

ISSN 0013-5380

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1997

8

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

УЧРЕДИТЕЛИ: РОССИЙСКАЯ АКАДЕМИЯ НАУК (Отделение физико-технических проблем энергетики),
ФЕДЕРАЦИЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ ОБЩЕСТВ

СОДЕРЖАНИЕ

Дубовой В.Г. Теория оперативных переключений в электроустановках	2
Глушко В.И., Ямный О.Е., Ковалев Э.П., Науменок Н.А. Расчет наведенного напряжения на линиях электропередачи и обеспечение безопасности работ на этих линиях	13
Меньшов Б.Г., Еришов М.С., Егоров А.В. Исследование новой системы электроснабжения, обеспечивающей повышение устойчивости двигательной нагрузки	19
Бочковский Б.Б., Рогожин И.Б., Росанов Н.И., Тимашова Л.В. Определение координат ударов молнии и амплитудных значений ее токов	24
Олексевич И.В., Орлов А.В., Темников А.Г. Анализ причин интенсивного искрения электрофильтров ТЭС, улавливающих угольную золу	30
Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода	35
Булычев А.В., Ванин В.К. Контроль состояния механической части асинхронного электродвигателя	45
Тарасов А.Н. Аварийные процессы в тиристорных преобразователях частоты с промежуточным звеном постоянного тока	48
Анненков В.З. Метод расчета импульсного сопротивления стержневого заземлителя	59
Мейер А.А. Поле точечного заземления в полубесконечной неоднородной среде	67
Юсупов Р.Х. Особенности моделирования электромеханических цепей в низкочастотном диапазоне	72
Абдалов Ш.И. Моделирование параметрического стабилизатора напряжения с взаимно ортогональными магнитопроводами	76

ХРОНИКА

Владимир Андреевич Строев (К 60-летию со дня рождения)	78
--	----

CONTENTS

Dubovoi V.G. Theory of Operating Switchings in Electrical Installation	2
Glushko V.I., Yamnyi O.Ye., Kovaliov E.P., Naumionok N.A. Calculating an Induced Voltage on HV Transmission Lines and Measures for Insuring Safety of Works	13
Men'shov B.G., Yershov M.S., Yegorov A.V. Investigation of a New Current Supply System Insuring Increasing the Stability of an Impellent Load	19
Bochkovskii B.B., Rogozhin I.B., Rosanov N.I., Timashova L.V. Determination Coordinates of Lightning Strokes and Lightning Current	24
Oleksevich I.V., Orlov A.V., Temnikov A.G. Analysis of Reason for Intensive Arcing of Electrostatic Precipitators of Thermal Power Plant	30
Bychkov M.G. Elements of the Theory of a Switched Reluctance Drive	35
Bulychev A.V., Vanin V.K. Controlling of the State of an Induction Motor Mechanical Part	45
Tarasov A.N. Emergency Processes in Thyristor Frequency Converter with Intermediate DC Link	48
Annenkov V.Z. Method for Calculating Pulse Resistance of a Ground Rod	59
Meyer A.A. Field of Point Earthing in a Semi-Infinite Non-Homogenous Medium	67
Yusupov R.K. Features of Modelling Electromechanical Circuits in Low-Frequency Range	72
Abdalov Sh.I. Modelling Parametric Voltage Stabilizer with Mutually Ortogonal Magnetic Circuits	76

CHRONICLE

Vladimir Andreyevich Stroeve (to Mark the 60th Anniversary)	78
--	----

Теория оперативных переключений в электроустановках

ДУБОВОЙ В.Г.

Представлен подход к построению теории переключений в электроустановках. Выполнено исследование системы переключений методами системного анализа. Показано, что системе переключений свойственны функции управления и блокирования неправильных команд. Предложены методы формализации процессов переключений. Выявлены проблемы моделирования переключений, связанные с применением теории алгоритмов и формальных систем.

