- для режимов с подачей напряжения на обмотку НН $x_{\text{нас}^*} = x_{\text{в}^*}$,

где $u_{\text{к}^*}$ – напряжение КЗ, равное суммарному сопротивлению обмоток трансформатора ($u_{\text{к}^*} = x_{\text{т}^*}$).

В свою очередь, в зарубежной литературе, например в [1, 2], часто рекомендуется принимать следующее усреднённое значение непосредственно параметра $x_{\text{нас}^*}$: $x_{\text{нас}^*} \approx 2u_{\text{к}^*}$. Первоисточником такого предлагаемого значения является работа [8]. Кроме того, за рубежом величина $x_{\text{в}^*}$ может определяться расчётным путём производителем трансформатора в специализированных программах.

Значение другого параметра, напряжения насыщения $U_{\text{нас}^*}$ (потокосцепления насыщения $\Psi_{\text{нас}^*} = U_{\text{нас}^*}$), зависит от типа стали и конструкции магнитопровода. Типовое значение лежит в диапазоне [2]:

$$1,15 \leq \Psi_{\text{нас}^*} \leq 1,25.$$

В случае отсутствия конкретных данных можно принять [4]:

$$\Psi_{\text{нас}^*} = 1,21.$$

Параметры *hyl* (от англ. *hysteresis loss* – потери на гистерезис) и ***Edl*** (от англ. *eddy current loss* – потери на вихревые токи) характеризуют магнитные потери в трансформаторе, определяющие потери холостого хода $\Delta P_{\text{х}}$:

hyl – потери мощности на гистерезис ($hyl = \Delta P_{\text{гист}}$, % от номинальной мощности трансформатора);

Edl – потери мощности на вихревые токи ($Edl = \Delta P_{\text{вихр}}$, % от номинальной мощности трансформатора).

Согласно [9], потери на гистерезис составляют до 25-35% потерь холостого хода, а потери на вихревые токи – до 65-75% потерь холостого хода. В первом приближении можно выбрать:

$$\Delta P_{\text{гист}} = 0,3\Delta P_{\text{х}}; \quad \Delta P_{\text{вихр}} = 0,7\Delta P_{\text{х}}.$$

Точное задание этих величин важно в случае моделирования остаточного потока при отключении трансформатора от сети, т.к. они определяют форму петли гистерезиса. Заметим, что рассматриваемая модель трансформатора позволяет также оперативно задавать значение остаточного потока каждой фазы вручную в процессе моделирования.

Верификация модели силового трансформатора

Для участка электроэнергетической системы (рис. 3) имеются реальные кривые вторичных токов трансформаторов тока ТТ2 и ТТ3 при включении выключателя В2 (В1 и В3 отключены), записанные терминалом РЗА (черная линия на рис. 4).

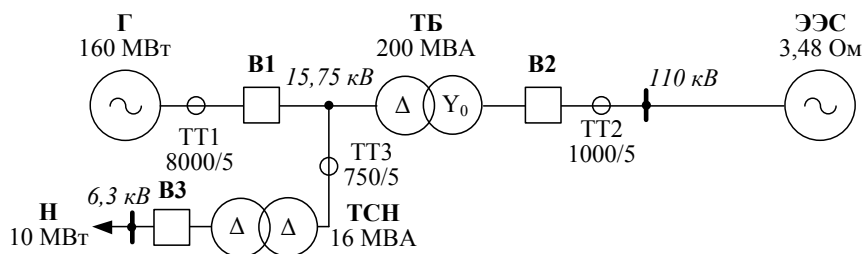


Рис. 3. Однолинейная схема фрагмента электроэнергетической системы: блок генератор-трансформатор и эквивалентная энергосистема

Включение выключателя В2 сопровождается сложным БНТ трансформатора блока (ТБ) и трансформатора собственных нужд (ТСН). По осциллограмме токов ТТ2, установленного на стороне ВН, видно, что наибольшая амплитуда БНТ наблюдается в фазе С. Следовательно, фаза включения фазы С близка к 0° (в случае отсутствия остаточного потока в силовых трансформаторах). Заметим, что первичный ток в ТТ2 является алгебраической суммой БНТ ТБ и ТСН, а ток в ТТ3 является БНТ только ТСН.

Табл. 2. Параметры силовых трансформаторов

Параметр	ТБ	ТСН
Справочные значения		
$S_{\text{ном}}$, МВА	200	16
$U_{\text{вн, ном}}$, кВ	121	15,75
$U_{\text{нн, ном}}$, кВ	15,75	6,3
u_k , о.е.	0,105	0,10
ΔP_x , %	0,085	0,106
Принятые параметры магнитной системы моделей трансформаторов		
Sat	1 (НН)	1 (НН)
X_{air} , о.е.	0,21	0,15
X_{knee} , о.е.	1,21	1,21
hyl , %	0,0255	0,0318
Edl , %	0,0755	0,0742

На RTDS реализована модель данного участка и выполнен расчет режима включения трансформаторов под напряжение. На первом этапе расчетов были приняты идеальные модели ТТ (светлая линия на рис. 4, а). Наибольшее совпадение расчётных и реальных токов получено при нулевом остаточном потоке и фазе включения фазы С, равной 10° . Эти данные приняты для дальнейших исследований. Параметры магнитной системы моделей силовых трансформаторов представлены в табл. 2.

Расхождение реальных и расчётных токов модели с течением времени (рис. 4, а) можно объяснить постепенным насыщением реальных ТТ, несмотря на небольшую кратность первичных токов ТТ, вследствие наличия в токах медленно затухающей апериодической составляющей.

На втором этапе расчётов были применены модели насыщающихся электромагнитных ТТ из библиотеки элементов RTDS. Полученные в модели кривые токов сопоставлены с реальными на рис. 4, б.

Анализ полученных осциллограмм показывает, что учёт в экспери-

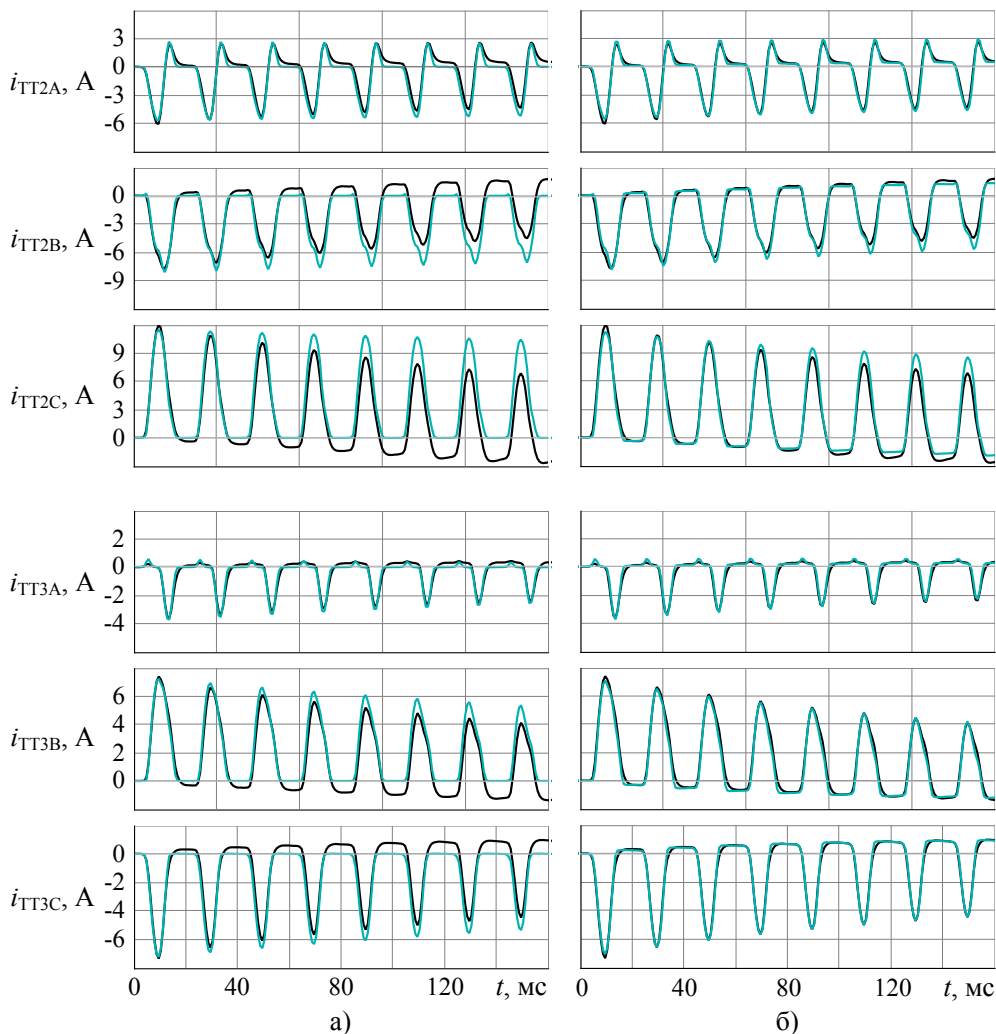


Рис. 4. Вторичные фазные токи ТТ2 и ТТ3: черная линия на рис. а, б – данные реальной осциллограммы, светлая линия на рис. а – токи моделей идеальных ТТ, светлая линия на рис. б – токи моделей насыщающихся ТТ

ментах моделей измерительных ТТ даёт более точные результаты. Отличия реальных и расчётных токов модели могут быть объяснены следующими причинами:

- упрощенный алгоритм моделирования магнитной системы;
- приближённое задание параметров моделей (силовых трансформаторов, ТТ);
- отсутствие точных значений реальных остаточных потоков в трансформаторах;
- неизвестные точные данные о фазе включения и разновременности замыкания фаз реального выключателя;
- приближённые значения эквивалентных параметров внешней сети и её режима;
- неучёт погрешностей входных датчиков терминала РЗА.

Несмотря на наличие перечисленных факторов, можно считать, что для практики точность моделирования вполне достаточна.

Кроме того, успешно выполнена проверка модели силового трансформатора на соответствие задаваемых параметров и измеренных значений электрических величин при моделировании установившихся режимов: номинального; перевозбуждения при повышенном напряжении или сниженной частоте.

Выводы

1. Выполнен анализ модели трёхфазного двухобмоточного силового трансформатора, определены её параметры. Верификация по осциллограмме режима реального БНТ показала достаточную точность работы модели в режиме насыщения силового трансформатора. Модель может использоваться при проведении комплексных испытаний защит силового трансформатора. Пользователи системы RTDS могут применить полученные результаты анализа и конкретные рекомендации по уточнению параметров модели силового трансформатора.

2. Дальнейшее повышение адекватности моделирования требует более точного определения характеристик магнитной системы силового трансформатора и других параметров элементов сети.

Литература:

1. Dommel H.W. EMTP Theory Book. – 1987.
2. PSCAD X4 (v4.6) Online Help (2015-09-22).
3. Дроздов А.Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. – М. – Л.: Энергия, 1965. – 240 с.
4. Дроздов А.Д. Электрические цепи с ферромагнитными элементами в релейной защите. – М.: Энер-

гоатомиздат, 1986. – 256 с.

5. Бердов Г.В., Засыпкин А.С. Упрощенные способы расчёта величин реактивных сопротивлений обмоток трёхфазных силовых трансформаторов и автотрансформаторов при включении их на холостой ход. – В кн.: Научно-технический сборник института «Энергосетьпроект», 1971, вып. 4. – С. 25-35.

6. Руководящие указания по релейной защите. Вып. 12. Токовая защита нулевой последовательности от замыканий на землю линий 110-500 кВ. Расчёты. – М.: Энергия, 1980. – 88 с.

7. Зихерман М.Х. Характеристики намагничивания мощных трансформаторов. // Электричество. – 1972. – №3. – С. 79-82.

8. D. Povh, W. Schultz Analysis of overvoltages caused by transformer magnetizing inrush current, IEEE Trans. Power App. Syst., vol. PAS-97, no. 4, pp. 1355–65, Jul./Aug. 1978.

9. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с.

Сведения об авторах



Харитонов Кирилл Владимирович

Окончил в 2016 году факультет энергетики и электротехники Чувашского государственного университета. Присвоена степень магистра по направлению «Электроэнергетика и электротехника». Автор 7 научных публикаций в области электротехники и релейной защиты. Младший научный сотрудник технического отдела НПП «ЭКРА».



Понамарев Евгений Алексеевич

В 2006 году окончил электроэнергетический факультет Оренбургского государственного университета. В 2010 году в Томском политехническом университете защитил кандидатскую диссертацию «Совершенствование защиты от замыканий на землю в обмотке статора гидрогенераторов укрупнённого блока». Автор 20 научных публикаций в области релейной защиты и автоматики. Старший научный сотрудник технического отдела НПП «ЭКРА», кандидат технических наук.



Шевцов Виктор Митрофанович

Окончил в 1961 году энергетический факультет Новочеркасского политехнического института. Научный руководитель ПНИЛ «Цифровая электротехника» ЧГУ, заслуженный изобретатель ЧР. Автор 57 изобретений в области электротехники, противоаварийной автоматики и релейной защиты. Имеет более 100 научных публикаций в области нелинейной электротехники, электроэнергетики и микропроцессорной техники. Профессор кафедры «ТОЭ и РЗА» ЧГУ, кандидат технических наук. Заместитель технического директора по науке – заведующий техническим отделом НПП «ЭКРА».

УДК 621.3.072.9: 621.3.078

Митюков П.В., Чубуков К.А.

ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ РЕЖИМОВ СОХРАНЕНИЯ РАБОТОСПОСОБНОСТИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРИ КРАТКОВРЕМЕННЫХ ПРОВАЛАХ И ПРЕРЫВАНИЯХ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Аннотация: рассмотрены проблемы повышения надежности и упрощения управления асинхронного электропривода. Показаны особенности реализации алгоритма подхвата асинхронного электродвигателей в условиях кратковременных провалов и прерываниях питающего напряжения методом поиска частоты вращения асинхронного электродвигателя по току.

Ключевые слова: электропривод, электропривод среднего напряжения (ЭСН), преобразователь частоты, подхват на выбеге, «самоподхват», провал питающего напряжения, пропажа питающего напряжения, алгоритм поиска частоты вращения, поиск частоты вращения по току.

Mityukov P.V., Chubukov K.A.

HIGH-VOLTAGE DRIVES IN THE FIELD OF INTEGRATED AUTOMATION HOUSING AND UTILITIES INFRASTRUCTURE

Abstract: the problems of increasing the reliability and simplifying the control of the asynchronous electric drive. The features of the implementation algorithm for the grab of induction motors under conditions of power-loss ride-through of the supply voltage with method to search the frequency of rotation of induction motor by current.

Keywords: motor control, motor control of medium voltage, frequency converter, grab of electrical motor, power-loss ride-through, method of search of frequency, search by current.

Одним из существенных способов повышения надежности и безаварийности работы автоматизированного асинхронного электропривода (ЭП) и, как следствие, управляемого им механизма (агрегата) является режим подхвата агрегата на выбеге («самоподхват») при кратковременных провалах или прерываниях питающего напряжения, когда преобразователь частоты (ПЧ) не способен поддерживать режимы регулирования агрегата. Тогда при восстановлении напряжения питания ПЧ до номинальных значений (по уровню и по частоте) начинается процесс подхвата асинхронного ЭП на выбеге от промежуточной частоты вращения, до которой успел затормозиться агрегат за время, пока напряжение питающей сети не соответствовало требуемым значениям. При этом основными критериями работы процесса подхвата агрегата на

выбеге являются: отсутствие бросков тока и момента, безаварийность работы оборудования, продолжительность процесса. При длительном процессе подхвата на выбеге наибольшую опасность представляют отклонения от нормы технологических параметров, поскольку технологические защиты, фиксируя эти отклонения, останавливают технологический процесс, что приводит к простоям оборудования.

Подхватом на выбеге или «самоподхватом» принято называть процесс восстановления работы автоматизированного ЭП без вмешательства эксплуатационного персонала после кратковременного (до нескольких секунд) провала или прерывания питающего напряжения. Подхват на выбеге считается успешно завершённым, если после восстановления питающего напряжения автоматизированный ЭП вышел на заданную частоту вращения.

Процесс подхвата на выбеге, как правило, представляет собой последовательность выполнения следующих этапов: сохранение работоспособности автоматизированного ЭП при провале или прерывании питающего напряжения, блокировка работы силовых ключей ПЧ, ожидание восстановления питающего напряжения, восстановление питающего напряжения автоматизированного ЭП, поиск частоты вращения агрегата, формирование напряжения и подхват агрегата, разгон агрегата до заданной частоты вращения.

В случае, когда длительность провалов или прерываний питающего напряжения очень кратковременна (от трех до десяти периодов сети), автоматизированный ЭП сохраняет свою работоспособность без блокировки силовых ключей ПЧ – за счет использования кинетической энергии агрегата в режиме торможения для поддержания безопасного уровня напряжения в звене пост-

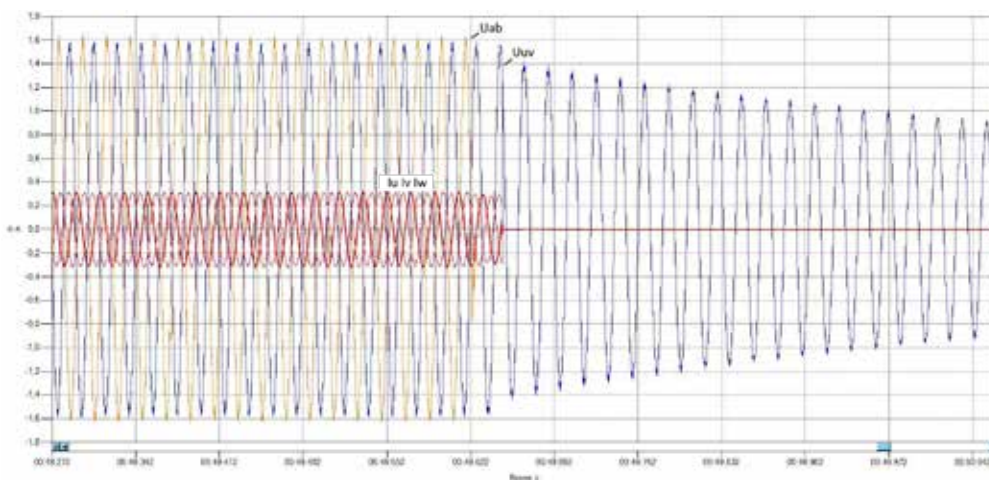


Рис. 1. Блокировка ПЧ при прерывании питающего напряжения

янного тока ПЧ. При восстановлении питающего напряжения происходит удержание агрегата на промежуточной частоте вращения с поглощением энергии, с последующим возвратом автоматизированного ЭП к заданным номинальным параметрам регулирования.

При возникновении провалов или прерываний питающего напряжения ПЧ и достижении отклонений, вызывающих срабатывание настраиваемых внутренних уставок защит и блокировок по состоянию питающего напряжения и напряжения звена постоянного тока инвертора, ПЧ закрывает силовые ключи и блокирует работу автономного инвертора напряжения (АИН), при этом агрегат переходит в режим свободного выбега (см. рис. 1, где U_{ab} – входное линейное напряжение ПЧ; U_{uv} – выходное линейное напряжение ПЧ; I_u, I_v, I_w – выходной фазный ток ПЧ). Максимальная длительность нахождения ПЧ в этапе блокировки (до срабатывания защиты, по превышению времени отклонения питающего напряжения ПЧ от нормы) определяется в первую очередь особенностью технологического процесса, в котором участвует автоматизированный ЭП, и настраивается соответствующим параметром защиты. ПЧ может находиться в заблокированном состоянии АИН продолжительное время, которое может определяться десятками секунд и зависит от времени саморазряда емкостей звена постоянного тока, при условии, что система управления ключами АИН частично или полностью питается от звена постоянного тока.

Процесс торможения агрегата свободным выбегом представляет собой сложный электромеханический процесс, протекающий по-разному для разных агрегатов, и его характер зависит как от длительности и глубины провала или прерывания питающего напряжения асинхронного ЭП, нагрузки на валу и па-

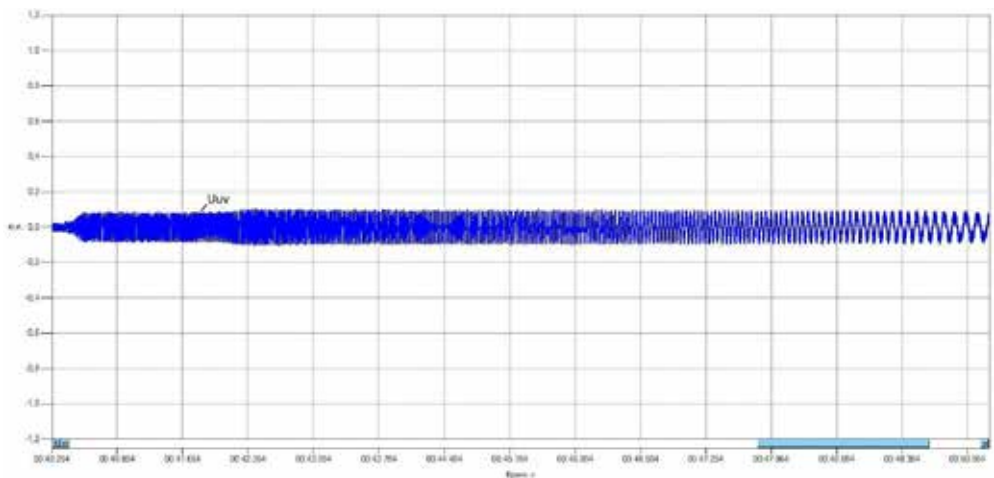


Рис. 2. Формирование возмущающего воздействия на статорную обмотку ЭД

раметров сети, так и от параметров электродвигателя (ЭД) и особенностей его конструкции. Упрощенно можно говорить о том, что электродвигатель отсоединен от питающей сети, и в его обмотке статора происходит процесс затухания ЭДС. Если пренебречь моментом трения, то процесс свободного выбега таких механизмов может быть описан следующей зависимостью:

$$\omega \approx 1 / \left(1 + t / T_j \right),$$

где ω – угловая частота ротора, рад/с; t – время от момента блокировки ПЧ, с; T_j – механическая постоянная времени агрегата, с.

Основной проблемой выполнения режима подхвата агрегата на выбеге является точное определение частоты вращения агрегата, находящегося в процессе свободного выбега после восстановления напряжения питания ПЧ, исключаящее перерегулирования частоты и предотвращающее переход электродвигателя в генераторный режим из-за несоответствия частоты статора в момент подачи управления на силовые ключи АИН.