Ключевые слова: электроустановка, переключение, управление, блокирование, формализация, моделирование

При обслуживании электроустановок (ЭУ) оперативный персонал (оператор) осуществляет процесс переключений электрических соединений в силовых и вспомогательных электрических цепях для изменения состояния или режима эксплуатации, ликвидации аномальных режимов работы оборудования. Неправильные действия при производстве переключений приводят к авариям и отказам, составляющим более половины всех случаев аварийности в электроэнергетике. Повышение качества переключений может быть достигнуто путем более рационального распределения функций между компонентами системы переключений (СП), определяемой как совокупность оборудования, участвующего в переключениях, оператора, принимающего управляющие решения и выполняющего оперативные действия, технических средств управления и блокирования, средств вычислительной техники для поддержки деятельности оператора. Изучение современных тенденций в выборе методов и средств повышения надежности и безопасности переключений позволяет сделать вывод о целесообразности более активного внедрения средств автоматизации и процессы оперативных переключений [1]. Для успешной реализации такой задачи необходимо изучение СП и строгое ее определение, заключающееся в разработке средств представления процедур переключений, процессов управления и блокирования, создании концепции автоматизации, построения моделей системы и ее специфических свойств. Исследование СП перечисленными методами системного анализа позволяет выявить основные закономерности процессов переключений, которые могут быть обобщены в соответствующую теорию. Рассмотрим кратко подход к созданию теории переключений.

An approach to creating the switching theory in electrical installations is considered. An investigation of a switching system has been carried out of using methods of system analysis. It is shown that switchings the system has also functions of controlling and wrong command blocking. Methods for formalizing switching processes are proposed. The problems of switching modelling connected with the application of the algorithms theory and formal systems are revealed.

Key words: electrical installation, switching, control, formalizing, modelling

Повседневная практика функционирования СП позволяет сформулировать ряд определений, которые в общем виде характеризуют процессы переключений и, являясь истинными в рамках разрабатываемой теории, могут служить ее аксиомами.

1. Процедуры переключений однозначно определены, их последовательность жестко фиксирована.

2. В процессе производства переключений оператор принимает и реализует управляющие решения на основе информации, собираемой и обрабатываемой техническими средствами.

3. Управляющее решение, принятое в процессе производства переключений, может быть правильными или неправильными.

4. Информация в СП может быть неполной, а также неполностью достоверной.

5. Команда на привод силового коммутационного аппарата (КА) не может быть отменена или изменена системой управления переключениями (СУП).

6. Команда управления от СУП может быть неправильной.

7. Ситуация в ЭУ в любой момент времени может стать аномальной.

Кроме того, для обеспечения достаточной строгости построения теории необходимо ввести несколько постулатов, истинность которых не может быть доказана в рамках создаваемой теории, однако существуют научные обоснования правомерности их применения в рассматриваемом случае.

1. Процессы и структуры СП могут быть представлены конечным множеством логических переменных.

2. Содержательно сформулированная теория

переключений может быть формализована с достаточной полнотой средствами математической логики.

3. Процессы выработки и принятия решений при управлении переключениями могут основываться на гипотезе о динамической ситуативной модели объекта управления.

Концепция автоматизации переключений создается с учетом специфики переключений и требований, предъявляемых к человеко-машинному взаимодействию в автоматизированных системах управления (АСУ). Исследования показывают [2, 3], что наиболее слабым звеном в системах управления электроэнергетическими процессами является оператор, принимающий управляющие решения в результате анализа мысленной модели ситуации в ЭУ. На формирование этой модели оказывают существенное влияние субъективные психофизиологические факторы, в результате чего возможно искаженное восприятие реальности.

Применяемые в настоящее время средства вычислительной техники (ЭВМ) позволяют создавать объективную модель текущего состояния схемы и осуществлять целенаправленное воздействие на оператора с целью корректировки его мысленной модели [4–6]. Таким образом, ослабление влияния субъективных факторов на принятие оператором управляющих решений является одной из основных задач автоматизации переключений. В связи с тем, что окончательное решение на формирование команды управления остается за оператором, возможность принятия им неправильного решения сохраняется. Неправильная команда может пройти также вследствие сбоя в технических средствах системы управления и по иным причинам, указанным в ряде аксиом теории переключений. Возникает не менее важная задача блокирования любой неправильной команды, которая существующими методами и системами не может быть решена с достаточной надежностью [7].

Пути оптимизации решения основных задач СП сформулируем в виде концепции автоматизации переключений следующим образом: в процессе производства переключений оператор принимает управляющие решения на основе совместного с ЭВМ логического анализа ситуации в ЭУ, при этом отдельной подсистемой осуществляется контроль процесса переключений и реализуется логическая функция запрета неправильных команд.

Для выявления основных закономерностей функционирования СП выполним построение ее обобщенной модели на базе универсальной модели кибернетической системы, структурные схемы моделей показаны на рис. 1 и 2. Обоснование

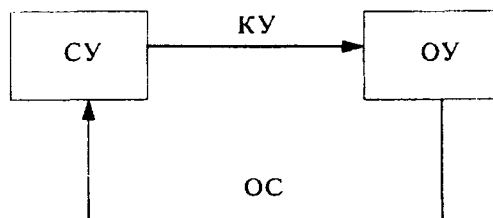


Рис. 1. Универсальная модель кибернетической системы: СУ — система управления; КУ — команда управления; ОУ — объект управления; ОС — обратная связь

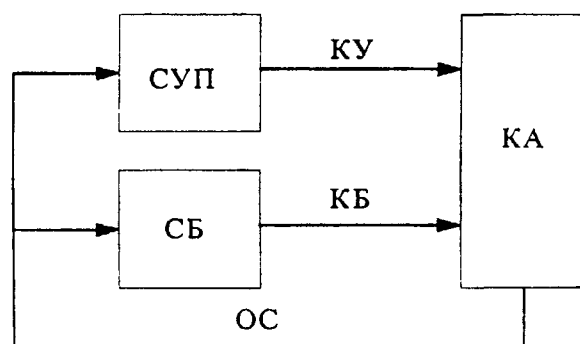


Рис. 2. Обобщенная модель системы переключений: СУП — система управления переключениями; СБ — система блокировки; КУ — команда управления; КБ — команда блокирования; КА — силовой коммутационный аппарат

результатов построения получим в процессе анализа процедур переключений. Команда управления, поступившая на привод силового КА, однозначно обрабатывается приводом. Если команда была неправильной (приводящей, например, к соединению цепи, находящейся под напряжением, с заземлением, разрыву тока нагрузки непредназначенными для этих целей КА и др.), то срабатывание КА может привести к необходимости прерывания выполняемой программы переключений и переходу к решению задачи ликвидации возникшей аномальной ситуации. В этом случае СУП не способна скорректировать результат предыдущей команды путем выработки корректирующего воздействия (или серии воздействий) на привод КА с целью исправления случившегося. Приведенный пример, а также содержание аксиом 1, 3, 5, 6 позволяют утверждать, что обратная связь в условиях функционирования СП не может осуществлять корректирующего управляющего воздействия, характерного для универсальной модели. При этом делается принципиальный вывод о невозможности реализации функции блокирования неправильных команд в составе СУП. Таким образом, модель СП будет достоверно отображать процессы переключений при условии реализации логической функции запрета (блокирования) неправиль-

ной команды в виде отдельной подсистемы. На основании сказанного определим основные особенности функционирования системы переключений.

Определение 1. Системе переключений свойственны функции управления и блокирования.

Определение 2. Обобщенная модель СП является кибернетической моделью, в которой функции управления и блокирования разделены.

Теорема 1. Процесс переключений выражается логической последовательностью событий

$$\dots \Rightarrow o_i p_i \Rightarrow d_j \Rightarrow k_j p_j \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} o_j p_{j+1} \Rightarrow d_{j+1} \Rightarrow \dots \text{ (при } b_j=0); \\ o_i p_i \Rightarrow d_j \Rightarrow \dots \text{ (при } b_j=1), \end{array} \right\} \quad (1)$$

где o_i — переключательные операции; p_i — проверочные действия, связанные с выполнением i -й операции; d_j — решение на производство j -й операции; k_j — команда на производство j -й операции; b_j — команда блокирования j -й операции; символ \Rightarrow — направление преобразований.

Теорема 2. Процесс переключений характеризуется формулой

$$\forall \Omega_i(o_i, p_i, d_i) [\dots \Rightarrow o_j p_j \Rightarrow d_{j+1} \Rightarrow o_{j+1} p_{j+1} \Rightarrow \dots], \quad (2)$$

где Ω — процесс переключений; \forall — квантор общности.

Из формулы (2) следует, что для всех процессов переключений существуют однозначно определенные жестко фиксированные последовательности событий (шаги), заключающиеся в производстве переключательной операции, проверке результатов выполнения операции, принятии решения на производство следующей операции.

Теорема 3. Процесс принятия решения на производство i -й операции выражается последовательностью процедур

$$\{x_i\} \Rightarrow R_{Ci}^{(A)} \Rightarrow M_{Si}^{(A)} \Rightarrow M_{Si}^{(0)} \rightarrow d_i^{(0)}, \quad (3)$$

где i — номер переключательной операции; $\{x_i\}$ — массив входной информации о состоянии ЭУ в момент принятия решения (i -состоянии); $R_{Ci}^{(A)}$ — процедура распознавания i -состояния схемы электрических соединений ЭУ логической частью СП; $M_{Si}^{(A)}$ — модель i -ситуации в электроустановке, формируемая логической частью СП; $M_{Si}^{(0)}$ — мысленная модель i -ситуации в ЭУ, формируемая у оператора под воздействием $M_{Si}^{(A)}$; $d_i^{(0)}$ — решение оператора на производство i -операции; \rightarrow — логическое следствие.