В случае, когда ЭДС электродвигателя не успела упасть до нуля, с определением частоты вращения агрегата проблем не возникает, т.к. она равна частоте ЭДС электродвигателя. Основной задачей является точное определение частоты вращения агрегата при отсутствии ЭДС электродвигателя, находящегося в свободном выбеге. Тут возможны разные методы и алгоритмы, рассмотрим один из основных – метод определения частоты вращения агрегата с поиском по току.

На начальной стадии алгоритма поиска скорости по току ПЧ формирует тестовое напряжение постоянной амплитуды и переменной частоты (см. рис. 2, где U_{uv} – выходное линейное напряжение ПЧ). Амплитуда возмущающего напряжения настраивается соответствующим параметром и выбирается минимально возможной, но так, чтобы обеспечивалась необходимая чувствительность датчиков тока по реакции ЭД на заданное возмущающее воздействие. Изменение частоты ведется в диапазоне от максимально возможной до минимально допустимой, т.е. «поиск вниз». Максимальной частотой принимается частота регулирования в момент блокировки ПЧ, а минимальная частота определяется исходя из условия внутренних защит и блокировок ПЧ и позволяющей продолжение работы автоматизированного ЭП без нарушения технологии.

В процессе формирования тестового напряжения контролируется основной параметр – фазный ток статора (см. рис. 3, где ω – частота статора; I_u – выходной фазный ток ПЧ). Огибающая тока статора отображает реакцию потокоцепления ротора машины на возмущающее воздействие, по данной кривой определяется экстремум протекающего тока статора на всем протяжении воз-

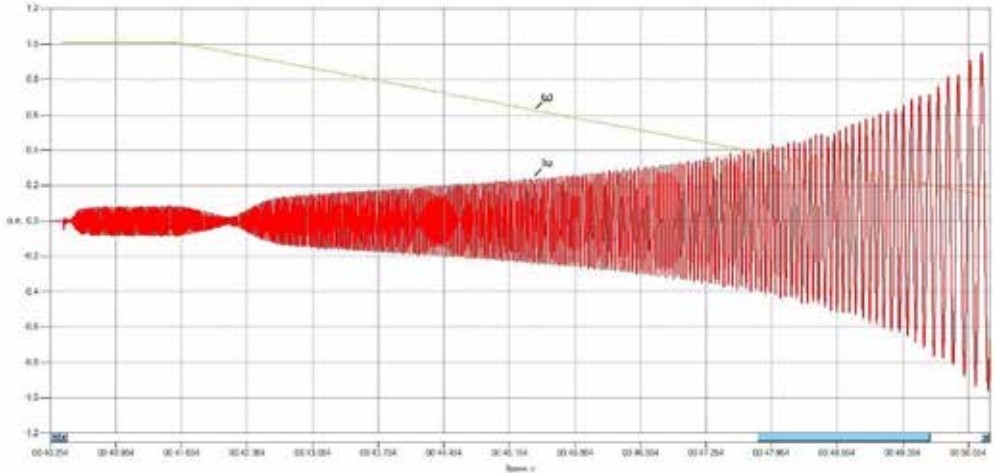


Рис. 3. Реакция статора на возмущающее воздействие

мушающего воздействия, характеризующее совпадение частоты статора с частотой вращения ротора.

Во многих ситуациях необходим быстрый алгоритм поиска скорости, и для его осуществления необходимо воспользоваться дополнительными критериями гарантированного завершения определения поиска точки скорости, одним из таких критериев является переход машины из двигательного в генераторный режим. Этот переход происходит только в том случае, когда частота статора становится выше частоты ротора и кинетическая энергия ЭД закачивается в звено постоянного тока АИН. В соответствии с данным условием необходимым дополнительным параметром является контроль напряжения в звене постоянного тока АИН ПЧ (см. рис. 4, где ω – частота статора; I_u – выходной фазный ток ПЧ; U_{uv} – выходное линейное напряжение ПЧ; U_{dc} – напряжение в звене постоянного тока АИН ПЧ), и момент начала его увеличения является дополнительным критерием точного определения скорости агрегата, находящегося в свободном выбеге.

По завершении этапа поиска скорости необходимо максимально быстро сформировать напряжение, соответствующее реальной частоте вращения ротора ЭД без перегрузки по току, задача усложняется тем, что продолжается свободный выбег агрегата. Оптимальным решением для данной задачи является использование быстродействующего ПИД-регулятора по темпу формирования напряжения постоянной частоты с обратной связью по выходному току ПЧ.

Процесс «самоподхвата» агрегата автоматизированным ЭП (см. рис. 5, где ω – частота статора; I_u – выходной фазный ток ПЧ; U_{uv} – выходное линейное напряжение ПЧ; U_{dc} – напряжение в звене постоянного тока АИН ПЧ)

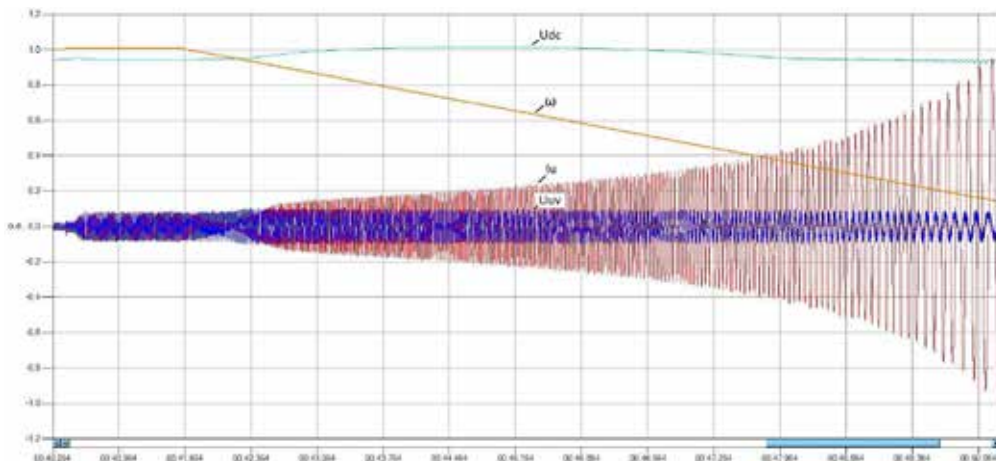


Рис. 4. Определение частоты вращения ротора ЭД по току

при отсутствии ЭДС электродвигателя, находящегося в свободном выбеге, протекает за несколько секунд при отсутствии бросков тока в начальный момент времени и при завершении этапа удержания скорости автоматически переходит в режим регулирования скорости на заданном уровне.

Предложенный способ использования метода поиска частоты вращения асинхронного ЭП, реализованный в ПЧ серии ЭСН, позволяет повысить надежность работы автоматизированного ЭП, значительно сокращая количество отказов и простоя оборудования в условиях длительных провалов или пропажах силового напряжения, а также упрощает управление технологическим процессом без участия систем автоматизации и обслуживающего персонала.

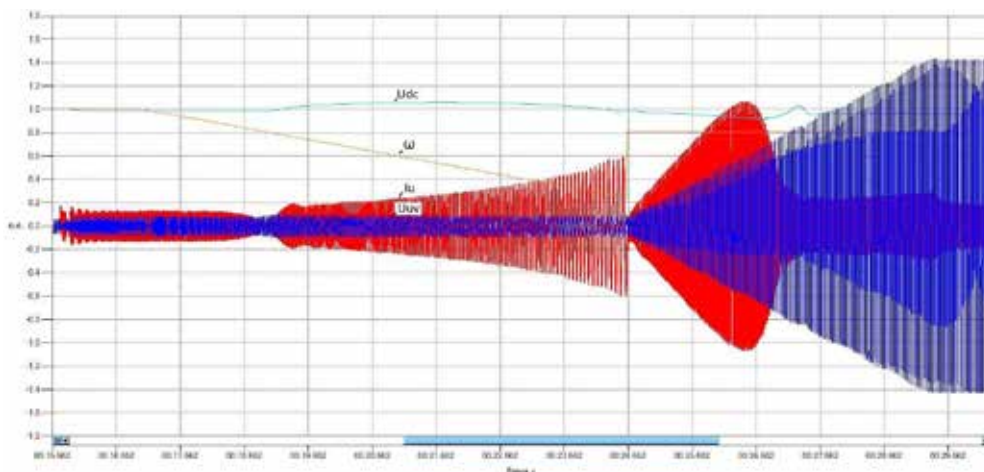


Рис. 5. Самоподхват ЭД

Сведения об авторах



Митюков Павел Владимирович

Окончил в 2006 году электротехнический факультет Чувашского государственного университета имени И.Н. Ульянова, г. Чебоксары. Магистр техники и технологии, ведущий инженер-программист отдела электропривода ООО НПП «ЭКРА».



Чубуков Константин Александрович

Окончил в 2005 году электротехнический факультет Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова, г. Чебоксары. В 2010 году в ЧГУ имени И.Н. Ульянова защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование и разработка вариантов широтно-импульсной модуляции в трехфазных автономных инверторах напряжения с двигательной нагрузкой». Кандидат технических наук, старший научный сотрудник отдела электропривода ООО НПП «ЭКРА».

УДК 621.372.632

Иванчин И.И.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ПО МНОГОУРОВНЕВОЙ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЕ ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Аннотация: в статье дан обзор существующей наиболее распространенной схемы преобразователя частоты среднего напряжения и отмечены его недостатки. Предложена альтернативная силовая схема преобразователя и отмечены особенности её работы. Приведены результаты математического моделирования формирования напряжения на выходе предложенного преобразователя частоты.

Ключевые слова: преобразователь частоты среднего напряжения, многообмоточный трансформатор, алгоритм формирования коммутационной функции, поддержка уровня напряжения конденсатора.

Ivanchin I.I.

MULTILEVEL MODULAR FREQUENCY CONVERTER FOR AUTOMATED ELECTRIC DRIVE

Abstract: the article gives an overview of the current, the most common scheme of medium voltage frequency converter and noted his shortcomings. An alternative power converter circuit is proposed and marked features of her work. The results of mathematical modeling the voltage forming at the output of the proposed frequency converter are shown.

Keywords: medium voltage frequency converter, multi-winding transformer, algorithm for the formation of a switching function, capacitor voltage balancing.

Применяемые в настоящее время преобразователи частоты для автоматизированного электропривода на среднее напряжение в своей массе построены по многоуровневой схеме с H-мостами (рис. 1). Преимуществом подобных схем является их простота и надежность. H-мост представляет собой отдельный преобразователь, состоящий из выпрямителя, звена постоянного тока и однофазного инвертора. Особенности схемотехники и управления таким преобразователем давно изучены. H-мосты в составе высоковольтного преобразователя являются полностью взаимозаменяемыми. В случае выхода из строя H-моста его можно шунтировать и продолжить работу преобразователя без останова. Замена H-моста не занимает большого промежутка времени. Питание выпрямителей H-мостов гальванически изолировано, и во время работы они практически не влияют друг на друга.

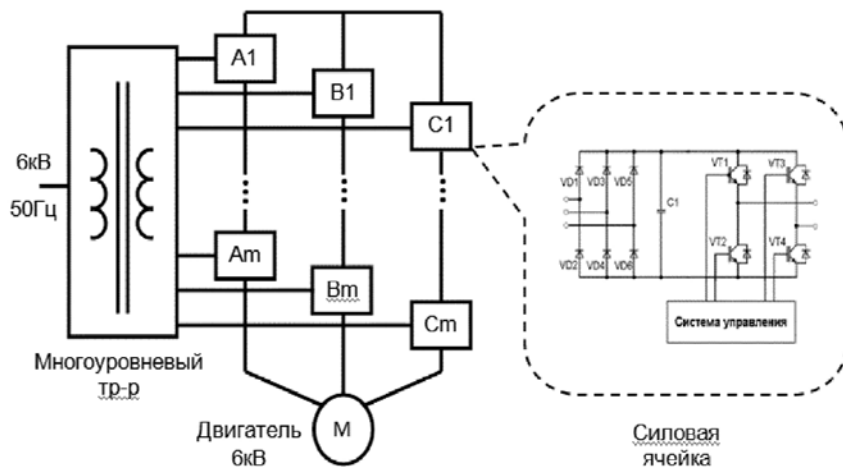


Рис. 1. Классические высоковольтные многоуровневые ПЧ

Однако именно необходимость изолированного питания и обуславливает недостатки этой схемы. Многообмоточный сухой трансформатор, питающий H-мосты, сложен в изготовлении. Требования к качеству потребляемого из сети тока влекут за собой необходимость сдвига по фазе с помощью нетривиальных соединений составных вторичных обмоток силового трансформатора. Это приводит к увеличению стоимости входного трансформатора. Вдобавок, многообмоточный трансформатор существенно ухудшает массогабаритные показатели преобразователя частоты и ограничивает выбор поставщиков оборудования. Дополнительные финансовые издержки связаны с необходимостью применения конденсаторов звена постоянного тока в H-мостах с завышенной емкостью. Происходит это из-за невозможности перераспределения реактивной энергии электродвигателя между фазами инвертора, как это бывает, к примеру, в стандартных инверторах по схеме Ларионова.

Одним из способов ухода от перечисленных недостатков является построение силовой части преобразователя частоты с использованием субмодульных блоков (рис. 2). Преобразователи такого рода получили название MMC (*Modular Multilevel Converter*). В зависимости от управления силовыми ключами, разность потенциалов между входом и выходом субмодульного блока либо отсутствует (блок зашунтирован при помощи ключа VT1), либо равна значению напряжения на конденсаторе C (конденсатор подключен при помощи VT2). Последовательно соединенные блоки образуют стойку фазы инвертора. Напряжение звена постоянного тока делится на множество уровней с помощью либо шунтирования блока, либо подключения конденсатора с детерминированным уровнем заряда в цепь силового тока. Перенапряжения на силовых приборах в такой схеме ограничиваются напряжением

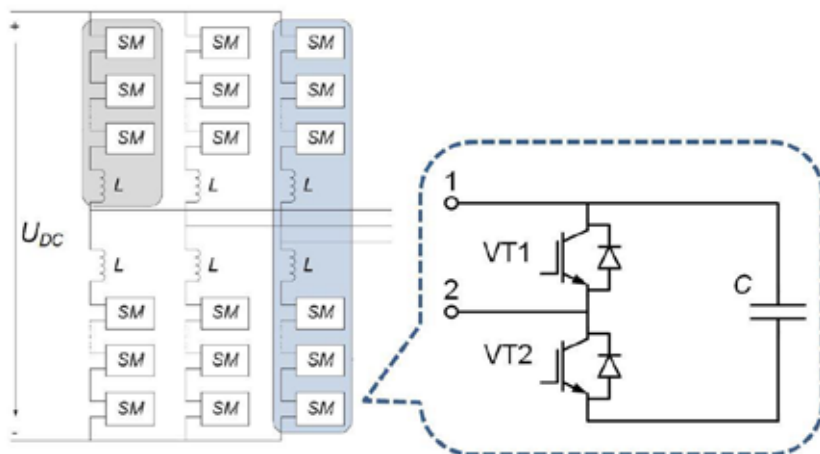


Рис. 2. ПЧ с использованием суб-модульных блоков MMC

на конденсаторах, что позволяет подбирать оптимальные по стоимости ключи необходимого класса.

Преимуществом преобразователей MMC является возможность использования общего звена постоянного тока для фаз инвертора. Это позволяет разделить задачи выпрямления напряжения переменного тока и дальнейшего инвертирования полученного напряжения постоянного тока в переменное требуемой частоты и амплитуды. Недостатком данной схемы является увеличенное количество силовых ключей, так как и верхнее, и нижнее плечо стойки фазы инвертора должны иметь возможность формировать всё множество уровней выходного напряжения. В плечо стойки также необходимо добавить последовательно индуктивность L , которая ограничит броски тока от неравномерного уровня напряжения конденсаторов в отдельных суб-модулях.

Рассмотрим особенности управления силовыми ключами многоуровневого модульного преобразователя. Всего существует четыре возможных варианта состояния суб-модуля:

1. Включен только транзисторный модуль VT1 – суб-модуль зашунтирован, разность потенциалов на выводе 1 и выводе 2 определяется падением напряжения на транзисторе либо диоде в открытом состоянии, которым, в данном случае, можно пренебречь и принять $\Delta U = U_1 - U_2 = 0$.

2. Включен только транзисторный модуль VT2 – силовой ток протекает через конденсатор C , разность потенциалов на выводе 1 и выводе 2 определяется значением напряжения на конденсаторе и равно $\Delta U = U_1 - U_2 = U_C$.

3. Оба транзисторных модуля выключены – разность потенциалов будет определяться направлением протекания тока:

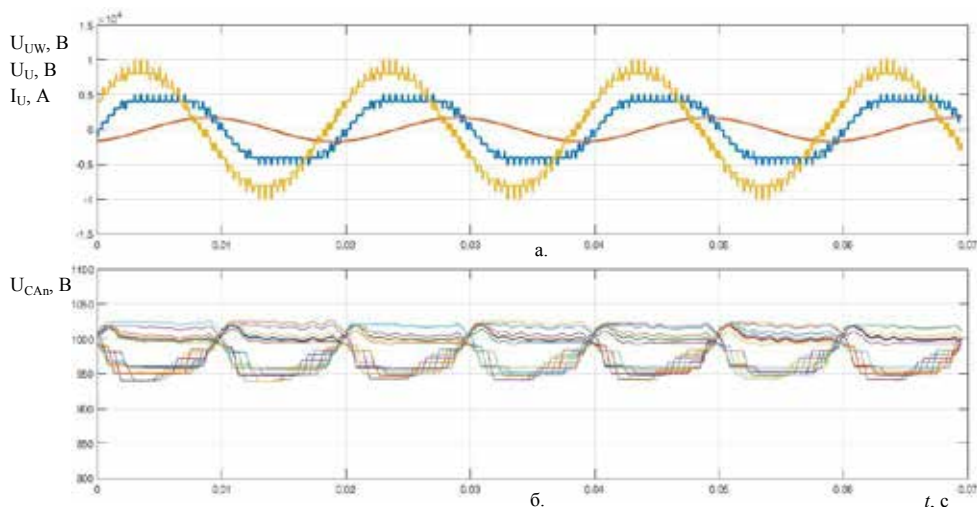


Рис. 3. Результаты моделирования:

- а. линейное напряжение, фазное напряжение и ток на выходе инвертора;
 б. колебания напряжения на 20-ти конденсаторах одной фазы инвертора

а. при направлении тока от вывода 2 к выводу 1 открыт обратный диод VT1 и $\Delta U = 0$;

б. при направлении тока от вывода 1 к выводу 2 открыт обратный диод VT2 и $\Delta U = U_1 - U = U_C$.

4. Открытие обоих транзисторных модулей, кроме шунтирования суб-модуля, приводит к шунтированию конденсатора C , что может стать причиной броска тока и при наличии силового напряжения является запрещенным состоянием.

Для достижения равномерного распределения потерь в ключах необходимо поддерживать равенство напряжения в конденсаторах суб-модулей. Таким образом, в первом приближении, оптимальный выбор коммутационной функции при вычисленном необходимом уровне напряжения на выходе инвертора будет определяться требованием поддержания напряжения на конденсаторах, равном:

$$U_C = \frac{U_{DC}}{N}, \quad (1)$$

где U_C – напряжение конденсатора суб-модуля; U_{DC} – напряжение звена постоянного тока; N – количество суб-модулей в плече стойки инвертора.

Однако на практике алгоритм формирования коммутационной функции сводится к выбору из двух вариантов. В зависимости от направления протекания тока на выходе фазы инвертора и уровне напряжения на конденсаторе C принимается решение о шунтировании суб-модуля (вариант 1, включен

только VT1) или о подключении конденсатора суб-модуля (вариант 2, включен только VT2) для коррекции уровня напряжения на нём. При положительном направлении тока (от инвертора в нагрузку) в верхнем плече стойки фазы инвертора по варианту 2 подключаются суб-модули с наименьшими значениями уровня напряжения на конденсаторах (происходит их заряд), в нижнем плече с наибольшими значениями уровня напряжения (конденсаторы разряжаются). В случае отрицательного тока в верхнем плече стойки фазы инвертора подключаются по варианту 2 суб-модули с наибольшими значениями уровня напряжения на конденсаторах, в нижнем плече с наименьшими значениями уровня напряжения. Предложенный алгоритм обладает свойством автоматического выравнивания напряжения на конденсаторах C соответственно выражению (1).

Для облегчения вычислений по предложенному алгоритму нужно отсортировать суб-модули по уровню напряжения их конденсаторов. При большом количестве суб-модулей наиболее оптимально алгоритмы сортировок ложатся на структуры программируемых логических матриц (FPGA), в которых возможна параллельная реализация сортировки.

Математическое моделирование показало работоспособность алгоритма. Модель преобразователя по структуре ММС настроена на формирование напряжения 6 кВ и выдачи мощности 1 МВт. Результаты моделирования в виде графиков представлены на рис. 3.

Таким образом, можно отметить, что предложенный преобразователь частоты обладает следующими преимуществами:

1. Масштабируемостью. В зависимости от количества суб-модулей можно увеличить напряжение звена постоянного тока, что ведёт к увеличению максимальной амплитуды входного и выходного напряжения. Перенапряжения на транзисторных модулях всегда ограничены уровнем напряжения на конденсаторах C .

2. Простотой реализации формирования коммутационной функции на микросхемах FPGA.

3. Автоматическим поддержанием уровня напряжения на конденсаторах C соответственно выражению (1).

Сведения об авторе



Иванчин Иван Иванович

Окончил электротехнический факультет Чувашского государственного университета имени И.Н. Ульянова, г. Чебоксары, в 2004 г. Магистр техники и технологии, ведущий инженер отдела электропривода ООО НПП «ЭКРА».

УДК 621.311.6: 621.314.024

Быков К.В., Лазарева Н.М., Малышев Д.Г., Павлов Ю.В., Яров В.М.

ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО НА ОСНОВЕ LLC-КОНВЕРТОРА С ФАЗОИМПУЛЬСНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Аннотация: в статье рассмотрены режимы работы мостового LLC-конвертора. Приведены результаты Simulink-моделирования LLC-конвертора с фазоимпульсным управлением. Установлено влияние компонентов резонансной цепи на статические и динамические характеристики конвертора.

Ключевые слова: выпрямительное устройство, LLC-конвертор, фазоимпульсное управление.

Bykov K.V., Lazareva N.M., Malyshev D.G., Pavlov Yu.V., Yarov V.M.

RECTIFYING DEVICES BASED

LLC CONVERTERS WITH PULSE POSITION CONTROLLED

Abstract: the article describes the operating modes of the bridge LLC-converter. The results of the Simulink simulation-LLC-converter with phase-impulse control. The influence of the resonant circuit components on static and dynamic characteristics of the converter.

Keywords: rectifier, LLC-converter, pulse position control.

Выпрямительные устройства со звеном повышенной частоты (рис. 1, а) обладают существенными преимуществами по сравнению с управляемыми выпрямителями: более высокий КПД, меньшие масса и габариты, уменьшенное влияние на питающую сеть.

Входной выпрямитель В1 совмещается с корректором коэффициента мощности (ККМ). Постоянное напряжение инвертором И преобразуется в переменное повышенной частоты, а трансформатор TV обеспечивает гальваническую развязку и требуемое выходное напряжение. Выпрямитель В2 преобразует переменное напряжение в постоянное. Фильтры Ф2 и Ф3 снижают пульсации выпрямленного напряжения, а радиофильтр Ф1 снижает уровень высокочастотных помех. Системы управления СУ1 и СУ2 обеспечивают требуемый режим работы выпрямителя.

Если внешняя характеристика выпрямительного устройства будет иметь вид, показанный на рис. 1, б, то он может быть использован не только для питания потребителей постоянного тока, но и для заряда или подзаряда аккумуляторных батарей.

С ростом частоты в инверторе увеличиваются динамические потери, поэтому становится актуальным использование резонансных режимов работы,

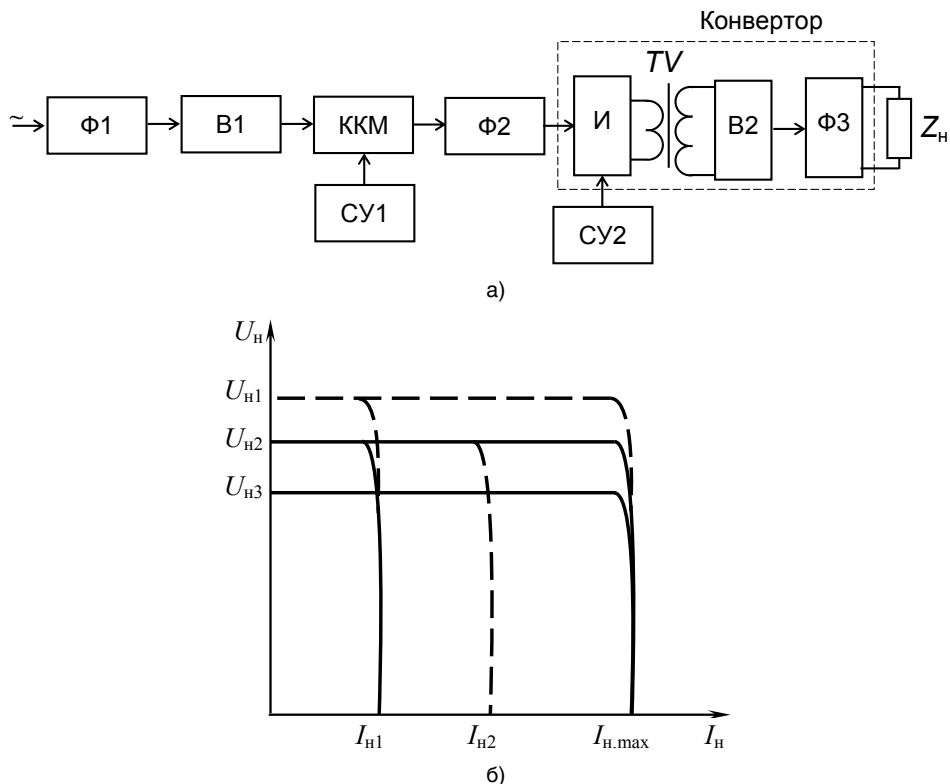


Рис. 1. Выпрямительное устройство: а) структурная схема; б) выходная характеристика

при которых переключение транзисторов происходит при нуле тока (ПНТ) и/или при нуле напряжения (ПНН). Из резонансных топологий в настоящее время наиболее перспективными являются LLC-преобразователи, в которых транзисторы включаются при нуле напряжения и тока. Аббревиатура LLC означает, что в преобразователе для переключения транзисторов используются два индуктивных компонента и один емкостный.

В литературе для LLC-конверторов обычно предлагается частотное регулирование [1-3]. В результате изменяется спектр высших гармоник в потребляемом токе, что затрудняет их фильтрацию. В LLC-конверторе (рис. 2) возможно и фазоимпульсное регулирование при постоянной частоте, что позволяет повысить электромагнитную совместимость с питающей сетью [3].

На временных диаграммах конвертора с фазоимпульсным управлением (рис. 3) можно выделить три интервала.

Интервал 1 $[t_0, t_1]$ (рис. 4, а). До момента t_0 VT_1 , VT_4 и VD_5 находятся в открытом состоянии, энергия сбрасывается в нагрузку и LLC-резонансный контур из входного источника постоянного напряжения U_d . В момент t_0 ведущий ключ

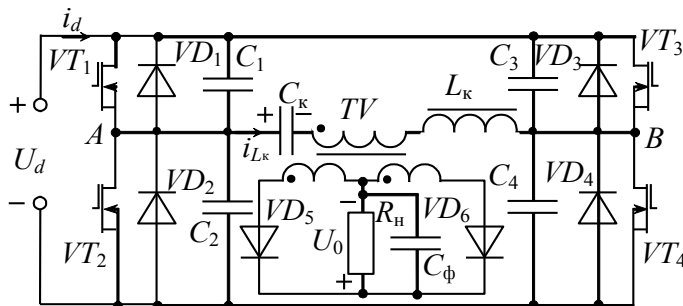


Рис. 2. Мостовой LLC-резонансный конвертор с фазовым управлением

VT_1 выключается, ток i_1 резонансной индуктивности заряжает конденсатор C_1 и разряжает C_2 , поэтому напряжение точки А быстро переходит в ноль, диод VD_2 продолжает проводить, ток резонансной индуктивности больше тока намагничивания трансформатора, и энергия переходит в нагрузку из резонансного контура. Интервал закончится в момент t_1 , когда ток резонансной индуктивности станет равен току намагничивания. На протяжении всего интервала VD_2 ,

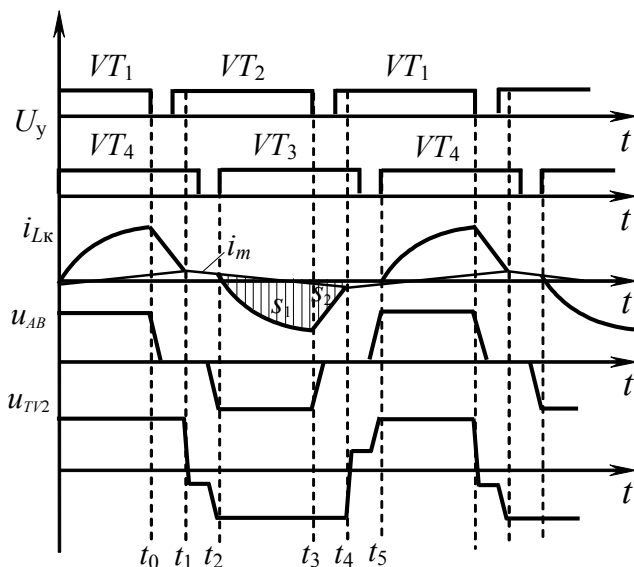
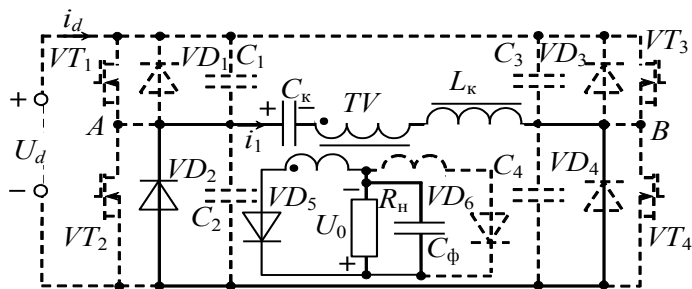
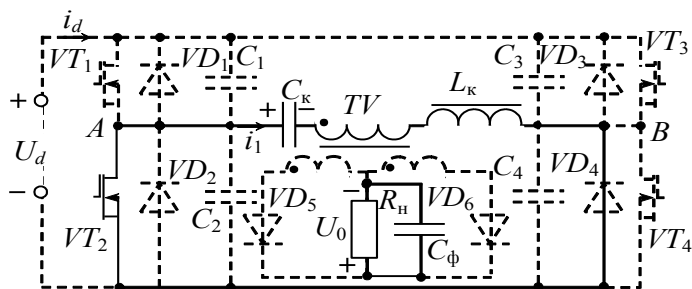


Рис. 3. Диаграммы основных процессов в мостовом LLC-резонансном конверторе с фазовым управлением:

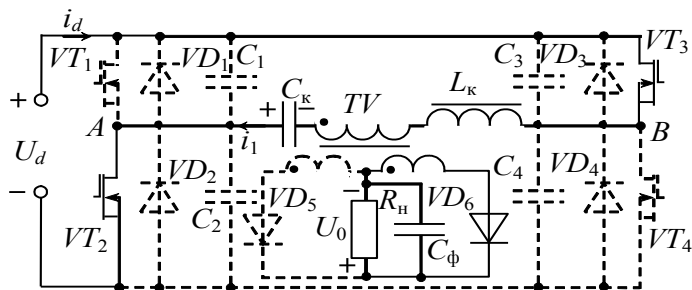
- U_0 – управляющие импульсы на ключах;
- I_{Lk} – ток резонансной индуктивности;
- i_m – ток намагничивания; u_{AB} – напряжение первичной обмотки между А и В;
- u_{TV2} – напряжение вторичной обмотки трансформатора



а)



б)



в)

Рис. 4. Эквивалентные схемы интервалов переключения: а) $[t_0, t_1]$; б) $[t_1, t_2]$; в) $[t_2, t_3]$

VT_4 и VD_5 находятся в проводящем состоянии, вторичная обмотка трансформатора подключена к выходу U_0 , поэтому индуктивность намагничивания L_m не участвует в резонансе, в резонансе работают L_k и C_k . Этот интервал можно представить упрощенной схемой, представленной на рис. 5, а, и уравнениями

$$u_{C_k}(t) = (U_{C_k}(t_1) + K_T U_0) \cos \beta(t - t_1) + \frac{I_m}{\beta} \sin \beta(t - t_1) - K_T U_0, \quad (1)$$

$$i_{L_k}(t) = I_m \cos \beta(t - t_1) - (U_{C_k}(t_1) + K_T U_0) \cos \beta(t - t_1), \quad (2)$$

где $\beta = 1/\sqrt{L_k C_k}$, $U_{C_k}(t_1)$ – напряжение на резонансном конденсаторе C_k в момент t_1 ; K_0 – отношение количества витков первичной обмотки ко вторичной; I_m – максимальный ток намагничивания

$$I_m = \frac{K_T U_0 \gamma}{4 L_m f_{и}}. \quad (3)$$

Интервал 2 [t_1, t_2] (рис. 4, б). В момент t_1 ток резонансной индуктивности равен току намагничивания, ток на выходе трансформатора пересекает ноль, и оба диода выходного выпрямителя VD_5 и VD_6 находятся в обратном смещении. Напряжение вторичной обмотки трансформатора меньше, чем выходное U_0 , выход отделен от трансформатора. В течение этого интервала, когда выход отделен от трансформатора, индуктивность намагничивания свободно участвует в резонансе вместе с резонансным дросселем L_k и резонансным конденсатором C_k . Поскольку значение L_m достаточно велико, ток i_{L_k} резонансной индуктивности сохраняет свое значение и заряжает C_k . Напряжение на C_k возрастает линейно. Этот интервал продолжается до тех пор, пока в момент t_2 не включится VT_3 . Упрощенная схема работы конвертора на этом интервале приведена на рис. 5, б.

Интервал 3 [t_2, t_3] (рис. 4, в). В момент t_2 включается ключ VT_3 , ток начинает течь через элементы VT_3, VT_2 и VD_6 , энергия от входного источника постоянного напряжения U_d передается в нагрузку и резонансный контур. Вторичная обмотка трансформатора соединена с выходом, поскольку индуктивность намагничивания не участвует в резонансе. Резонансный процесс осуществляется резонансными индуктивностью и конденсатором. В момент t_3 выключается ключ VT_2 , интервал заканчивается. Работа конвертора на

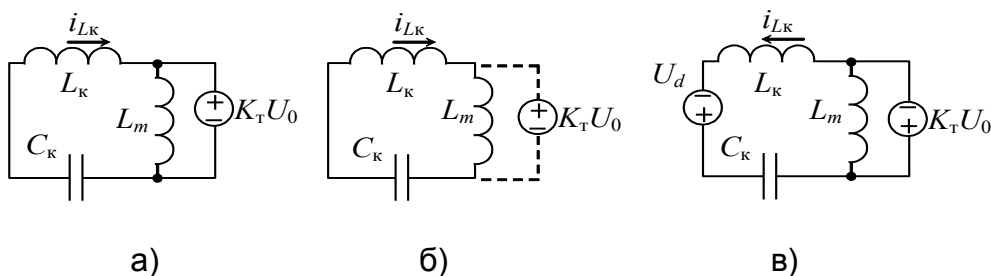


Рис. 5. Более упрощенные эквивалентные схемы интервалов переключения

интервале может быть описана схемой рис. 5, в и уравнениями

$$u_{C_k}(t) = (U_{C_k}(t_2) + K_T U_0 - U_d) \cos \beta(t - t_2) + \frac{I_m}{\beta} \sin \beta(t - t_2) + U_d - K_T U_0, \quad (4)$$

$$i_{L_k}(t) = I_m \cos \beta(t - t_2) - (U_{C_k}(t_2) - U_d + K_T U_0) \sin \beta(t - t_2), \quad (5)$$

где $U_{C_k}(t_2)$ – напряжение на резонансном конденсаторе C_k в момент t_2 .

На интервале $[t_3, t_4]$ ток i_{L_k} продолжает протекать в прежнем направлении через транзистор VT_3 и диод VD_1 . При этом конденсатор C_2 заряжается, а конденсатор C_1 разряжается, поэтому напряжение точки В быстро снижается до нуля. Энергия, накопленная в индуктивности рассеяния трансформатора, переходит в нагрузку. Интервал заканчивается в момент t_4 , когда ток резонансной индуктивности становится равным току намагничивания. Ток вторичной обмотки становится равным нулю, и оба диода выходного выпрямителя VD_5 и VD_6 запираются. Напряжение вторичной обмотки трансформатора меньше, чем выходное U_0 , выход отделен от трансформатора.

На интервале $[t_4, t_5]$ нагрузка отключена от трансформатора, ток намагничивания практически сохраняет свое значение, так как L_m достаточно велико и заряжает конденсатор C_k . Напряжение на C_k возрастает линейно. Этот интервал заканчивается, когда включается транзистор VT_1 . Далее процессы повторяются.

Изменением длительности включенного состояния транзисторов VT_1, VT_2 регулируется выходное напряжение конвертора, при этом частота работы транзисторов остается неизменной.

Режим включения при нуле напряжения транзисторов VT_1, VT_2 обеспечивается за счет того, что напряжение перед включением равно падению напряжения на обратных диодах VD_1, VD_2 . Для обеспечения режима ПНН для транзисторов VT_3, VT_4 необходимо обеспечить перезаряд конденсаторов C_1, \dots, C_4 сток-исток транзисторов до нуля энергией, запасенной в резонансной индуктивности L_k и индуктивности намагничивания L_m . Степень перезаряда емкости перехода транзисторов определяется значением тока резонансной индуктивности. Ток в момент включения VT_2 больше, чем в момент включения VT_3 , поэтому VT_2 проще достичь ПНН, чем VT_3 . Ток, проводимый транзистором, равен I_m . После того, как VT_3 включится, энергия индуктивностей L_k и L_m перезарядит емкость транзистора VT_3 и зарядит емкость транзистора VT_4 . Ток перезаряда равен I_m .

Условие для разряда емкости транзистора VT_3 до нуля и заряда емкости транзистора VT_4 до входного напряжения U_d :

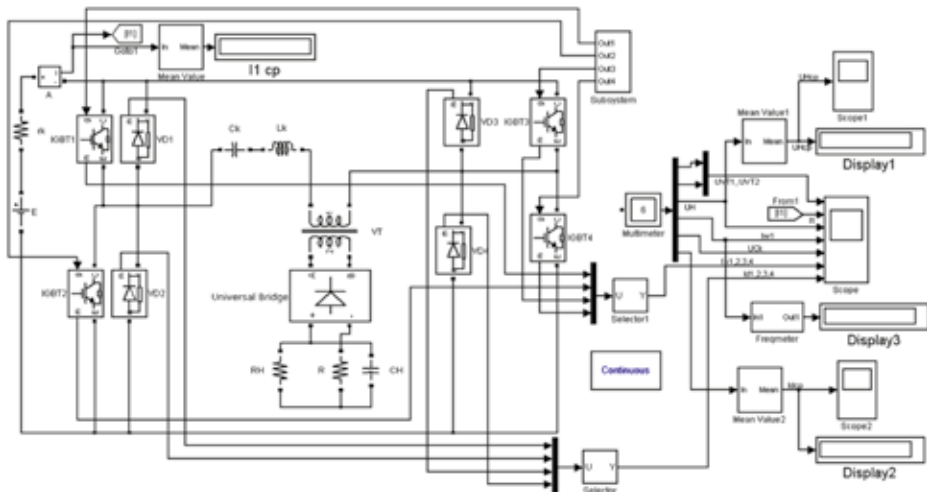


Рис. 6. Simulink-модель мостового LLC-конвертора

$$\frac{1}{2}(L_k + L_m)I_m^2 \geq \frac{1}{2}C_2U_d^2 + \frac{1}{2}C_4U_d^2. \quad (6)$$

Подставив (3) в (6), получаем

$$\frac{1}{2}(L_k + L_m) \left(\frac{K_T U_0 \gamma}{4L_m f_n} \right)^2 \geq C_{си} U_d^2, \quad (7)$$

где $C_{си}$ – емкость сток-исток транзисторов.

Коэффициент заполнения на вторичной стороне будет увеличиваться вместе с увеличением выходной нагрузки. Из формулы (7) хорошо видно, что легче достигнуть ПНН при большой нагрузке, чем при малой. Диапазон работы в режиме ПНН может быть установлен, следуя формуле (7).

Выбор параметров силовой части не зависит от способа управления, так как при максимальном напряжении нагрузки и минимальном входном напряжении длительность тока транзисторов должна быть близка к половине периода частоты управления, и коэффициент трансформации трансформатора должен выбираться из условия

$$K_T = \frac{U_{d\min}}{U_{н.\max}}$$

Параметры коммутирующих элементов L_k и C_k определяются по-разному в различных методиках расчета. Так, в [1] рекомендуется задавать минимальное значение коэффициента m , определяющего соотношение между индуктивностью намагничивания трансформатора L_m и индуктивностью L_k ,

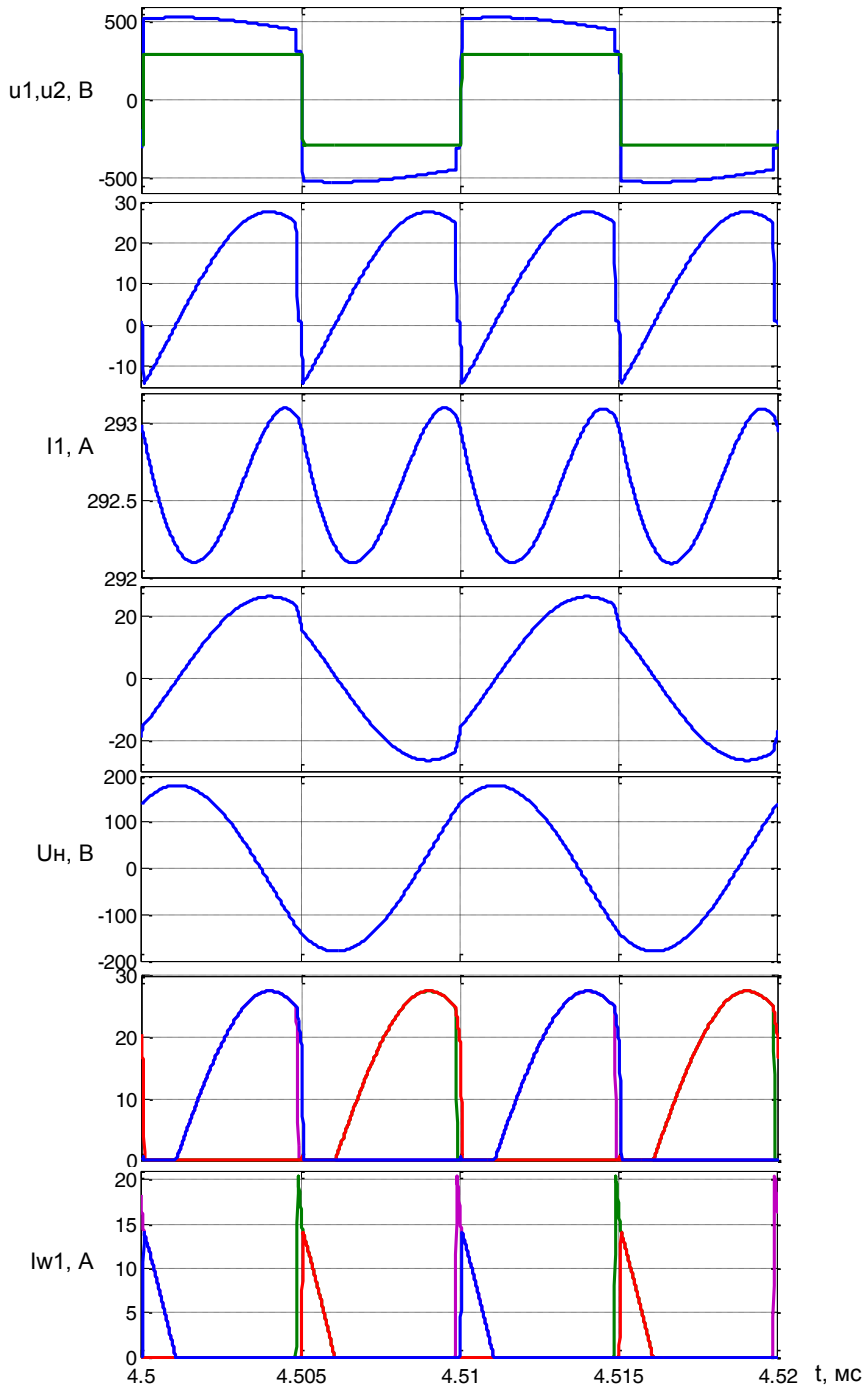


Рис. 7. Временные диаграммы токов и напряжений в конверторе для $L_k = 11 \text{ мкГн}$ и $C_k = 230 \text{ нФ}$

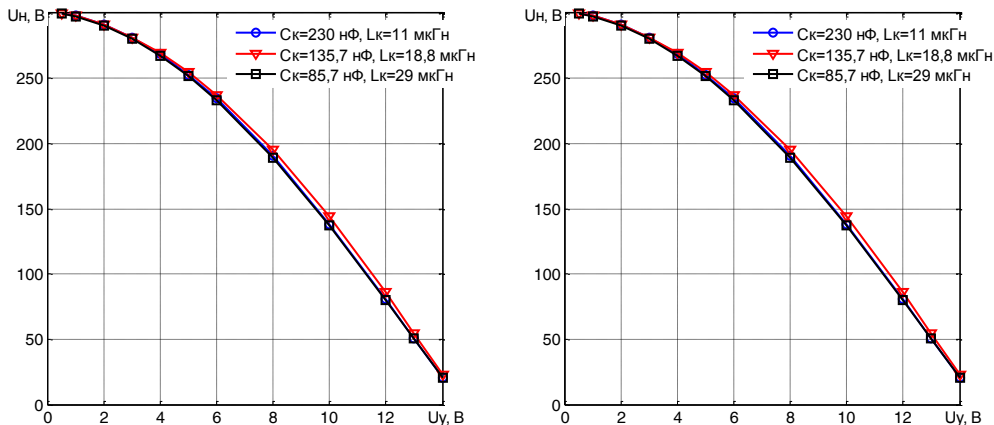


Рис. 8. Регулировочные характеристики LLC-конвертора для различных значений L_k и C_k

в диапазоне от 3 до 10, а в [3] для первого приближения рекомендуется взять $m = 5$. Получаемые при расчетах значения добротности Q могут сильно различаться, и, как следствие, будут различаться и напряжения на L_k и C_k . По этой причине целесообразно после расчета параметров силовых компонентов выполнить поверочное моделирование, например, в Simulink Matlab [4].