Подход к доказательству теорем в семантических терминах приведен ранее. Отметим ряд важных для практического применения следствий.

Следствие 1. Управление переключениями

является алгоритмическим процессом.

Переключения в ЭУ предписывается выполнять по программам или бланкам переключений. С кибернетической точки зрения критерием алгоритмичности любого процесса является возможность его программирования. Рассмотрение основных требований к алгоритмам (наличие входных, промежуточных и выходных данных; возможность разбиения алгоритма на шаги или действия, множество которых конечно; детерминированность шагов, предполагающая строгую их очередность и однозначность; результативность, т.е. остановка после конечного числа шагов; наличие описания алгоритма — инструкция или программы и некоторые другие менее принципиальные требования) и требований к процессам переключений, изложенных в аксиомах и теоремах теории переключений, показывает их принципиальное сходство.

Для устранения возможного смешения понятий определим, что в теории переключений под термином «программа» понимается программа переключений π , а инструкции или программы, под которыми в прикладном программировании понимается описание алгоритма, будем обозначать термином «описание алгоритма».

Следствие 2. Структурной единицей программы переключений является укрупненный шаг λ_j , представляющий собой логически завершенную жестко фиксированную последовательность элементарных шагов λ_j^i , такую, что $\lambda_j = \{\lambda_j^i | \lambda_j^{(1)} \Rightarrow \dots \Rightarrow \lambda_j^i\}$. При этом программа переключений π_k , состоящая из укрупненных шагов λ_j , в свою очередь может быть выражена соотношением

$$\pi_k = \{\lambda_j | \lambda_1 \Rightarrow \dots \Rightarrow \lambda_j\}. \quad (4)$$

Производство переключений включает в себя операции с КА вспомогательных цепей (защиты, автоматика, измерительные цепи, оперативный ток и др.), операции с КА силовой цепи, проверочные действия и процедуры принятия решения на выполнение операции. Операции с силовыми КА приводят к изменению оперативного состояния схемы ЭУ и поэтому могут считаться завершающими оперативными действиями. Перед этими операциями обычно выполняется комплекс подготовительных операций с КА вспомогательных цепей, проверок правильности их выполнения, в результате чего возникает возможность логического контроля правильности подготовки к операции с силовым КА и блокирования команды на операцию с силовым КА в случае обнаружения логической противоречивости в операциях укрупненного шага. При этом выявленные логической частью СП нарушения можно исправить и продолжить переключения.

Анализ обобщенной модели СП показал, что неправильная операция с КА силовой цепи может нарушить режим ЭУ, в то же время ее нельзя отменить или скорректировать. В этом случае возникает необходимость логического контроля правильности команды управления, сформированной в ходе переключений, и блокирование неправильной команды до ее отработки приводом силового КА.

Следствие 3. Функции управления и блокирования в СП могут быть определены как логическое управление (ЛУ) и логическое блокирование (ЛБ).

Анализ процессов переключений показал, что все процедуры управления (сбор и обработка информации, анализ, диагноз и прогноз ситуации в ЭУ, выработка и принятие решения, оперативное действие и проверка исполнения команды) строятся с применением методов логики и могут быть полностью описаны языком математической логики [8–10]. Аналогичные исследования проведены в части функции блокирования неправильных команд [11], в результате чего стало правомерным использование термина «логическое» к функциям управления и блокирования.

Следствие 4. Логическое управление может быть реализовано в виде способов программного ЛУ и ситуационного ЛУ.

Изучение целей переключений и альтернатив их достижения позволило разработать способы программного ЛУ [10] и ситуационного ЛУ [8]. Необходимость двух способов управления переключениями определяется требованиями к оперативному управлению оборудованием, в число задач которого входят:

производство переключений, пусков и остановов;

подготовка к производству ремонтных работ; локализация аварий и восстановление режима работы [12].

Опыт оперативного управления ЭУ показывает, что решение первых двух задач наиболее эффективно с помощью программного ЛУ. Практически это выражается в выполнении заранее спланированных оперативных действий по программам, бланкам переключений. Теоретически с учетом *следствия 1* процесс программного ЛУ можно представить алгоритмом A , имеющим описание, выполненное на основании программы π , реализующей зависимости (4) и (1) и человеко-машинный механизм реализации алгоритма, т.е. управления ходом переключений.