На рис. 6 приведена Simulink-модель мостового LLC-конвертора. Временные диаграммы токов и напряжений в конверторе для $L_k=11\text{мкГн}$ и $C_k = 230\text{нФ}$ представлены на рис. 7.

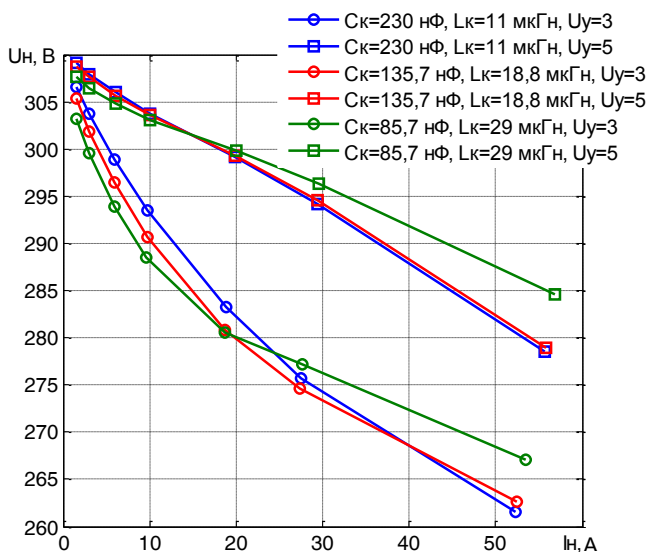


Рис. 9. Нагрузочные характеристики конвертора

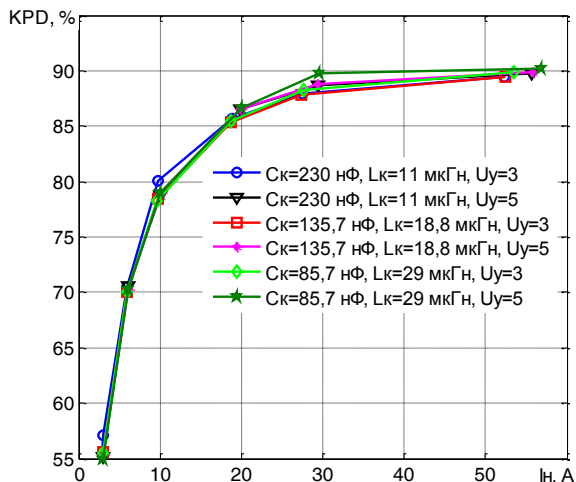


Рис. 10. Зависимости КПД от тока нагрузки конвертора

При таких параметрах резонансного контура амплитуда напряжения на коммутирующем конденсаторе C_k равна 200 В. При установке $L_k=29,06$ мкГн и $C_k=85,66$ нФ добротность Q возрастает, до 500 В увеличивается и амплитуда напряжения на C_k . Если же установить $L_k=18,8$ мкГн и $C_k=135$ нФ, то амплитуда напряжения на конденсаторе будет равна 300 В.

Сравнение результатов моделирования и предварительного расчета для $L_k=11$ мкГн и $C_k=230$ нФ, представленное в табл. 1, свидетельствует о достоверности методики, приведенной в [3]. Основная причина расхождения результатов предварительного расчета и моделирования заключается в том, что при расчете не учитываются потери в трансформаторе, дросселе L_k и конденсаторе C_k .

Табл. 1

Сравнение результатов моделирования и предварительного расчета

Параметр	Результат	
	Предварительный расчет	Моделирование
Ток, потребляемый от источника питания, А	16,3	16,64
Амплитуда тока транзистора, А	26,06	26,5
КПД, %	92	86,28
Максимальное напряжение на C_k , В	169,5	200
Амплитудное значение тока I_1	26,06	26,5
Среднее значение тока транзистора	8,15	8,32

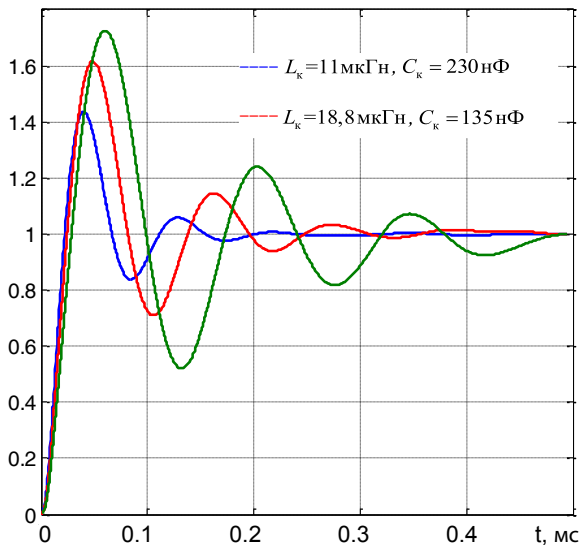


Рис. 11. Кривые разгона напряжения нагрузки для разных значений параметров резонансного контура

Регулировочные характеристики конвертора для различных значений L_k и C_k приведены на рис. 8. Нагрузочные характеристики приведены на рис. 9, а зависимости КПД от тока нагрузки – на рис. 10. Как следует из графиков на рис. 8, ..., рис. 10, статические характеристики конвертора практически не зависят от значений L_k и C_k .

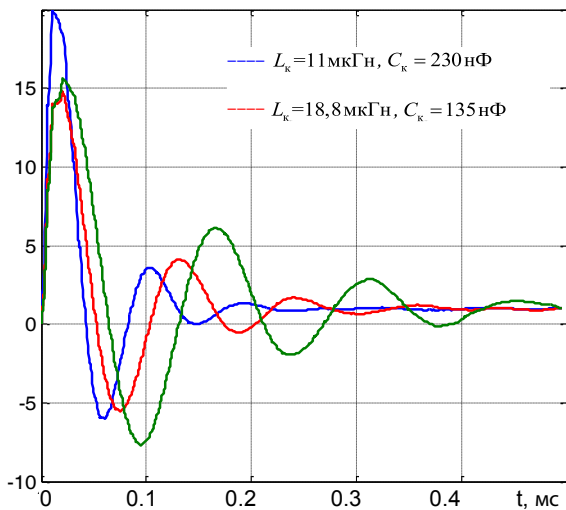


Рис. 12. Кривые разгона выпрямленного тока для разных значений параметров резонансного контура

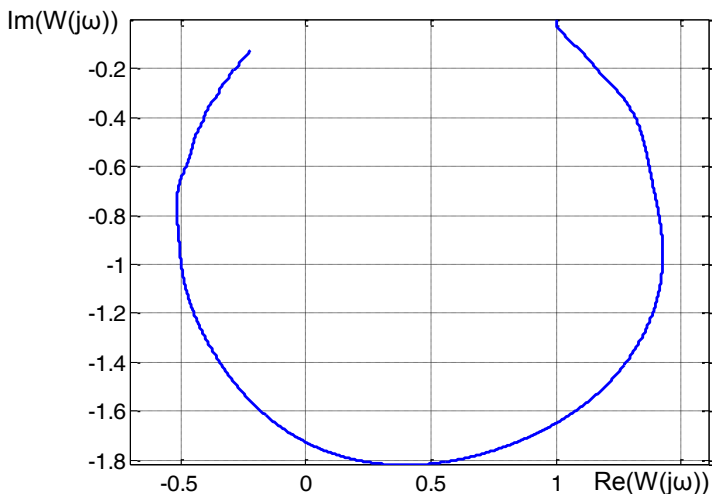


Рис. 13. АФЧХ конвертора по напряжению нагрузки

Параметры L_k и C_k оказывают влияние на динамические характеристики конвертора. Об этом свидетельствуют кривые разгона напряжения нагрузки (рис. 11) и выпрямленного тока I_d (рис. 12) LLC-конвертора.

Для варианта коммутирующего контура с параметрами $L_k = 11 \text{ мкГн}$ и $C_k = 230 \text{ нФ}$ по нормированной кривой разгона (синяя кривая на рис. 11) построены нормированные частотные характеристики [5, 6]: АФЧХ (рис. 13), ЛАЧХ и ЛФЧХ (рис. 14).

Из рис. 11 и частотных характеристик можно сделать вывод о том, что в системе стабилизации напряжения нагрузки LLC-конвертор может быть представлен колебательным звеном.

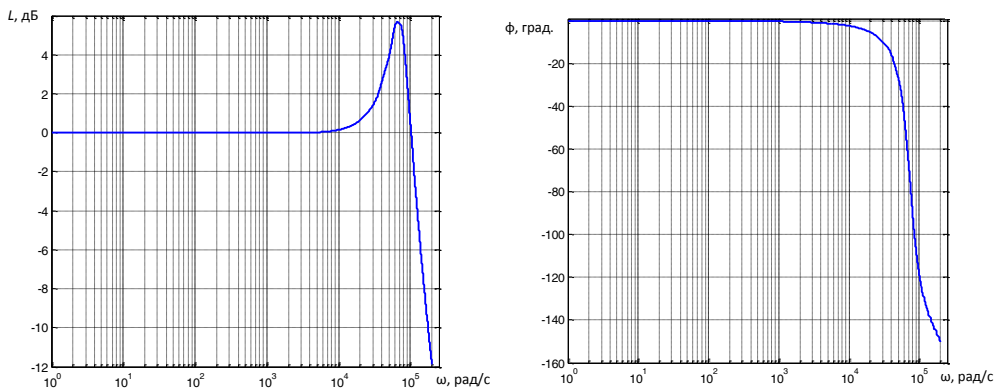


Рис. 14. Логарифмические частотные характеристики конвертора по напряжению нагрузки

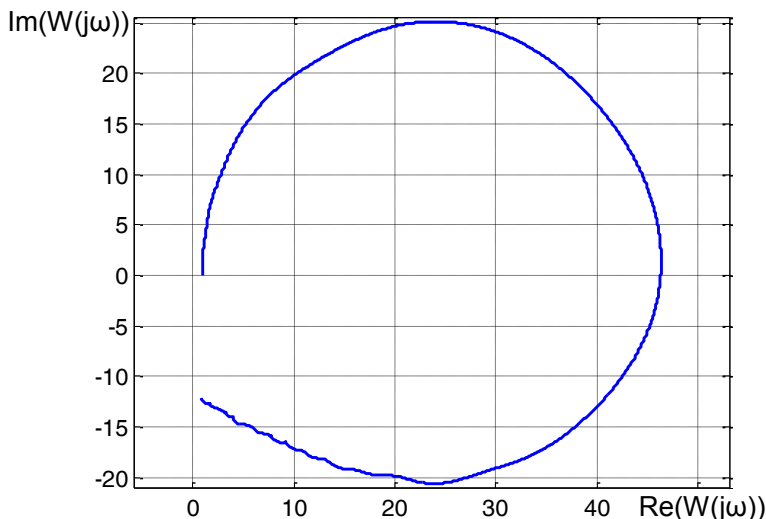


Рис. 15. АФЧХ конвертора по выпрямленному току

АФЧХ конвертора по выпрямленному току, построенная по кривой разгона, для коммутирующего контура с параметрами $L_{\kappa}=11\text{мкГн}$ и $C_{\kappa}=230\text{нФ}$ представлена на рис. 15. Анализируя частотную характеристику, можно предположить, что в системе стабилизации тока I_d LLC-конвертор может быть представлен последовательным соединением реального форсирующего и колебательного звеньев.

Частотные характеристики могут быть использованы для синтеза параметров регуляторов электрического режима LLC-конвертора.

При частотно-импульсном управлении регулирование выходных параметров конвертора осуществляется изменением частоты, поэтому трансформатор необходимо рассчитывать на минимальную частоту, соответствующую максимальному выходному напряжению. Минимальному выходному напряжению соответствует максимальная частота управления конвертором. Поэтому в системе управления должны быть ограничения максимального и минимального значения частоты управления. Еще раз подчеркнем, что при фазоимпульсном регулировании частота управления остается постоянной.

Данные, приведенные в табл. 2, показывают, что LLC-конвертор с фазоимпульсным управлением не уступает по КПД конвертору с частотно-импульсным управлением.

Табл. 2

Сравнение способов регулирования LLC-конвертором

Способ управления	Напряжение нагрузки, В	Частота управления, кГц	КПД, %
Фазоимпульсный	297,7	100	84,2
	219,9	100	78,1
Частотно-импульсный	300,1	87,6	83,8
	220	139,5	77,16

Литература:

1. Malesani L., Mattavelli P., Rossetto L. and oth. Electronic Welder With High-Frequency Resonant Inverter. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, № 2, March/April, 1995.
2. Панфилов Д.И., Сафанюк В.С., Каратыгин С.Г. и др. Проектирование резонансных источников питания с частотным и фазовым регулированием // Электротехника. – 1993. – № 11. – С. 14-21.
3. Новиков Ю., Соломатин М. Разработка полумостового резонансного преобразователя на основе IRS2795 // Электронные компоненты. – 2011. – № 3. – С. 103-111.
4. Лазарева Н.М., Яров В.М. Компьютерное моделирование резонансных инверторов. – Чебоксары: изд-во Чуваш. ун-та, 2011. – 489 с.
5. Шаварин Н.И., Лазарева Н.М., Яров В.М. Определение передаточной функции LLC-конвертора по кривой разгона / Динамика нелинейных дискретных электротехнических и электронных систем: материалы 11-й Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары: изд-во Чуваш. ун-та, 2015. – С. 90-100.
6. Шаварин Н.И., Лазарева Н.М., Яров В.М. Двухфазный повышающий конвертор как звено системы автоматического управления // Силовая электроника. – 2015. – № 3. – С. 40-46.

Сведения об авторах



Быков Константин Владимирович

Окончил в 1999 году ЧГУ им. И.Н. Ульянова. Заместитель заведующего отделом НКУ ООО НПП «ЭКРА».



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.



Мальшев Дмитрий Геннадьевич

Окончил в 2010 году Чувашский государственный университет по специальности «Промышленная электроника». Инженер второй категории отдела низковольтных комплектных устройств ООО НПП «ЭКРА».



Павлов Юрий Валерьянович

Окончил в 1992 году электротехнический факультет ЧГУ им. И.Н. Ульянова. Руководитель группы низковольтных комплектных устройств ООО НПП «ЭКРА».



Яров Виктор Михайлович

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

УДК 621.311: 621.317

Быков К.В., Галкин И.А., Лопатин А.А.

РАЗРАБОТКИ ООО НПП «ЭКРА» В ОБЛАСТИ КОНТРОЛЯ ИЗОЛЯЦИИ В СЕТИ ОПЕРАТИВНОГО ПОСТОЯННОГО ТОКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТАНЦИЙ И ПОДСТАНЦИЙ

Аннотация: в статье рассмотрена взаимосвязь возможности ложного срабатывания устройств релейной защиты и автоматики от построения системы контроля изоляции. Предложена автоматическая система контроля сопротивлений изоляции в сети оперативного постоянного тока ЭКРА-СКИ, переносное устройство поиска фидеров с замыканием на землю ЭКРА-ПКИ и реле контроля изоляции РКИЭ.

Ключевые слова: сеть оперативного постоянного тока, система контроля сопротивления изоляции.

Bykov K.V., Galkin I.A., Lopatin A.A.

INSULATION CONTROL IN CONTROL DIRECT-CURRENT CIRCUITS FOR ELECTRIC STATIONS AND SUBSTATIONS

Abstract: in the article the relation between the opportunity of false positives of relay protection devices and automatics from the construction of the insulation check system is discussed. The automatic insulation resistance check system in a control DC network and portable feeder-search earth-fault devices (relays) are proposed.

Keywords: control DC network, insulation resistance check system.

Надежность сети оперативного постоянного тока (СОПТ) зависит от множества факторов и технических решений, в том числе от принципов построения системы контроля изоляции. Традиционная мостовая схема контроля сопротивления изоляции СОПТ, основанная на использовании трех последовательно соединенных резисторов, один из которых выполнен в виде потенциометра и реле напряжения постоянного тока РН-51/32, не позволяет в автоматическом режиме определить сопротивление полюсов сети оперативного постоянного тока относительно «земли», а также присоединения с поврежденной изоляцией [1].

Для контроля эквивалентного сопротивления изоляции сети оперативного тока с учетом сопротивлений изоляции обоих полюсов сети оперативный персонал подстанций или электростанций в начале и конце смены с помощью переключателя и потенциометра производит настройку моста в ручном режи-

ме, а затем производит вычисление эквивалентного сопротивления изоляции всей сети. Это не только трудоемко, но и не позволяет контролировать сопротивление изоляции в автоматическом режиме. Опыт показывает, что реальные случаи и симметричного ухудшения изоляции, приводящие к авариям.

Однако традиционная схема контроля сопротивления изоляции имеет ряд достоинств, например, в широком диапазоне изменения сопротивления изоляции полюсов сети оперативного тока она снижает перекося напряжений между полюсами сети и, следовательно, вероятность ложной работы устройств РЗА и ПА. При этом напряжения на полюсах сети относительно «земли» составляют примерно половину напряжения аккумуляторной батареи, т.е. 110...125 В.

Применение устройств контроля изоляции цепей газовой защиты трансформаторов в СОПТ, например, таких как «Орион-КИ», также связано с применением традиционной схемы контроля сопротивления изоляции. В случае отказа от применения в СОПТ традиционной схемы контроля сопротивления изоляции возможна ложная работа устройства «Орион-КИ» даже при хорошей изоляции кабеля, соединяющего контакты реле газовой защиты и входа «Орион-КИ». Проведенные исследования показали, что при сопротивлении изоляции кабеля, соединяющего контакты реле газовой защиты и входа «Орион-КИ» $R_{\text{каб}}$ более 1 МОм, и сопротивлении изоляции входа устройства «Орион-КИ» относительно «земли» $R_{\text{из.вх}}$ менее 900 кОм происходит ложное срабатывание «Орион-КИ» при сопротивлении положительного полюса СОПТ $R_{\text{изол+}}$ менее 100 кОм.

Проведенные исследования показывают, что в сети оперативного постоянного тока возможна ложная работа устройств РЗА и ПА без участия устройства контроля изоляции в режиме поиска поврежденного присоединения, например при замыкании положительного полюса сети на «землю» или замыкании на «землю» на участке «управляющий контакт – дискретный вход» [2]. Это происходит в случаях, когда в сети оперативного постоянного тока существует значительный перекося напряжений между полюсами сети и «землей».

Данное утверждение основывается на анализе схемы замещения СОПТ (рис. 1), где $R_{\text{д+}}$ и $R_{\text{д-}}$ – сопротивления резисторов, выполняющих функцию выравнивания напряжений полюсов сети относительно «земли», $R_{\text{изол+}}$ и $R_{\text{изол-}}$ – сопротивления изоляции, соответственно, положительного и отрицательного полюсов СОПТ относительно «земли», C_+ и C_- – емкости полюсов соответственно положительного и отрицательного полюсов СОПТ, 1 – аккумуляторная батарея; $R_{\text{вх}}$ – сопротивление обмотки реле повторителя, например газовой защиты, или дискретного входа (ДВ) микропроцессорного терминала 2; 3 – «сухие» контакты реле повторителя.

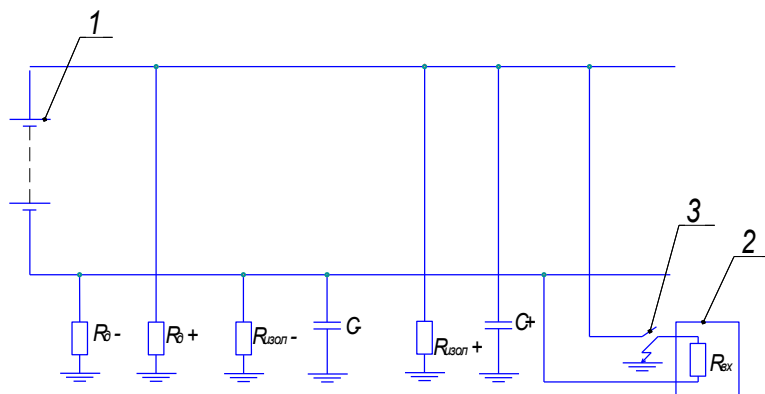


Рис. 1. Схема замещения сети оперативного постоянного тока

До замыкания на «землю» ДВ напряжение на положительном полюсе сети относительно «земли»:

$$U_+ = U_{AB} \cdot (R_{изол+} // R_{д+}) / (R_{изол+} // R_{д+} + R_{изол-} // R_{д-})$$

Напряжение на отрицательном полюсе сети относительно «земли»:

$$U_- = U_{AB} \cdot (R_{изол-} // R_{д-}) / (R_{изол+} // R_{д+} + R_{изол-} // R_{д-})$$

где U_{AB} – напряжение на аккумуляторной батарее. Чем меньше соотношение $R_{д+} / R_{изол+}$, тем меньше влияние сопротивлений изоляции на перекося напряжений на полюсах СОПТ. При напряжении на аккумуляторной батарее $U_{AB} = 1,1 \times U_n = 242$ В и сопротивлениях изоляции полюсов, например, $R_{изол+} = 100$ кОм, $R_{изол-} \geq 10$ МОм, а также сопротивлениях выравнивающих резисторов $R_{д+} = R_{д-} = 200$ кОм напряжение на положительном полюсе сети относительно «земли» $U_+ = 60$ В, напряжение на отрицательном полюсе сети относительно «земли» $U_- = 182$ В. Заметим, что сопротивление изоляции $R_{изол+} = 100$ кОм обычно не сигнализируется. При сопротивлении изоляции ДВ ≥ 1 МОм и разомкнутом ключе 3 напряжение на ДВ $U_{вх} = 0$. При замыкании на «землю» ДВ напряжение на входе в момент замыкания скачком увеличивается до значения 182 В (напряжения на отрицательном полюсе относительно «земли»), а затем с постоянной времени

$$t = 2 \cdot (C_+ + C_-) \cdot (R_{изол+} // R_{д+} // R_{изол-} // R_{д-} // R_{вх})$$

уменьшается до величины:

$$U_{вх} = U_{AB} \cdot (R_{изол} // R_{д-} // R_{вх}) / (R_{изол+} // R_{д+} + R_{изол-} // R_{д-} // R_{вх})$$

Например, при сопротивлении $R_{\text{вх}} = 50 \text{ кОм}$ напряжение на ДВ после завершения переходного процесса составит $U_{\text{вх}} = 82 \text{ В}$. При емкости сети $C = 10 \text{ мкФ}$ постоянная времени разряда составит $t = 0,5 \text{ с}$, что достаточно для ложного срабатывания ДВ. Например, через 50 мс после замыкания на «землю» ДВ напряжение на входе ДВ составит 170 В , при этом обычно максимальная задержка срабатывания составляет не более 20 мс .

Очевидно, что чем меньше величина выравнивающих резисторов, тем меньше перекося напряжений на полюсах сети при снижении сопротивления изоляции одного из полюсов, тем меньше величина напряжения на ДВ либо электромеханическом реле при замыкании его на «землю». При сопротивлении выравнивающих резисторов $R_{\text{д+}} = R_{\text{д-}} = 10 \text{ кОм}$ и тех же величинах сопротивлений изоляции и напряжении аккумуляторной батареи напряжение на ДВ в момент замыкания составит 115 В , что не приведет к ложному срабатыванию.

В ООО НПП «ЭКРА» разработан способ определения сопротивления изоляции присоединений в сети постоянного тока с изолированной нейтралью [3], основанный на измерении дифференциальных токов контролируемых присоединений и напряжений на полюсах сети относительно «земли» при двух случаях подключения резистивных элементов к каждому из полюсов сети относительно «земли». При данном способе значение полного (эквивалентного) сопротивления изоляции контролируемого присоединения определяют из выражения

$$R_{\text{из.экв}} = (U_{\text{АБ}} - U_{+} - U_{-}) / \Delta I,$$

где $\Delta I = I_{+} - I_{-}$,

I_{+} – установившийся дифференциальный ток контролируемого присоединения, вызванный подключением к положительному полюсу резистивного элемента;

I_{-} – установившийся дифференциальный ток контролируемого присоединения, вызванный подключением к отрицательному полюсу резистивного элемента;

$U_{\text{АБ}}$ – напряжение на аккумуляторной батарее;

U_{+} – напряжение на положительном полюсе при подключении к нему резистивного элемента;

U_{-} – напряжение на отрицательном полюсе при подключении к нему резистивного элемента.

На основе полученного патента в ООО НПП «ЭКРА» с 2009 года выпускается стационарная система контроля изоляции ЭКРА-СКИ. Особенностью этой системы является то, что она обеспечивает совместную работу с аналогом традиционной схемы контроля изоляции, что практически исключает



Рис. 2. Фото терминала ЭКРА-СКИ и датчиков дифференциальных токов с диаметром окна 25, 40 и 70 мм

вероятность ложной работы устройств РЗА и противоаварийной автоматики в сети оперативного постоянного тока. Величины значений сопротивлений резистивных элементов выбраны таким образом, чтобы величина амплитуды напряжения смещения нейтрали в режиме измерения сопротивлений присоединений не превышала 15 В. Величина амплитуды напряжения на поврежденном фидере в режиме измерения сопротивлений изоляции присоединения не превышает величины 130 В, что недостаточно для срабатывания дискретного входа в случае металлического замыкания его на «землю».

Система контроля изоляции ЭКРА-СКИ включает в себя терминал ЭКРА-СКИ и датчики дифференциальных токов для контроля сопротивления изоляции присоединений (рис. 2).

Информация о состоянии изоляции присоединений и сети оперативного тока в целом выводится на панель управления терминала. Одновременно на нее выводится информация об исправности датчиков дифференциальных токов, о напряжении аккумуляторной батареи, о напряжении на полюсах контролируемой сети постоянного тока относительно «земли», а также об исправности системы ЭКРА-СКИ, об исправности интерфейса, связующего датчики дифференциальных токов и терминал, об установленном режиме работы системы. Терминал ЭКРА-СКИ имеет разъем *Ethernet* для взаимодействия с АСУ ТП по протоколу ГОСТ Р МЭК 60870-5-104-2004. Кроме этого контроллер ведет архив событий, текущие значения сопротивлений и архив событий можно посмотреть на компьютере.

Для контроля сопротивления изоляции присоединений СОПТ для ЭКРА-СКИ разработаны датчики дифференциальных токов, принцип работы которых основан на смещении петли гистерезиса магнитопровода в измерительной обмотке при появлении дифференциального тока в «плюсовом» и «минусовом» проводах присоединения. Магнитопровод содержит также дополнительную тестовую обмотку, подключенную к источнику калибровочного тока, с помощью

которой производится тестирование датчика. С помощью интерфейса RS 485 датчики дифференциальных токов обмениваются сообщениями с контроллером терминала. Каждый датчик дифференциального тока имеет свой адрес (1...255), который задается с помощью переключателя. Датчик дифференциального тока с адресом 0 установлен в терминале для измерения полного дифференциального тока.

На корпусе датчика расположены светодиоды желтого и красного цветов. Зажигание светодиода желтого цвета показывает о приеме сигнала датчиком по интерфейсу RS 485. Зажигание светодиода красного цвета в режиме постоянного свечения показывает о неисправности датчика. Зажигание светодиода красного цвета в импульсном режиме показывает о снижении сопротивления изоляции присоединения ниже уставки «Предупреждение». На корпусе датчика имеются разъемы для подключения источника питания =24 В и выхода интерфейса RS 485.

Основные параметры системы контроля изоляции в сети оперативного постоянного тока ЭКРА-СКИ приведены в таблице 1.

Таблица 1

Наименование параметра	Величина
Напряжение питания терминала, В	110...245
Потребляемая мощность, Вт терминала..... датчика дифференциального тока.....	15 1
Номинальное напряжение контролируемой сети постоянного тока, В	220 _{10% 20%}
Диапазон определяемого сопротивления изоляции сети, кОм	1...1000
Максимальная емкость контролируемой сети, не более, мкФ	200
Предельное селективно-определяемое снижение сопротивления изоляции присоединения, не более, кОм	100
Погрешность определения сопротивления изоляции полюсов сети в диапазоне, %: 1...100 кОм, 100...1000 кОм	10...15 20
Число автоматически контролируемых присоединений, не более, шт	255
Количество уставок величин сопротивлений изоляций полюсов	2
Количество уставок величин сопротивлений изоляций присоединений	2
Диапазон задаваемых уставок сопротивлений изоляций, кОм	10...100
Время цикла контроля токов утечки всех отходящих присоединений, не более, с	2
Время цикла измерения сопротивлений всех присоединений, не более, с	20
Амплитуда напряжения смещения нейтрали в режиме измерения сопротивлений присоединений, не более, В	15
Максимальный диаметр окна датчика дифференциального тока, мм присоединения..... ввода.....	25...45 70

В целом с 2009 года произведены поставки и наладки системы ЭКРА-СКИ на более 100 подстанциях, 10-ти ТЭЦ, а также на Нижнекамской, Баксанской, Камской, Рыбинской, Жигулевской, Саяно-Шушенской ГЭС и Курской, Белоярской, Балаковской и Ростовской АЭС.

Для оперативного поиска присоединений с поврежденной изоляцией в сети оперативного постоянного тока (СОПТ) наряду со стационарными применяются переносные устройства контроля изоляции, например ИПИ-1М, СКИФ-П, ЭРИС-ПКИ.01, PGN185 совместно с PSA3020 (Bender), XRM совместно с XP15 (Schneider Electric) и т.д. Эти устройства отличаются по характеристикам и принципам измерений. Обычно переносные устройства контроля изоляции являются дополнением к стационарным устройствам контроля изоляции. Конструктивно эти устройства состоят из стационарного генератора и переносного устройства на базе токовых клещей.

Общим отличием для этих устройств является то, что они не обеспечивают совместную работу с аналогом традиционной схемы контроля изоляции. Поэтому при их использовании необходимо традиционную схему контроля изоляции отключить, что может привести к ложной работе устройств РЗА и ПА в сети оперативного постоянного тока. Кроме этого для контроля сопротивления изоляции необходимо контролировать не только напряжения на полюсах сети, но и дифференциальные токи в присоединениях, что усложняет процедуру контроля изоляции присоединений. Поэтому для контроля сопротивления изоляции во многих устройствах используют только токовые клещи. При этом практически во всех переносных устройствах контроля изоляции выходная величина дается в виде тока утечки или в относительных величинах, что приводит к ошибкам в поиске присоединений с поврежденной изоляцией.

В ООО НПП «ЭКРА» предложен способ контроля сопротивлений изоляции присоединений, в котором не требуется знать значения напряжений на полюсах аккумуляторной батареи относительно «земли», а только значение приращения дифференциального тока в присоединении ΔI присоединения при подключении резистора относительно «земли» к положительному и отрицательному полюсам сети [4], где $\Delta I = I_+ - I_-$, I_+ и I_- – дифференциальные токи контролируемого присоединения при подключении резистора относительно «земли» соответственно к положительному и отрицательному полюсам сети.

Дифференциальные токи контролируемого присоединения зависят от величин сопротивлений изоляции положительного и отрицательного полюсов контролируемого присоединения, а также от сопротивлений изоляции положительного и отрицательного полюсов сети. Проведенный анализ показал, что приращение дифференциальных токов присоединения ΔI как при несимметричном, так и при симметричном ухудшении изоляции присоединения

в диапазоне эквивалентного сопротивления изоляции присоединения $R_{\text{из.экв}} = 5 \dots 100$ кОм зависит лишь от эквивалентного сопротивления изоляции контролируемого присоединения в случае применения в сети оперативного постоянного тока системы контроля изоляции ЭКРА-СКИ или реле РКИЭ. Это обстоятельство дало возможность получить зависимость $R_{\text{из.экв}} / \Delta I = F(\Delta I)$.

На основе полученной зависимости разработано переносное устройство поиска фидеров с замыканием на «землю» в сети оперативного постоянного тока ЭКРА-ПКИ, предназначенное для применения в сети оперативного постоянного тока 220 В электростанций, атомных станций и подстанций при определении присоединений с поврежденной изоляцией без отключения потребителей от сети. Работа переносного устройства основана на измерении с помощью токовых клещей дифференциального тока, протекающего через токопровод контролируемого присоединения при работе терминала системы ЭКРА-СКИ или реле РКИЭ. Переносное устройство ЭКРА-ПКИ позволяет контролировать изоляцию присоединений не только с несимметричным, но и с симметричным нарушением изоляции.

Конструктивно устройство выполнено в виде измерительного блока с присоединенными к нему токовыми клещами (рис. 3). Питание измерительного блока осуществляется от четырех элементов 1,5 В. На индикатор измерительного блока выводится информация о величине сопротивления изоляции присоединения, а также о знаке поврежденного полюса.

Научно-производственным предприятием «ЭКРА» также выпускается более простое устройство – реле контроля изоляции в сети оперативного постоянного тока РКИЭ, которое, как и система контроля изоляции ЭКРА-СКИ,



Рис. 3. Переносное устройство поиска присоединений с поврежденной изоляцией ЭКРА-ПКИ

может работать совместно с эквивалентом стандартной схемы контроля изоляции [5].

Работа реле РКИЭ основана на измерении напряжений на положительном и отрицательном полюсах сети постоянного тока относительно «земли» при поочередном подключении к полюсам сети делителя напряжения с помощью управляемых ключей. Одновременно с помощью датчика тока производится измерение токов через проводник, соединяющий реле и шину «РЕ» при замыкании ключей, а также измерение напряжения между полюсами сети постоянного тока.

При снижении сопротивления изоляции менее величины уставки, задаваемой переключателем, микроконтроллер подает сигнал на замыкание контактов выходного электромагнитного реле. Одновременно загорается светодиод на лицевой панели реле, указывающий полярность поврежденного полюса сети.

Схема подключения реле РКИЭ в сети оперативного постоянного тока не отличается от традиционной схемы контроля изоляции. Для обеспечения эквивалента традиционной схемы контроля изоляции между каждым полюсом сети оперативного тока и клеммой «КЕ» необходимо включить резисторы сопротивлением 10 кОм С5-35В-50 Вт. Диапазон уставок сопротивления изоляции полюсов сети относительно «земли» составляет 10...200 кОм, что выше, чем у традиционной схемы. Это позволяет при реконструкции и установке на старых подстанциях микропроцессорных защит заменять традиционную схему контроля изоляции на реле РКИЭ, при этом реле в автоматическом режиме определяет не только несимметричное, но также и симметричное снижение изоляции.



Рис. 4. Фото реле РКИЭ, выпускаемого с 2009 года (слева), и модернизированного, выпуск которого намечен на 2016 год (справа)

Наличие в системе ЭКРА-СКИ чувствительных датчиков дифференциальных токов позволило в ходе внедрения ЭКРА-СКИ на подстанциях и электростанциях найти ошибки в присоединениях, которые не были найдены ранее при ручном поиске замыканий на «землю», а именно – гальваническое объединение по одному или двум полюсам аккумуляторных батарей, секций щита постоянного тока или нескольких нагрузок.

При объединении аккумуляторных батарей системы контроля изоляций двух щитов постоянного тока начинают влиять друг на друга, при этом показания меняются при каждом измерении, возможен перекося напряжений на полюсах одной аккумуляторной батареи при работе системы контроля изоляции другой аккумуляторной батареи, а также некорректной работы реле контроля симметрии аккумуляторных батарей.

При объединении полюсов между секциями или нагрузками в присоединениях возникают «кольцевые» токи частотой 50 Гц, не связанные с повреждением изоляции. Это приводит к некорректным показаниям сопротивления изоляции по присоединениям, когда сопротивление изоляции по отдельным присоединениям оказывается меньше, чем сопротивление изоляции всей сети оперативного постоянного тока.

Нахождение мест гальванического объединения является непростой задачей, но требующей решения для снижения вероятности аварий в сети оперативного постоянного тока.

Проведенные исследования показали, что в сети оперативного постоянного тока многих электростанций и подстанций имеются переменные составляющие дифференциальных токов, величина которых достигает несколько сотен миллиампер, что связано с применением зарядно-подзарядных устройств с большой пульсацией [6]. Доля переменных составляющих полного дифференциального тока может достигать 99%, что приводит к невозможности измерения дифференциального постоянного тока данным устройством.

Такой дифференциальный ток не связан с сопротивлением изоляции и может быть определен как помеха, при этом форма кривой этой помехи и ее величина отличаются от тех, которые регламентированы, например, стандартом ОАО «ФСК ЕЭС».

Для контроля сопротивления изоляции в сети оперативного постоянного тока с большим уровнем пульсаций в ООО НПП «ЭКРА» разработан датчик дифференциального тока, в котором значительно уменьшено влияние переменных составляющих дифференциальных токов, протекающих в контролируемых проводах присоединений [7].

Сущность предлагаемого изобретения состоит в том, что в датчике дифференциального тока вводится второй магнитопровод. С выводов изме-

рительной обмотки на втором магнитопроводе снимается сигнал пропорциональный переменной составляющей дифференциального тока в проводах присоединения. Этот сигнал усиливается по мощности и подается на компенсирующую обмотку, намотанную на первом магнитопроводе. При этом ток в компенсирующей обмотке пропорционален переменной составляющей дифференциального тока в контролируемом присоединении.

Направление намотки компенсирующей обмотки на первом магнитопроводе и измерительной обмотки на втором магнитопроводе выполнено таким образом, что вектора напряженности магнитного поля в них имеют противоположные направления.

При этом напряженность магнитного поля, создаваемого переменной составляющей тока в проводах присоединения, равна напряженности магнитного поля, создаваемого током в компенсирующей обмотке первого магнитопровода, а суммарная составляющая переменного магнитного поля в первом магнитопроводе от тока в проводах присоединения и компенсирующей обмотки, намотанной на первом магнитопроводе, равна нулю.

Датчики дифференциального тока с повышенной помехоустойчивостью показали высокую помехоустойчивость и установлены в опытную эксплуатацию.

В ходе внедрения системы контроля изоляции ЭКРА-СКИ было выявлено, что для сети оперативного тока, состоящей из двух щитов постоянного тока, необходимо иметь систему контроля изоляции, позволяющую выполнить контроль изоляции в режимах:

- автономной работы двух терминалов с контролем изоляции каждого щита и всех присоединений;
- совместной работы с другим терминалом при выводе одной аккумуляторной батареи в ремонт и контролем изоляции всех присоединений обоих щитов;
- совместной работы с другим терминалом в случае, когда в щитах постоянного тока имеются несколько шкафов распределения оперативного тока, каждый из которых имеет две секции, при этом контроль изоляции всех присоединений производится при различных положениях секционных выключателей.

Для сети оперативного постоянного тока, имеющей удаленные от щитов постоянного тока шкафы распределения оперативного тока (ШРОТ), необходимо иметь возможность контроля сопротивления изоляции присоединений с помощью установленных в шкафах панелей оператора. Данные задачи были успешно решены в ЭКРА-СКИ.

Для моделирования возможных режимов работы системы контроля изоляции в сети оперативного постоянного тока с двумя аккумуляторными

батареями в ООО НПП «ЭКРА» разработан и изготовлен шкаф контроля изоляции, содержащий модели двух щитов постоянного тока, в каждом из которых установлена система контроля изоляции ЭКРА-СКИ, включающая терминал и восемь датчиков дифференциального тока, а также модели четырех шкафов распределения постоянного тока, каждый из которых имеет по две секции, модели удаленных шкафов распределения оперативного постоянного тока, содержащие панели оператора, набор резисторов и емкостей, имитирующих сопротивление изоляции и емкости сети оперативного постоянного тока (рис. 5).

В настоящее время в сети оперативного постоянного тока подстанций и станций России находят применение устройства контроля сопротивлений изоляции с функцией поиска поврежденного присоединения (УКИ) других производителей: Vigilohm (Schneider Electric), A-ISOMETER (Bender), DCtest2 (ENERGOTEST), Скиф (ООО «Техэлектро СТ»), Микро-СРЗ (НПЦ «Энергоавтоматика»), УКИ-МП (НПИ), РК-11 (ПКФ «Электросбыт»), Скипетр (ООО «Элекосервис»), Сенсор (ООО «Магнит»). Кроме того, ряд организаций производят УКИ, которые устанавливаются в собственных щитах (НИПОМ, Технокомплект и др.). Изготовители УКИ представляют неполную информацию, что затрудняет сравнение средств между собой.



Рис. 5. Фото шкафа контроля изоляции с ЭКРА-СКИ

Кроме этого в стандартах ОАО «Россети», ОАО «Концерн Росэнергоатом», ОАО «РусГидро» требования к средствам контроля изоляции также отличаются между собой.

В работе [8] выполнен сравнительный анализ устройств контроля сопротивления изоляции электроэнергетических систем постоянного тока. При анализе основное внимание было уделено сравнению УКИ по величине инжектируемого тока в оперативную сеть в режиме селективного контроля. Однако не проведен сравнительный анализ по величине перекаса напряжений полюсов в режиме контроля сопротивлений полюсов сети, а также в режиме поиска поврежденных присоединений. При этом в стандарте [9] приведено, что для емкости сети $2 \dots 10$ мкФ величина перекаса напряжений не должна превышать $50 \dots 85$ В.

Кроме этого не проведено сравнение УКИ по таким характеристикам, как:

- возможность совместной работы УКИ с традиционной схемой контроля изоляции или ее аналогом;
- возможность определения присоединений с симметричным снижением сопротивлений изоляции на обоих полюсах.

Датчики дифференциальных постоянных токов, используемые в некоторых УКИ, как показывает опыт, чувствительны к помехам, создаваемым некоторыми типами тиристорных зарядно-подзарядных устройств (ЗПУ) [6]. Поэтому важной характеристикой УКИ является помехоустойчивость датчиков к помехам, создаваемым, например, ЗПУ.

Для оперативного поиска поврежденных присоединений в сети оперативного постоянного тока, на которых не установлены стационарные датчики контроля изоляции, требуются переносные устройства поиска поврежденного присоединения.

Для сети оперативного тока, состоящей из двух щитов постоянного тока, требуются УКИ, работающие в режимах:

- автономной работы двух терминалов с контролем изоляции каждого щита и всех присоединений;
- совместной работы с другим терминалом при выводе одной аккумуляторной батареи в ремонт и контролем изоляции всех присоединений обоих щитов;
- совместной работы с другим терминалом в случае, когда в щитах постоянного тока имеется несколько шкафов распределения оперативного тока, каждый из которых имеет две секции, при этом контроль изоляции всех присоединений производится при различных положениях секционных выключателей.

Кроме этого в щитах постоянного тока, имеющих удаленные шкафы распределения, необходимо, чтобы в шкафах распределения были установлены панели оператора для контроля сопротивлений изоляции присоединений.

В таблице 2 приводится сравнение некоторых УКИ по важным, на взгляд авторов, основным техническим характеристикам, как: ΔU_1 – перекос напряжений полюсов сети в режиме измерения сопротивления сети, ΔU_2 – перекос напряжений полюсов в режиме поиска поврежденного присоединения, I – инжектируемый в сеть ток, C – максимально допустимая емкость сети, $R_{вн}$ – эквивалентное внутреннее сопротивление устройства контроля изоляции относительно «земли», ΔR_c – диапазон измерения сопротивления изоляции полюсов сети, $\Delta R_{пр}$ – диапазон измерения сопротивления изоляции присоединений, t – длительность измерения сопротивления изоляции сети, а также по таким характеристикам, как возможность совместной работы с традиционной схемой контроля изоляции, наличие переносного устройства поиска присоединений с поврежденной изоляцией, возможность определения присоединений при симметричном снижении сопротивлений изоляции полюсов, возможность контроля изоляции присоединений в сети оперативного тока с несколькими щитами постоянного тока (аккумуляторными батареями) при выводе одной из аккумуляторных батарей в ремонт, возможность контроля изоляции в сети с щитами постоянного тока, имеющими две секции, помехоустойчивость УКИ к помехам, создаваемым ЗПУ, возможность контроля изоляции в шкафах распределения с помощью панелей оператора, наличие русскоязычного меню.

Сравнительный анализ УКИ показывает, что такие характеристики, как перекос напряжений полюсов в режиме контроля изоляции полюсов сети, а также в режиме поиска поврежденных присоединений у многих производителей отсутствует. УКИ фирм BENDER, ENERGOTEST, а также не включенного в таблицу Schneider Electric не имеют русскоязычного меню. Некоторые УКИ обладают одними достоинствами, но не могут быть применены в ЩПТ с двумя аккумуляторными батареями. При их работе в некоторых УКИ имеются случаи ложной работы устройств РЗ и ПВА. Все это говорит о том, что сравнение УКИ разных производителей необходимо проводить на энергообъектах.

Наличие положительного решения аттестационной комиссии ОАО «Россети» о рекомендации для применения системы контроля сопротивлений изоляции в сети оперативного постоянного тока на объектах ОАО «Россети» показывает соответствие системы контроля изоляции ЭКРА-СКИ требованиям ОАО «Россети» [10].

Таблица 2

Параметры	Isometer IRDH575	DCtest2	Микро-CPЗ 193	PK-11	Скипетр	Сенсор	Скиф	ЭКРА-СКИ
ΔU_1 , В	40	110					60	30
ΔU_2 , В	40...220	110					60	30
I, мА	1...50		0,5...2,5		1,5/15			<1
C, мкФ	*		50	50	300... 10000		30	200
R _{вн} , кОм	180	20	100	50/500	3,2			5
ΔR_c , кОм	1-10000	0...250	2-10000	1...2500	0...9999	0...300		0...1000
ΔR_n , кОм	**	0...30	30	5...100	0...999	0...300	0...50	0...100
t, сек.	4, ***	10...2500	60	4...20	40	3		20
Совместная работа с традиционной схемой контроля изоляции	нет	нет	нет	нет	да	да	нет	да
Переносное устройство контроля изоляции	да	да	нет	нет	да	нет	да	да
Определение присоединений при симметричном снижении сопротивлений изоляции	да	да		да		нет		да
Контроль изоляции в сети с двумя ЩПТ	да***	да	нет					да
Контроль изоляции в ЩПТ с двумя секциями	да	да	нет					да
Контроль изоляции в удаленных ШРОТ	да	да	нет					да
Помехоустойчивость датчиков	да	да	нет	нет	да	нет	да	да
Наличие русскоязычного меню	нет	нет	да	да	да	да	да	да

Примечание: * - величина максимально допустимой емкости сети зависит от рабочего напряжения сети, ** - диапазон измерения сопротивления изоляции присоединений зависит от емкости сети, *** - длительность поиска присоединения с поврежденной изоляцией зависит от емкости сети.

Выводы

1. Применение традиционной схемы контроля изоляции позволяет практически полностью исключить ложные срабатывания устройств релейной защиты и противоаварийной автоматики вследствие замыканий на «землю» в разветвленной сети оперативного постоянного тока.

2. Предложены стационарное устройство контроля сопротивлений изоляции присоединений и сети оперативного постоянного тока с напряжением 220 В ЭКРА-СКИ, переносное устройство поиска фидеров с замыканием на «землю» сетей оперативного постоянного тока ЭКРА-ПКИ и реле контроля уровня сопротивления изоляции полюсов сетей оперативного постоянного тока типа РКИЭ, позволяющие осуществлять совместную работу с эквивалентом традиционной схемы контроля сопротивления изоляции.

3. Предложены датчики дифференциальных токов для контроля изоляции в сети оперативного постоянного тока с большим уровнем помех.

4. Сравнительный анализ технических характеристик устройств контроля изоляции показывает, что у многих из них отсутствует значение перекоса напряжений на полюсах сети в режиме контроля изоляции полюсов, а также в режиме поиска поврежденного присоединения, что является важным с точки зрения ложной работы устройств РЗА.

5. Для устройств контроля изоляции, применяемых в сети оперативного тока, состоящей из двух щитов постоянного тока, важной характеристикой является контроль изоляции в режимах:

- автономной работы двух терминалов с контролем изоляции каждого щита и всех присоединений;
- совместной работы с другим терминалом при выводе одной аккумуляторной батареи в ремонт и объединении сети;
- совместной работы с другим терминалом в щитах постоянного тока, имеющим две секции с контролем изоляции всех присоединений при различных положениях секционных выключателей.

Литература:

1. Электротехнический справочник. В 4 т. Т 3. Производство, передача и распределение электрической энергии, 8-е изд., испр. и доп. – М. – : Изд. МЭИ. – 2002. – 964 с.
2. Гусев Ю.П., Монаков Ю.В. Предотвращение срабатываний дискретных входов микропроцессорных релейных защит при замыканиях на землю в системах оперативного постоянного тока, Известия вузов. Электромеханика. – 2013. – №1 – С. 81-83.
3. Патент РФ №2381513.МПК G01R27/18. Способ определения сопротивлений изоляции присоединений в сети постоянного тока с изолированной нейтралью, устройство для его осуществления и дифференциальный датчик для этого устройства // Алимов Ю.Н., Галкин И.А., Шаварин Н.И. Оpub.10.02.2010 (приоритет от 16.07.2008).
4. Патент РФ №2536332. Способ измерения сопротивлений изоляции присоединений и поиска присоединений с поврежденной изоляцией в сети постоянного тока с изолированной нейтралью // Галкин И.А., Иванов А.Б., Малышев А.Б., Лопатин А.А. (приоритет от 01.072013).
5. Галкин И.А., Шаварин Н.И., Иванов А.Б. Реле контроля уровня сопротивлений изоляции полюсов сетей оперативного постоянного тока ООО НПП «ЭКРА» типа РКИЭ // Релейная защита и автоматизация. – 2010. – №1. – С. 26-28.

6. Алимов Ю.Н., Быков К.В., Галкин И.А., Иванов А.Б. Некоторые вопросы применения традиционной схемы контроля изоляции и опыт внедрения системы контроля изоляции «ЭКРА-СКИ» в СОПТ энергообъектов России // Энергоэксперт. – 2014. – №3.
7. Патент РФ №2575140, G01R 15/18. Устройство измерения дифференциального тока // Верендеев М.Н., Галкин И.А., Иванов А.Б., Лопатин А.А., Малышев А.Б. (приоритет от 02.02.2015).
8. Синегубов А.П. Анализ средств контроля сопротивления изоляции электроэнергетических систем постоянного тока. Известия вузов. Электромеханика. – 2015. – №1(537). – С. 61-65.
9. Стандарт организации ОАО «ФСК ЕЭС» СТО 56947007-29.120.40.041-2010 Системы оперативного постоянного тока подстанций. Технические требования.
10. Заключение аттестационной комиссии 23-3/15 от 15.01.2015 о соответствии техническим требованиям ОАО «Россети» системы контроля сопротивления изоляции в сети оперативного постоянного тока напряжением 220 В «ЭКРА-СКИ».

Сведения об авторах



Быков Константин Владимирович

Окончил в 1999 году Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова. Заместитель заведующего отделом НКУООО НПП «ЭКРА».



Галкин Игорь Александрович

Окончил в 1974 году Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова. В 1988 году в Омском политехническом институте защитил диссертацию на соискание звания кандидата технических наук по теме «Разработка индукторных систем для магнитно-импульсной обработки металлов». Кандидат технических наук, руководитель группы отдела НКУООО НПП «ЭКРА».



Лопатин Андрей Анатольевич

Окончил в 2002 году Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова. Заведующий отделом НКУООО НПП «ЭКРА».

УДК 621.314.6

Быков К.В., Ерезеев А.Н., Цаплин Е.Ю.

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ЗАРЯДНО-ПИТАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

Аннотация: в статье рассмотрены современные требования к тиристорным источникам напряжения постоянного тока, применяемым в составе систем оперативного постоянного тока. Приведены проблемы, возникающие при их реализации, и способы их решения на практике.

Ключевые слова: тиристорный источник напряжения постоянного тока, система оперативного постоянного тока, пульсации напряжения.

Bykov K.V., Erezeev A.N., Tsaplin E.Y.

IMPROVING THE QUALITY OF FUNCTIONING OF THE THYRISTOR CHARGE-FEEDING DEVICES

Abstract: the article describes the modern requirements of the thyristor source of DC voltage used in systems operating DC voltage. Given the problems encountered with their implementation and their solutions in practice.

Keywords: thyristor source DC voltage, control DC system, voltage ripples.

На объектах энергетики (подстанции, электростанции) нашли широкое применение и работают десятилетиями тиристорные стабилизированные источники напряжения постоянного тока, которые используются в основном в качестве зарядно-питающих устройств (ЗПУ) в составе систем оперативного постоянного тока (СОПТ), где они осуществляют функции заряда/подзаряда аккумуляторных батарей и питания нагрузки.

Упрощенная силовая схема тиристорного ЗПУ представлена на рис. 1. Основой устройства является тиристорный управляемый выпрямитель, выполненный по схеме Ларионова. Для гальванической развязки между питающей сетью переменного тока и выходом постоянного тока применяется трансформатор, а для сглаживания пульсаций выходного напряжения используется LC-фильтр низкой частоты.

По этой схеме сегодня изготавливаются практически все выпускаемые тиристорные ЗПУ у различных производителей. Системы управления могут быть как аналоговыми, так и цифровыми.

Основными требованиями по качеству функционирования ЗПУ традиционно были [1]:

- высокая точность стабилизации выходного напряжения в установив-

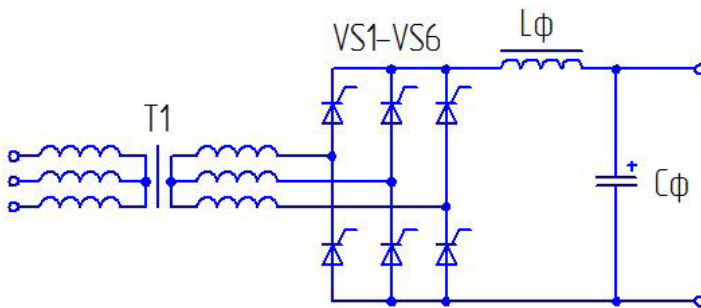


Рис. 1. Силовая схема тиристорного ЗПУ

шемся режиме (требования ПАО «Россети» – 1%), при изменении тока нагрузки от 0 до 100% от номинального уровня;

- низкий уровень пульсаций выходного напряжения (требования ПАО «Россети» – 5%).

Эти требования более-менее успешно обеспечивались практически всеми присутствующими на рынке устройствами.

Но к настоящему времени в.у. требования ужесточились и появились новые.

Так, по точности стабилизации выходного напряжения практически стандартной величиной стало 0,5% и менее, и по уровню пульсаций также не более 0,5%. Обе эти величины продиктованы производителями современных аккумуляторных батарей с целью увеличения их срока службы, который, согласно конкурсной документации на поставки оборудования СОПТ, может достигать 20, 25, 30 лет и более.

Новыми требованиями к ЗПУ стали:

- низкий уровень пульсаций тока подзаряда аккумуляторной батареи (требования ПАО «Россети» – не более 5 А на каждые 100 А*ч емкости аккумуляторной батареи);

- высокое быстродействие при отработывании возмущений со стороны нагрузки (требования ПАО «Россети» – переходные процессы в выходном напряжении ЗПУ, при скачкообразном увеличении тока нагрузки от 5 до 90% и при уменьшении тока нагрузки от 90 до 5%, должны заканчиваться за время не более 400 мс и с максимальным динамическим отклонением (провалы и выбросы) от установившегося значения не более 20%).

Имеются случаи, когда заказчик прописывал в техническом задании, что максимальные динамические отклонения выходного напряжения должны быть равны отклонениям в установившемся режиме, т.е. 0,5%. Еще одно новое требование – обеспечить импульс выходного тока при КЗ в нагрузке, достаточ-

ный по величине и длительности для срабатывания защитных аппаратов (предохранители или автоматический выключатель), т.е. несколько сотен ампер в течение десятков миллисекунд. Все это автоматически приводит к мысли, что ЗПУ хотят заставить работать как аккумуляторная батарея или вместо нее, т.е. приблизить характеристики ЗПУ к идеальному источнику ЭДС.

Задача по повышению точности стабилизации в установившемся режиме решается за счет астатической системы управления, т.е. применяются регуляторы напряжения, имеющие интегральную составляющую (ПИ-регуляторы и И-регуляторы, рис. 2), повышения точности и более тщательной настройки схемы измерения напряжения в обратной связи системы управления ЗПУ.

Решение задачи по уменьшению уровня пульсаций выходного напряжения (и тока) ЗПУ и задачи по повышению быстродействия и снижения динамических отклонений связаны между собой, но имеют и противоречия.

Уровень пульсаций выходного напряжения зависит от пульсности схемы выпрямления (для схемы Ларионова она равна 6, ее невозможно изменить без изменения топологии самой схемы [2]) и от сглаживающего фильтра (от величины и соотношения параметров дросселя L_f и конденсатора C_f).

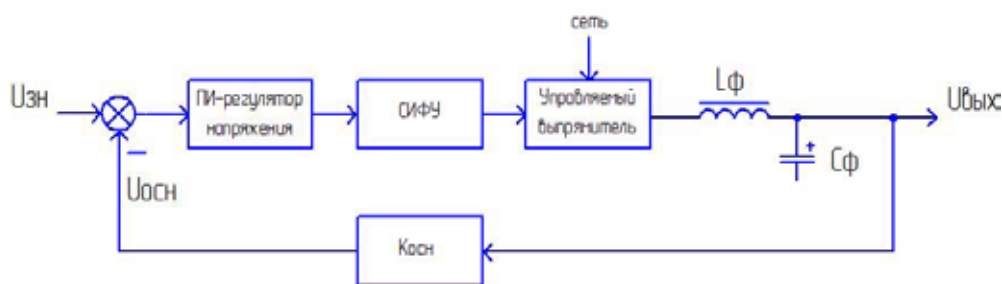
Увеличение индуктивности дросселя и емкости конденсатора приводит к снижению уровня пульсаций, но вызывает и негативные последствия. Это увеличение стоимости, габаритов и массы ЗПУ. Тиристоры выпрямителя перегружаются импульсными токами. Большая индуктивность приводит к большим выбросам напряжения при резком уменьшении тока нагрузки и провалам напряжения при резком увеличении тока нагрузки, которые не могут быть должным образом скомпенсированы системой управления. Борьба за снижение уровня пульсаций только за счет увеличения элементов сглаживающего фильтра приводит к ухудшению динамических свойств ЗПУ.

Система управления тиристорного ЗПУ обычно имеет одноконтурную схему (рис. 2), где главным является регулятор выходного напряжения. Регулятор тока (на схеме не показан) здесь играет второстепенную роль и служит для ограничения на безопасном уровне выходного тока, например при коротком замыкании, на выходе. Такая схема имеет низкое быстродействие и большие динамические отклонения выходного напряжения при резких изменениях тока нагрузки.

Применяется также система подчиненного управления, когда схема двухконтурная, где внутренний контур регулирования тока выпрямителя со своим регулятором, а внешний контур регулирования выходного напряжения также со своим регулятором. Но такая система имеет проблемы при работе на холостом ходу или при небольшом токе нагрузки. Возникает режим прерывистого тока, при этом выходное напряжение имеет высокий уровень

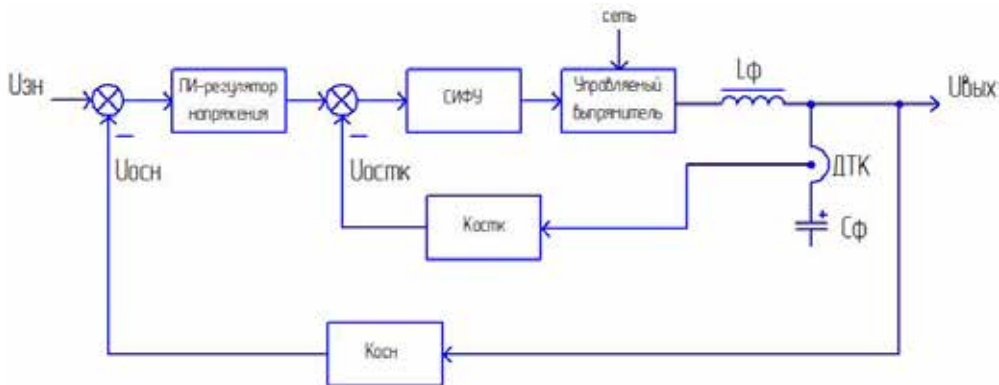
пульсаций, только с частотой в несколько раз меньше, чем та, которую сглаживает фильтр на выходе. Это приводит к тому, что от таких ЗПУ невозможно питать нагрузку при отсутствии параллельно подключенной аккумуляторной батареи. На практике эту проблему решают за счет искусственной дополнительной подгрузки ЗПУ (до 10% от номинального тока), что приводит к увеличению потерь и к появлению вопросов от наладчиков, столкнувшихся с новым для них ЗПУ на других объектах, о возможности питать от него нагрузку без аккумуляторной батареи. Вопрос задается часто, т.к. зарядные устройства выбирают с большим запасом по мощности, а работают они чаще всего при небольшой нагрузке (10-30%), т.е. на практике ЗПУ работают в режиме, близком к режиму прерывистого тока большую часть периода эксплуатации.

Повысить быстродействие схемы на рис. 2 можно за счет применения гибкой обратной связи по выходному напряжению или регулятора напряжения с дифференциальной составляющей (ПИД-регулятор). В обоих вариантах необходимо будет осуществлять операцию дифференцирования (аппаратно или программно) с выходным напряжением, в зависимости от способа реализации системы управления (аналоговая или цифровая). Но, как известно, на практике это вызывает проблемы, т.к. сигнал выходного напряжения содержит много составляющих с большой частотой, которые при дифференцировании усиливаются и отрицательно влияют на работу системы управления или делают ее полностью неработоспособной.



- СИФУ – система импульсно-фазового управления
- ПИ-регулятор напряжения – пропорционально-интегральный регулятор напряжения
- Коос – коэффициент обратной связи по напряжению
- Uзн – задание по напряжению
- Uосн – обратная связь по напряжению
- Uвых – выходное напряжение
- Lф – дроссель сглаживающего фильтра
- Сф – конденсатор сглаживающего фильтра

Рис. 2. Упрощенная структурная схема ЗПУ



- СИФУ-система импульсно-фазового управления
- ПИ-регулятор напряжения – пропорционально-интегральный регулятор напряжения
- Коснк- коэффициент обратной связи по току конденсатора фильтра
- Коснк-коэффициент обратной связи по току конденсатора фильтра
- U_{зн}-задание по напряжению
- U_{осн}-обратная связь по напряжению
- U_{вых}-выходное напряжение
- U_{оснк}-обратная связь по току конденсатора фильтра
- ДТК- датчик тока конденсатора фильтра
- L_ф-вращель сглаживающего фильтра
- C_ф- конденсатор сглаживающего фильтра

Рис. 3. Упрощенная модернизированная структурная схема ЗПУ

Решить задачу получения сигнала, равного производной от выходного напряжения ЗПУ, позволяет использование тока, протекающего через конденсаторы C_ф сглаживающего фильтра. Этот ток равен производной от выходного напряжения:

$$I_{сф} = C\phi * dU_{вых} / dt .$$

На рис. 3 представлена упрощенная структурная схема ЗПУ, в которой реализован в.у. способ. Последовательно с конденсаторами фильтра установлен датчик тока ДТК, сигнал которого используется для коррекции работы ЗПУ в динамике.

ЗПУ с системой управления как на рис. 3 и с оптимально подобранными величинами емкости и индуктивности сглаживающего фильтра имеет динамические отклонения выходного напряжения, и время переходных процессов как минимум на порядок меньше, чем традиционная схема, при этом обеспечиваются низкий уровень пульсаций и высокая точность стабилизации в установившемся режиме.

Выводы

1. Показано, что к современным тиристорным ЗПУ предъявляются жесткие требования по статическим и динамическим характеристикам.
2. Необходим комплексный подход при реализации мер по повышению качества функционирования тиристорного ЗПУ.
3. Применение гибкой обратной связи по току конденсатора сглаживающего фильтра позволяет значительно повысить динамические свойства ЗПУ.

Литература:

1. СТО 56947007-29.120.40.041-2010 Системы оперативного постоянного тока подстанций. Технические требования. Стандарт ОАО «ФСК ЕЭС».
2. Справочник по преобразовательной технике. Под редакцией Чиженко И.М., К.: Техника, 1978. – 447 с.

Сведения об авторах



Быков Константин Владимирович

Окончил в 1999 году Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова. Заместитель заведующего отделом НКУ ООО НПП «ЭКРА».



Ерезеев Александр Николаевич

Окончил в 2004 году Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова. Магистр техники и технологий. Руководитель группы, ООО НПП «ЭКРА».



Цаплин Евгений Юрьевич

Окончил в 2009 году Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова. Инженер 1 категории, ООО НПП «ЭКРА».

УДК 621.314.21.042.15

ШЕВЦОВ В.М.

МЕТОДИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ТЕОРИИ ФЕРРОТРАНСФОРМАТОРОВ

Аннотация: решение различных проблем цифровой электротехники требует повышения точности моделей электротехнических устройств. Трансформаторы с ферромагнитными сердечниками (ферротрансформаторы) широко используются во всех областях энергетики и электротехники. В учебной и технической литературе физическим процессам преобразования и передачи потока электроэнергии между изолированными обмотками трансформатора уделяется недостаточно внимания. Актуальной остаётся задача уточнения значений параметров схемных и компьютерных моделей, особенно в переходных режимах трансформаторов. Рассмотрение ряда тонкостей и методических аспектов формирования упрощенных моделей в теории ферротрансформаторов поможет правильно применять стандартные модели, развивать их и уточнять топологию и значения параметров при моделировании процессов в энергосистемах.

Ключевые слова: передача и преобразование электроэнергии, транспортная среда в трансформаторе, математические уравнения, схемные модели, точность моделей.

Shevcov V.M.

METODOLOGICAL ASPECTS OF FERROTRANSFORMERS THEORY

Abstract: the solution of various digital electrical engineering problems requires increasing the accuracy of electrotechnical devices models. Transformers with ferromagnetic cores (ferrotransformers) are widely used in all areas of power and electrical engineering. Questions of physical processes of electricity flow transformation and transmission between the isolated transformer windings are neglected in the educational and technical literature. The task of circuit and computer models parameters elaboration remains actual, especially for transformers transients. Consideration of several subtleties and methodological aspects of the simplified models formation in ferrotransformers theory will help to properly apply standard models, improve them and refine their topology and parameters values for power systems processes modeling.

Keywords: electric power transmission and transformation, transformer transport environment, mathematical equations, circuit models, models accuracy.

Комментарий к физическим процессам в трансформаторах (упрощенные физические модели)

Трансформаторы с ферромагнитными сердечниками (далее ферротрансформаторы) широко используются как в многочисленных и разнообраз-

ных электротехнических системах, устройствах и приборах, так и в схемах электроснабжения совместно с линиями электропередачи в качестве основных системообразующих элементов электроэнергетических систем. Физические процессы в линиях электропередачи гораздо проще, чем в ферротрансформаторах. Это обусловлено тем, что конструктивно ЛЭП состоят только из симметричных линейных проводников и источником электромагнитного потока в ЛЭП являются избыточные электроны, удерживающие электрическое и магнитное поле вблизи наружных поверхностей проводников, вдоль которых и распространяется с фантастической скоростью поток электроэнергии, физическим носителем которой является электромагнитное поле.

В ферротрансформаторе взаимодействуют токи в обмотках из проводников (магнитодвижущие силы) и ферромагнитный сердечник, при этом электромагнитные поля достаточно сложной формы в диэлектрике и сердечнике обеспечивают совместно преобразование уровней токов и напряжений до требуемых значений и направленную передачу потока электроэнергии от входа к выходу трансформатора между двумя гальванически не связанными системами. В связи с этим в трансформаторах происходят более сложные, чем в ЛЭП, физические процессы, затрудняющие формирование адекватных математических и схемных моделей. По этой же причине в большинстве современной учебной литературы по теории электромагнитного поля отсутствует подробное изложение физического процесса преобразования и передачи электроэнергии в трансформаторах. Материал по этой теме, кратко изложенный в теории электромагнитного поля в замечательном учебнике профессора Поливанова К.М. [1], к сожалению, не получил дальнейшего развития и тиражирования в сфере практических приложений. Не нашёл также должного внимания в преподавательской вузовской среде достаточно добротный материал зарубежного автора – проф. Сили С. [2] по физическим основам процесса передачи и преобразования электромагнитного потока в трансформаторах и различных видов схем замещения.

Обычно для наглядности и удобства пояснения физических процессов используют пример двухобмоточного трансформатора с О-образным сердечником, набранным из плоских пластин электротехнической стали для снижения потерь в сердечнике (на вихревые токи и гистерезис). Наиболее простое описание процессов преобразования напряжений и токов в данном демонстрационном трансформаторе получается, если принять следующую физическую модель. В этой классической теории трансформаторов, получившей, как известно, широкое применение, общий магнитный поток, возбуждаемый магнитодвижущей силой первичной обмотки, представляют условно в виде двух отдельных компонентов, один из которых распространяется полностью

в ферромагнитном сердечнике, сцеплен с обеими обмотками и называется основным магнитным потоком Φ_0 , а другой – потоком рассеяния первичной обмотки $\Phi_{\sigma 1}$, замыкающимся в диэлектрике (воздухе, трансформаторном масле, твёрдой изоляции). Предлагается аналогично выделять отдельно поток рассеяния вторичной обмотки $\Phi_{\sigma 2}$. Причём в рабочем режиме трансформатора потоки рассеяния считаются замыкающимися в воздухе (в диэлектрике) вокруг витков каждой из двух обмоток. Условное разделение потоков на линейную и нелинейную составляющие методически очень удобно для описания, изучения и расчётов сложных физических процессов в ферротрансформаторах и их практического применения (этот приём всегда используется в теории любых нелинейных систем, если эта декомпозиция нелинейного элемента приводит к упрощению анализа системы). Однако здесь уместно заметить, что задача выделения линейных потоков рассеяния оказывается достаточно сложной и неоднозначной, причём можно уверенно констатировать, что она не имеет точного решения, а поэтому для практики следует довольствоваться приближёнными значениями. Представляет определённый методический интерес, как исторически формировалась упрощенная картина магнитных силовых линий в трансформаторе для учебных целей и практических приложений.

Наиболее удачными условными изображениями силовых линий магнитного поля в О-образном сердечнике трансформатора можно считать две картины магнитных полей (рис. 1), приведенные в учебнике Калантарова П.Л. и Неймана Л.Р. [3]. Первый вариант изображения магнитных силовых линий (рис. 212, стр. 246 [3]) соответствует электропитанию левой обмотки трансформатора от источника переменного напряжения и наглядно показывает, что пространство между обмотками заполнено поперечными силовыми линиями

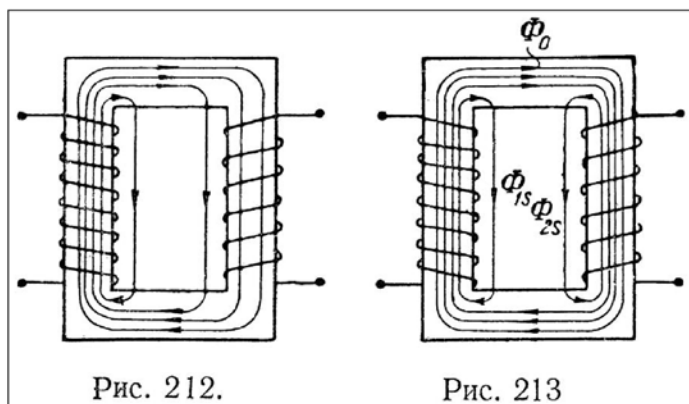


Рис. 1. Два варианта условных изображений магнитных полей трансформатора с О-образным сердечником [3]

магнитной индукции. Далее будет уточнено, что это весьма важно для пояснения и понимания процесса передачи потока электроэнергии в трансформаторе. По мнению автора данной статьи, этот вариант ближе к истинной картине магнитного поля, чем второй вариант (рис. 213, стр. 246 [3]), в котором трудно представить результирующую картину магнитного поля в пространстве второй обмотки, поскольку поток рассеяния и основной поток внутри обмотки изображены направленными встречно.

Однако приходится констатировать, что получил повсеместное распространение второй вариант изображения магнитного поля, названный в учебнике «упрощенной эквивалентной картиной, которая дает возможность не только просто и наглядно пояснять процессы, происходящие в трансформаторах со стальным сердечником, но и рассчитывать их с точностью, вполне достаточной для практических целей» [3]. Это обоснование и авторитет профессора Калантарова П.Л., а также его соавтора академика Неймана Л.Р. обеспечили в течение больше полувека успешное использование этой модели магнитного поля трансформатора без всяких изменений во всех основных учебниках по ТОЭ, как ленинградской, так и московской школ [4, 5]. Здесь уместно заметить, что электрические Т-образные схемы замещения трансформатора, построенные на основе второго варианта картины магнитного поля, действительно являются очень удобными и достаточно точными для практических расчётов. Тем не менее попытки улучшить, уточнить или модернизировать теорию трансформатора продолжают, в том числе и теорию потоков рассеяния [8, 9].

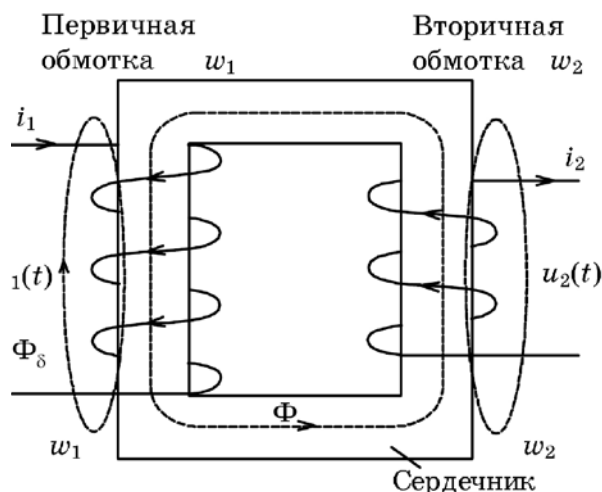


Рис. 2. Особенностью данного изображения картины магнитных силовых линий трансформатора является вынос потоков рассеяния наружу обмоток и сердечника (стр. 77, рис. 4.12 [4])

Несколько дискуссий, проведенных в разные годы на страницах журнала «Электричество» по отдельным вопросам теории трансформаторов, не позволили выработать единый подход. В этой связи можно согласиться с мнением автора монографии [6], в которой больше 40 лет назад было сказано: «Вопросы, связанные с полями рассеяния трансформатора, довольно сложны и до настоящего времени не могут считаться полностью решёнными».

Примером неудачного изменения классического варианта картины магнитного поля О-образного магнитопровода трансформатора может служить рис. 2 [9]. Отсутствие поперечных магнитных силовых линий в пространстве между обмотками с энергетической точки зрения означает, что эта модель не корректна и не работоспособна. Известно, что электромагнитный поток движется не вдоль силовых линий поля, а по направлению, нормальному к плоскости, в которой лежат векторы напряжённостей электрического и магнитного полей (поперёк силовых линий).

Следует иметь в виду, что потоки рассеяния и основной поток в магнитном сердечнике в нормальных режимах трансформатора несоизмеримы (поток Φ_0 гораздо больше потоков рассеяния), что открывает большие возможности для дальнейших упрощений и выбора значений расчётных параметров трансформатора. С учётом принятых допущений дальнейшие пояснения сводятся обычно к следующему.

Общий поток первичной обмотки можно представить так:

$$\Phi_1 = \Phi_0 + \Phi_{\sigma 1}.$$

Поскольку $\Phi_0 \gg \Phi_{\sigma 1}$, можно считать с достаточной точностью, что в первом приближении $\Phi_1 \cong \Phi_0$, а потокосцепления первичной и вторичной обмоток равны соответственно:

$$\Psi_1 = w_1 \Phi_0 \text{ и } \Psi_2 = w_2 \Phi_0.$$

Тогда по закону электромагнитной индукции можно записать, что напряжения на обмотках определяются уравнениями:

$$u_1 = \frac{d\Psi_1}{dt} = \frac{dw_1 \Phi_0}{dt} = w_1 \frac{d\Phi_0}{dt}; \quad u_2 = \frac{d\Psi_2}{dt} = \frac{dw_2 \Phi_0}{dt} = w_2 \frac{d\Phi_0}{dt}.$$

Если взять их отношение, получим наглядное и очень важное для практики выражение: $\frac{u_1}{u_2} = \frac{w_1}{w_2} = n$. Здесь параметр n называется коэффициентом трансформации – наиболее важным параметром трансформатора. Из послед-

него соотношения следует, что

$$u_1 = nu_2. \quad (1)$$

Практический вывод: меняя число витков, можно получить любое нужное значение вторичного напряжения.

Из уравнения закона полного тока для магнитной цепи трансформатора следует:

$$w_1 i_1 - w_2 i_2 = \oint \bar{H} d\bar{l}.$$

Приняв правую часть равной нулю (в сердечнике из качественной стали магнитное напряжение мало), получим следующие полезные соотношения:

$$w_1 i_1 = w_2 i_2; \quad i_1 = \frac{w_2}{w_1} i_2 = \frac{1}{n} i_2; \quad i_1 = \frac{1}{n} i_2. \quad (2)$$

Трансформатор, в котором выполняются два основных уравнения:

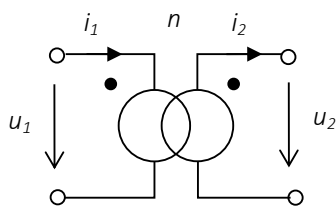
$$u_1 = nu_2; \quad i_1 = \frac{1}{n} i_2, \quad (3)$$

принято называть идеальным трансформатором (ИТ).

Содержание понятия «идеальный трансформатор» (ИТ)

Для модели ИТ обычно принимается также значение относительной магнитной проницаемости $\mu = \infty$, а пренебрежение потерями в меди и стали сводит в этом случае математическую и схемную модель трансформатора к идеальной форме (рис. 3).

Физическое содержание процессов в такой модели идеального трансформатора практически исчезает и обычно не обсуждается. Хотя с методической точки зрения важно и в этом идеальном случае обсудить физические



а)

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= n_1 u_2 \\ i_1 &= \frac{1}{n_1} i_2 \end{aligned} \right\}, \quad \begin{vmatrix} u_1 \\ i_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} n_1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{n_1} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} u_2 \\ i_2 \end{vmatrix}, \quad u_1 i_1 = u_2 i_2$$

б)

Рис. 3. Схемная (а) и математическая (б) модели идеального трансформатора

процессы, которые могут обеспечить преобразование токов и напряжений без потерь. Полезно обратить внимание на то, что в таком идеальном трансформаторе поток электроэнергии перемещается полностью только в диэлектрике, скользая вдоль плоскостей «идеального» ферромагнитного сердечника.

Такой сердечник с относительной магнитной проницаемостью $\mu = \infty$ является сверхпроводником для первичного магнитного потока. Внешнее электромагнитное поле внутрь такого сердечника проникнуть не может. Ток холостого хода равен нулю, а входное сопротивление, следовательно – бесконечно. *Промагничивание* такого «сверхпроводящего» магнитный поток сердечника происходит без потерь, путём касания внешним магнитным полем поверхности ферромагнитного материала. Как известно, для решения ряда задач электротехники и электроники эта идеализированная модель довольно часто и с успехом используется.

Однако в решении большинства инженерных и научных электротехнических задач требуется более точная картина физических процессов в реальном ферротрансформаторе. Кроме того, это позволяет создать его адекватное математическое описание и графическое отражение в виде схемной модели. Если более строго подойти к демонстрационной О-образной модели ферротрансформатора и к общепринятому изображению только основного магнитного потока Φ_0 и так называемых потоков рассеяния $\Phi_{\sigma 1}$ и $\Phi_{\sigma 2}$, то можно констатировать, что такая модель с энергетической точки зрения не корректна и не работоспособна.

Уточнения картины магнитного поля

С методической точки зрения упрощенного изображения потоков рассеяния только одной магнитной силовой линией недостаточно. Для того, чтобы пояснить, как передается поток электроэнергии от одной обмотки к другой, необходимо изобразить более наглядно электромагнитное поле, электрические и магнитные силовые линии которого направлены поперек направления движения электроэнергии и заполняют всё диэлектрическое пространство между обмотками.

В этой связи представляется целесообразным более полно и точно изображать электромагнитное поле трансформатора в диэлектрическом пространстве между обмотками (рис. 4). Кроме того, необходимо внятно и определённо уточнить роль и значение так называемых «потоков рассеяния».

Термин «магнитный поток рассеяния», который давно и устойчиво прижился в электротехнике, неудачен. Его целесообразно заменить более точным понятием – «рабочий» магнитный поток [10], возбуждаемый магнитодвижущей силой $F = w_1 i_1$ первичной обмотки в диэлектрике $(\vec{B}_e, \Phi_e, \Psi_e)$. Этот магнитный

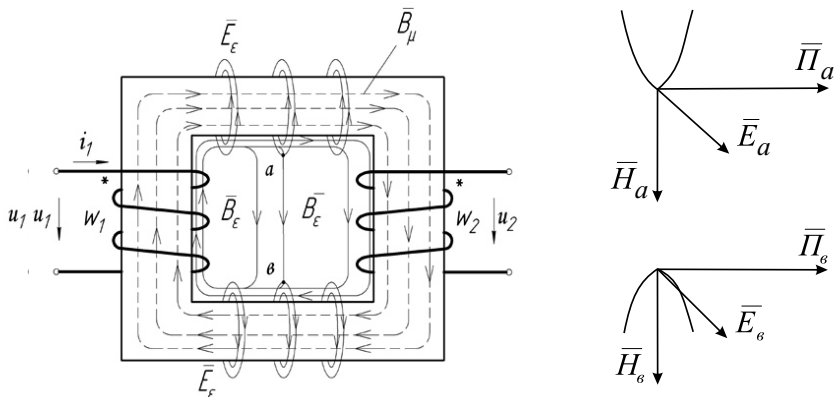


Рис. 4. Вариант уточненной картины рабочего электромагнитного поля с изображением поперечных силовых линий векторов \vec{E}_ϵ и \vec{B}_ϵ

поток – один из основных физических носителей общего потока электроэнергии, передаваемого вдоль поверхностей ферромагнитного сердечника в диэлектрическом пространстве от первичной обмотки к вторичной обмотке.

В сердечнике магнитная индукция \vec{B}_μ и поток Φ_μ обусловлены явлением намагничивания – уникальным свойством ферромагнетиков, причём значение индукции \vec{B}_μ определяется в основном вектором намагничённости \vec{M} :

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \cong \mu_0 \vec{M},$$

где \vec{M} – вектор намагничённости.

Изменение магнитного потока Φ_μ во времени порождает «роторное» электрическое поле, охватывающее поперек сердечник по всей длине, образует в диэлектрике совместно с нормальными составляющими магнитного поля транспортную среду для движения потока электроэнергии от первичной обмотки к вторичной. В любом контуре или витке, охватывающем сердечник, наводится эдс:

$$e_B = \oint \vec{E} d\vec{l} = - \frac{d\Phi_0}{dt}.$$

Важно отметить, что в отличие от поля ЛЭП, где поперечные электрические силовые линии конечны (начинаются и заканчиваются на поверхностных избыточных зарядах проводов), в трансформаторе, в основном диэлектрическом пространстве силовые линии электрического поля \vec{E}_ϵ непрерывны и замкнуты. Фактически это переменное электрическое поле в трансформаторе вторично, так как возбуждается изменением во времени магнитного поля в сердечнике. Это важнейшее назначение и роль ферромагнитного сердечника

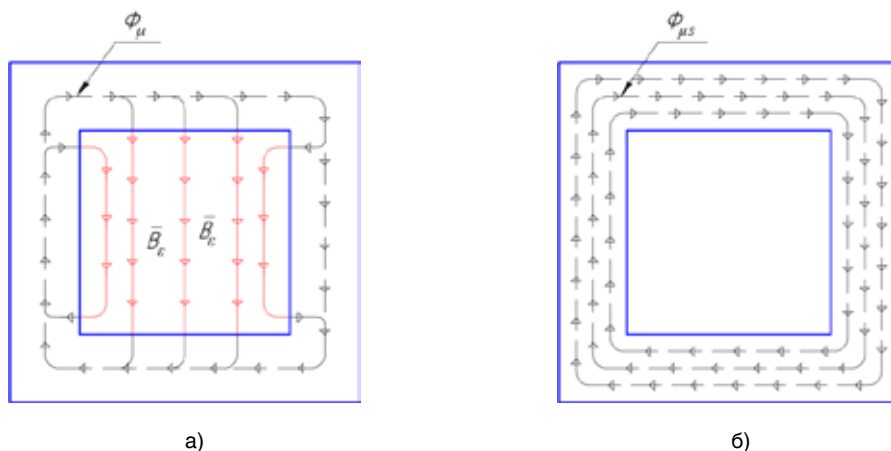


Рис. 5. Условная упрощенная картина вторичных магнитных полей (обусловленных только намагниченностью ферромагнетика) в нормальном рабочем состоянии сердечника (а) и в насыщенном состоянии (б)

в трансформаторе – обеспечение преобразования полей и транспортировки потока электроэнергии без проводов между двумя изолированными электрическими цепями.

Для полноты представлений и усиления роли магнитного сердечника в трансформаторе можно изобразить условно отдельно картину магнитных силовых линий вторичного поля, обусловленных намагничиванием сердечника в двух состояниях – до его насыщения и после насыщения (рис. 5, а и 5, б). Здесь уместно обратить внимание на наличие нормальных составляющих вектора магнитной индукции \vec{B}_ε , которые заполняют пространство между обмотками и совместно с первичным магнитным полем образуют транспортную среду для потоков энергии в диэлектрике между обмотками. В насыщенном состоянии сердечник уже не препятствует проникновению внешнего электромагнитного поля, входной ток трансформатора в этом состоянии резко возрастает, активные потери увеличиваются во много раз, и при длительном нахождении в этом режиме сердечник может выйти из строя (электротехническая сталь теряет свойства и «рассыпается»).

Разумеется, реальная картина магнитного поля в диэлектрическом пространстве между обмотками и в магнитном сердечнике гораздо сложнее, чем изображено на рис. 4 и рис. 5. Наличие нормальных составляющих вектора \vec{B}_ε в режиме до насыщения магнитного сердечника можно объяснить тем, что вектор намагниченности \vec{M} в этом режиме можно разложить на продольную и поперечную составляющие. После насыщения этот вектор имеет только продольную составляющую (поперечная составляющая исчезает), и его ве-

личина не растёт. Условия передачи потока энергии во вторичную обмотку ухудшаются, так как существенно уменьшается и электрическое поле.

Возвращаясь к исходной картине полей (рис. 4), необходимо отметить, что наибольший уровень напряженности магнитного поля \bar{H}_e и электрического поля \bar{E}_e наблюдается на поверхности ферромагнетика. Плотность потока электроэнергии можно представить в виде двух компонентов:

$$w_0 = \frac{\bar{E}\bar{D}}{2} + \frac{\bar{H}\bar{B}}{2} = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{\bar{E}^2}{2} + \mu\mu_0 \frac{\bar{H}^2}{2}.$$

Вклад каждой из этих аддитивных составляющих изменяется от точки к точке в диэлектрическом пространстве между обмотками и зависит от уровня напряжения обмоток и режима трансформатора (от холостого хода до короткого замыкания).

Важно обратить внимание на то, что направление потока энергии нормально к силовым линиям электрического \bar{E}_e и магнитного \bar{H}_e рабочего поля (рис. 4, б). Во многих учебниках изображают магнитный поток в магнитопроводе, сцепленный с обеими обмотками, и не обращают внимание на потоки в диэлектрике. Подобные схемные модели не только некорректны, но и не работоспособны, а также создают ложное представление о физических процессах в трансформаторе.

Динамику перемещающегося с фантастической скоростью потока энергии электромагнитного поля принято характеризовать математически вектором Пойнтинга: $\bar{\Pi} = [\bar{E} \times \bar{H}]$. Направление этого вектора в каждой точке объема совпадает с направлением передачи потока электроэнергии. Из анализа рис. 4, б видно, что энергия электромагнитного поля устремляется от первичной обмотки двумя потоками (верхним и нижним) к приёмной вторичной обмотке.

Мгновенная мощность, наблюдаемая на входных и выходных зажимах трансформатора, определяется через векторы напряжённостей поперечных силовых линий электрического и магнитного полей так:

$$p(t) = \int_S \bar{\Pi} \bar{d}s = \int_S [\bar{E} \times \bar{H}] \bar{d}s = u \times i,$$

где S – поперечное сечение пространства, в котором перемещается рабочий электромагнитный поток;

u и i – наблюдаемые интегральные величины напряжения и тока, характеризующие интенсивность соответственно поперечного электрического поля и магнитного поля:

$$u = \int \bar{E}d\bar{l} \text{ и } i = \int \bar{H}d\bar{l}.$$

Следует заметить, что часть энергии, проникшей в ферромагнетик, уходит из рабочего потока, характеризует потери в стали, приводит к нагреву сердечника и безвозвратно теряется в трансформаторе.

Формирование рациональных схем замещения трансформаторов

Кратко остановимся на методике формирования на основе изложенных выше полевых представлений о процессах в трансформаторе исходных уравнений. Если учесть тепловой нагрев первичной и вторичной обмоток трансформатора на схеме сопротивлениями соответственно R_1 и R_2 , нетрудно построить вначале математическую модель реального трансформатора, а затем и его схему замещения (рис. 6). Уравнение входной цепи ферротрансформатора будет иметь форму дифференциального нелинейного уравнения первого порядка:

$$u_1 = R_1 i_1 + \frac{d\psi_{\varepsilon 1}}{dt} + \frac{d\psi_{1\mu}}{dt},$$

$$0 = R_2 i_2 + \frac{d\psi_{\varepsilon 2}}{dt} - \frac{d\psi_{2\mu}}{dt} + u_2.$$

Введя обозначения для рабочих линейных индуктивностей:

$$L_{\varepsilon 1} = \frac{\Psi_{\varepsilon 1}}{i_1} \text{ и } L_{\varepsilon 2} = \frac{\Psi_{\varepsilon 2}}{i_2},$$

получим систему основных исходных уравнений входной и выходной цепей трансформатора:

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{\varepsilon 1} \frac{di_1}{dt} + \frac{d\psi_{1\mu}}{dt},$$

$$0 = R_2 i_2 + L_{\varepsilon 2} \frac{di_2}{dt} - \frac{d\psi_{2\mu}}{dt} + u_2.$$

Дополнительно к этой системе нелинейных дифференциальных уравнений (4) используются уравнения (3) ИТ, а также нелинейная зависимость $\psi_{\mu}(i_{\mu})$.

Соответствующая этой системе уравнений исходная схема замещения может быть представлена в наиболее удобной для практической работы форме с идеальным трансформатором (рис. 6).

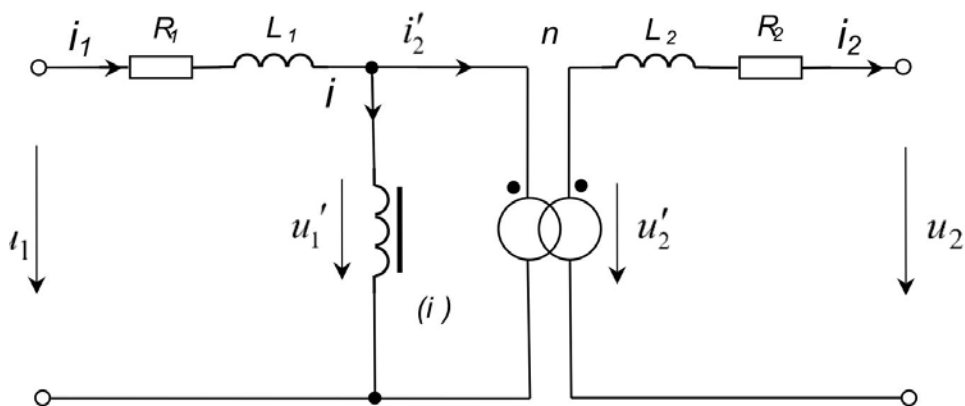


Рис. 6. Схема замещения ферротрансформатора напряжения с моделью идеального трансформатора

В этой схеме удачно отражены все основные физические процессы трансформатора: нагрев проводников первичной и вторичной обмоток, магнитные потоки в диэлектрике (продольные линейные индуктивности), поперечная нелинейная индуктивность, отражающая магнитный поток ферромагнитного сердечника, и идеальный трансформатор, подчёркивающий гальваническое разделение входных и выходных цепей. Основные трудности

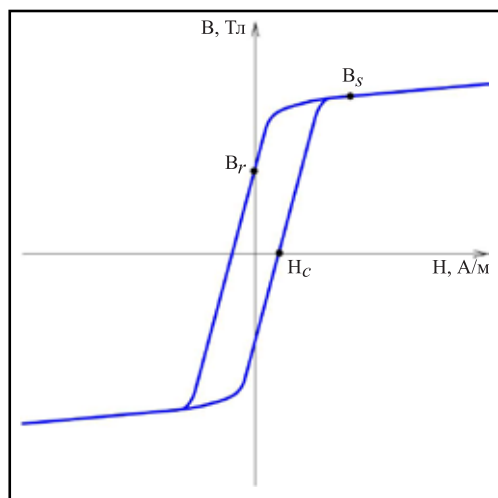


Рис. 7. Гистерезисная кривая намагничивания (предельная, стационарная)

анализа и расчёта этой схемной модели обусловлены наличием нелинейного элемента – ферромагнитной ветви, описание которой достаточно сложное и неоднозначное. Существует множество подходов к описанию нелинейной ферромагнитной ветви в зависимости от требований к точности решения конкретной технической задачи. Во многих случаях нелинейную индуктивность описывают характеристикой намагничивания различной сложности (рис. 7, 8) и выделяют условно резистивную ветвь, отражающую «потери

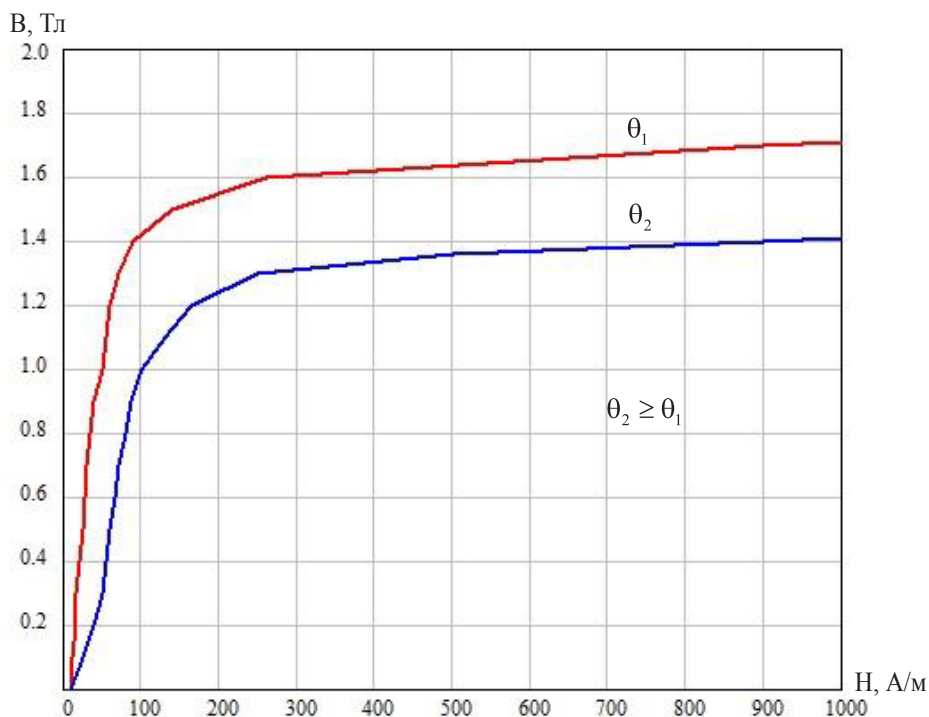


Рис. 8. Однозначные безгистерезисные кривые намагничивания (θ – температура ферромагнетика)

в стали» (рис. 9). Для точных расчётов переходных процессов в трансформаторах и моделирования их в компьютерных средах у нас в стране и за рубежом разработано множество различных математических моделей, среди которых получили наибольшее распространение в комплексных компьютерных программах достаточно точные нелинейные модели Талукдар – Бэйли (Talukdar – Baily) [17] и Джайлза – Эсетона (Jieles – Atherton) [18]. Как показывает опыт практического применения, первая из вышеназванных моделей (отличительной особенностью которой является концепция «восходящих и нисходящих ветвей» кривой намагничивания, а также использование дискретных моделей) менее затратная по вычислительным ресурсам и скорости расчётов. По нашим оценкам, модель Джайлза – Эсетона может быть более точной, но требует большего времени и вычислительных ресурсов [16, 21].

В ряде инженерно-технических задач не требуется высокая точность расчётов, поэтому могут использоваться и более простые аппроксимации однозначной кривой намагничивания, например, прямоугольная кривая намагничивания (в режимах с глубоким насыщением сердечника).

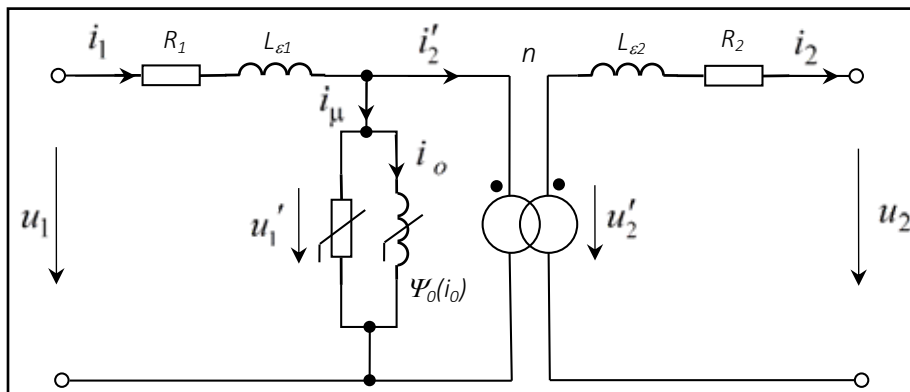


Рис. 9. Вариант рациональной схемной модели ферротрансформатора напряжения

Для большинства практических расчётов применяются так называемые «приведённые» электрические схемы замещения (рис. 10), которые являются дальнейшим этапом упрощения математических моделей и фактически получаются исключением уравнений ИТ (3) из общей системы уравнений трансформатора (4). Рассматриваемая Т-образная схема замещения трансформатора является классической и успешно зарекомендовала себя в теории трансформаторов. Попытки обосновать применение других модификаций схем замещения (Π-образные, многосвязные, сложные Г-образные) пока не увенчались успехом и не находят широкого применения.

Однако заметим, что более полное и глубокое рассмотрение процессов в трансформаторе на основе электрических схем замещения можно дополнить схемными моделями магнитной цепи [19]. Интересно отметить, что такая адекватная и наглядная схема имеет Π-образную структуру с двумя идеаль-

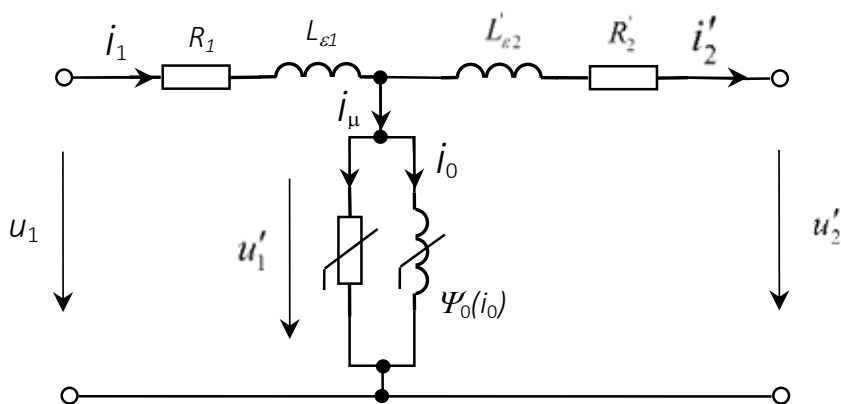


Рис. 10. Приведённая к первичной обмотке Т-образная схема замещения трансформатора

ными источниками тока, отражающими заданные магнитодвижущие силы первичной и вторичной обмоток, а также нелинейные индуктивности, соответствующие отдельным участкам магнитопровода.

Наиболее важным и ответственным этапом формирования модели трансформатора является выбор значений параметров схемной модели, однако обсуждение этой задачи выходит за рамки данной статьи. Результаты исследований по этой теме будут опубликованы позже.

Различные подходы к решению этой сложной проблемы изложены в ряде других работ [11-15] и в одной статье данного сборника [21].

Обилие разнообразных подходов и опубликованных работ по данной теме свидетельствует о том, что эта задача актуальна и требует разработки обоснованной методики выбора параметров трансформатора в каждом из режимов, особенно для точных расчётов и моделирования переходных процессов в реальном времени.

Особенности трансформаторов напряжения и трансформаторов тока

В электроэнергетике по функциональному назначению различают два вида трансформаторов: трансформаторы напряжения (ТН) и трансформаторы тока (ТТ).

Силовые, измерительные и промежуточные трансформаторы напряжения входными цепями присоединяются к источникам эдс или другим источникам напряжения с малыми внутренними сопротивлениями. Заданным является входное напряжение $u_1(t)$, которое и определяет состояние сердечника. Значение потока или магнитной индукции в первом приближении вычисляется по формуле:

$$\Phi_0(t) = \Phi_H + \frac{1}{w_1} \int_0^t u dt, \quad B_\mu(t) = B_{\mu H} + \frac{1}{w_1 S} \int_0^t u dt.$$

В отличие от ТН, в схемных моделях трансформаторов тока заданным является первичный ток, поэтому входные зажимы схемы ТТ в большинстве случаев подключаются к идеальному источнику тока. Кроме того, с учётом реальных значений параметров модели, схема замещения ТТ оказывается Г-образной (рис. 11).

Параметры вторичной цепи ТТ и характер нагрузки входных цепей современных устройств РЗА таковы, что следует учитывать более точно, в первую очередь, активные сопротивления.

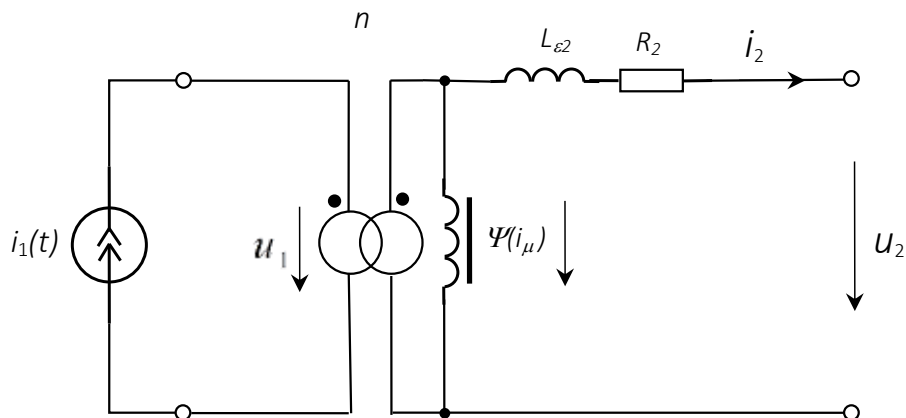


Рис. 11. Классическая схемная модель проходного трансформатора тока

Выводы

1. В трансформаторе основной поток электроэнергии перемещается, в основном, в диэлектрической среде (воздухе, трансформаторном масле, твёрдой изоляции), скользя по поверхностям ферромагнитного сердечника, где наблюдается наибольшая плотность потока. Частично мощность основного потока тратится на намагничивание ферромагнетика (на вихревые токи и гистерезис), при этом происходит нагрев магнитопровода, и эта часть мощности безвозвратно теряется внутри трансформатора.

2. Важнейшая роль ферромагнитного сердечника обусловлена тем, что его конфигурация, во-первых, определяет между изолированными друг от друга обмотками форму пути вторичного магнитного потока, создающего в окружающем сердечник пространстве транспортную среду, состоящую из замкнутых силовых линий электрического поля. Во-вторых, к первичному магнитному полю в диэлектрической среде добавляются нормальные составляющие вектора магнитной индукции сердечника. Совокупность нормальных составляющих вектора напряжённости электрического поля и взаимосвязанных с ними нормальных составляющих вектора магнитной индукции обеспечивают передачу и преобразование потока электроэнергии в трансформаторе.

3. Классическая Т-образная схема замещения трансформаторов остаётся рациональной и надёжной моделью, а правильный выбор значений её параметров обеспечивает достаточно точный для практики расчёт и условия компьютерного моделирования.

4. В связи с ростом требований к точности анализа переходных режимов в трансформаторах остаётся актуальной проблема определения оптимальных значений параметров схемных моделей.

Литература:

1. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники // Ч.3. Теория электромагнитного поля. – М.: Энергия. 1969. – 352 с.
2. Сили С. Электромеханическое преобразование энергии: пер. с англ. – М., Энергия. – 1968. – 376 с.
3. Калантаров П.Л., Нейман Л.Р. Теория цепей переменного тока: учебник для электротехнических и энергетических вузов и факультетов // Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники: – в 3 ч. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1954. – Ч.2. – 416 с.
4. Ионкин П.А. Теоретические основы электротехники. Том II. Нелинейные цепи и основы теории электромагнитного поля. // Ионкин П.А., Даревский И.А., Кухаркин Е.С., Миронов В.Г., Мельников Н.А. Учебник для электротехн. вузов. Изд. 2-е, перераб и доп. М., Высшая школа. – 1976. – 383 с.
5. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В. Теоретические основы электротехники: учебник для вузов. – 5-е изд. т. 2. – СПб: Питер. – 2009. – 432 с.
6. Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчёта трансформаторов. Л.; Энергия, 1970. – 432 с.
7. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528 с.
8. Шакиров М.А. Вектор Пойнтинга и новая теория трансформатора. Ч.1. // Электричество. – 2014.– №9. – С. 52-59.
9. Колесников В.В. Основы теории цепей. Установившиеся режимы: текст лекций // ГУАП – СПб., 2006. – 101 с.
10. Александров Г.Н. Особенности магнитных потоков в трансформаторе. // Электричество. 2003. – № 5. – С. 19-26.
11. Дроздов А.Д. Электрические цепи с ферромагнитными сердечниками в релейной защите. – М.; Л.: Энергия. – 1965. – 240 с.
12. Патент № 2377586 РФ, МПК G01R 31/06, G01R 27/26. Способ определения индуктивности рассеяния трёхфазной высоковольтной обмотки силового трансформатора. // Михеев Г.М., Шевцов В.М., Баталыгин С.Н., Иванова Т.Г., Фёдоров Ю.А.; опубл. 27.12.2009. Бюл. № 36. – 11 с.
13. Михеев Г.М., Шевцов В.М., Иванова Т.Г. Методы определения индуктивности рассеяния обмоток силового трансформатора // Вестник Чуваш. ун-та. 2009. – № 2. – С. 147-153.
14. Шевцов В.М., Иванова Т.Г. Определение по цифrogramмам индуктивностей рассеивания силовых трансформаторов // Известия ВУЗов, Электромеханика. 2013. – №1. – С. 88-91.
15. Новаш И.В., Румянцев Ю.В. Расчёт параметров модели трехфазного трансформатора из библиотеки MATLAB-SIMULINK с учётом насыщения магнитопровода. Известия ВУЗов и энергетических объединений СНГ. Энергетика. 2015. – № 1. – С. 12-24.
16. Наумов В.А., Шевцов В.М. Математические модели трансформатора тока в исследованиях алгоритмов дифференциальных защит. Электрические станции. 2003. – № 3. – С. 51-56.
17. Talukdar S.N., Baily J.R.. Hysteresis models for Systems Studies // IEEE Transaktions on Power Appavatus and Systems. Vol. PAS-95. 1976. № 4. – P. 1429-1434.
18. Jieles D.C., Atherton D.L. Theory of ferromagnetic hysteresis // Jornal of Magnetic Materials. – 1986. – 61.

19. Salimi M., Gole A.M., Jayasinghe R.P. Improvement of Transformer Saturation Modeling for Electromagnetic Transient Programs // Paper submitted to the International Conference on Power Systems Transients (IPST 2013) in Vancouver, Canada. July 18 – 20. – 2013.
20. Понамарев Е.А., Шевцов В.М. Цифровые системы реального времени для моделирования электроэнергетических систем // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: Сб. науч. трудов НПП «ЭКРА». – Чебоксары: РИЦ «СРЗАУ». – 2013. – Вып. 2. – С. 45-55.
21. Харитонов К.В., Понамарев Е.А., Шевцов В.М. Верификация компьютерной модели трёхфазного двухобмоточного силового трансформатора // Цифровая электротехника: проблемы и достижения: Сб. науч. трудов НПП «ЭКРА». – Чебоксары: РИЦ «СРЗАУ». – 2016. Вып. 5. – С. 77-85.

Сведения об авторе



Шевцов Виктор Митрофанович

Окончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института в 1961 г. Научный руководитель ПНИЛ «Цифровая электротехника» ЧГУ, заслуженный изобретатель ЧР. Автор 57 изобретений в области электротехники, противоаварийной автоматики и релейной защиты. Имеет более 100 научных публикаций в области нелинейной электротехники, электроэнергетики и микропроцессорной техники. Профессор кафедры ТОЭ и РЗА ЧГУ, кандидат технических наук. Заместитель технического директора по наuke – заведующий техническим отделом НПП «ЭКРА».

Научное издание

**Цифровая электротехника:
проблемы и достижения**

Сборник научных трудов НПП «ЭКРА»
Выпуск V

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

Компьютерная верстка: Т.Б. Романенко

Подписано в печать 29.12.2016.

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

Физ. печ. л. 9,5. Усл. печ. л. 9,45.

Тираж 300 экз.

Заказ 175670.

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

ISBN 978-5-9907177-2-5



9 785990 717725