Ситуационное ЛУ позволяет оптимизировать действия оператора при ликвидации технологических нарушений (решение третьей задачи), когда возникает необходимость предотвращения раз-

вития нарушений, быстрого восстановления электроснабжения потребителей, создание наиболее надежных послеаварийной схемы и режима работы ЭУ. Практические действия оператора при возникновении аномальной ситуации S_i^a начинаются с анализа мысленной модели ситуации $M_{Si}^{(0)}$, которая формируется в СУП по формуле (3). После принятия решения на оперативное действие и формирования команды управления силовым КА (или последовательности команд) возникает необходимость анализа изменившейся ситуации, при этом возможно неоднократное повторение цикла, выражающегося формулой (3), до тех пор, пока ситуация перестанет быть аварийной. Завершением процесса ситуационного ЛУ является задача распознавания сложившейся в результате оперативных действий схемы ЭУ и построение модели схемы послеаварийного режима. После принятия оператором решения на построение такой схемы разрабатывается программа переключений и создается схема послеаварийного режима с применением программного ЛУ. Процесс ситуационного ЛУ можно выразить соотношением

$$S_i^a \rightarrow d_i^{(0)} \Rightarrow k_{i1}, \dots, k_{in} \Rightarrow S_{i+1}^a \Rightarrow \dots \Rightarrow S_{n.a} \Rightarrow d_i^{(0)} \Rightarrow \pi_{n.a}. \quad (5)$$

Следствие 5. В процессе переключений функция блокирования неправильной команды на привод силового КА может осуществляться двумя следующими способами.

1. В результате логического человеко-машинного контроля операций укрупненного шага при управлении переключениями осуществляется запрет на формирование команды при нарушении последовательности выполнения или невыполнения одной из операций. Отсюда следует определение логической непротиворечивости укрупненного шага:

$$\lambda_j = \left\{ \lambda_j^i \mid \lambda_j^1 \Rightarrow \dots \Rightarrow \lambda_j^i \right\} \rightarrow d_j^{(0)} \Rightarrow \begin{cases} k_j=1, & \text{если } b_j=0; \\ k_j=0, & \text{если } b_j=1. \end{cases} \quad (6)$$

В связи с тем, что данная функция ЛБ реализуется в составе программного ЛУ, будем называть ее пошаговым логическим блокированием.

2. В результате автоматического логического контроля правильности сформированной команды управления приводом КА. Критерием логической непротиворечивости такой команды является истинность высказывания «при срабатывании данного силового КА не возникнет режим, не допустимый для данного КА (включение на короткое замыкание, включение двух частей ЭУ с несинхронными напряжениями, разрыв нагрузки непредназначенными для этого КА и др.)». Формализованная запись критерия приведена в [11]. Так как назначение рассматриваемой функции —

блокировать в автоматическом режиме любые неправильные команды, которые могут поступить на привод силового КА в ходе переключений, будем использовать для нее формулировку «автоматическое ЛБ».

В результате изучения возможностей упорядоченного представления СП определено, что ситуация в ЭУ с достаточной полнотой может быть охарактеризована двоичными признаками состояния КА силовых и вспомогательных цепей, устройств защит и автоматики, уровней аналоговых параметров оборудования (норма, выше или ниже нормы), т.е. вектором в виде определенной совокупности двоичных признаков в многомерном бинарном пространстве признаков [8, 9, 11, 14].

Двоичные признаки с логической точки зрения являются высказываниями, многомерные векторы представляют собой составные высказывания. Отсюда следует вывод о возможности описания СП языком дискретной математики. Логические операции над двоичными переменными и двоичными векторами входят в систему команд любой современной ЭВМ [13]. В реальных описаниях переключений более естественным было бы применение многозначных логических переменных, на что указывает аксиома № 4 о неполноте и неполной достоверности информации в СП, однако в этом случае стройность теории вступает в противоречие с возможностями практической реализации устройств автоматизации переключений. Как следует из [8, 9], данное противоречие разрешается с достаточной для практики полнотой путем использования методов, созданных с применением теории нечетких множеств (вычисление функций принадлежности и связанных с ними лингвистических переменных). На примере построения аксиом и теорем теории переключений показано, что описание в семантических терминах возможно с использованием множества высказываний. Конструктивным средством изучения множеств высказываний является формальный подход, в соответствии с которым, в общем случае, содержательной теории переключений как совокупности высказываний о СП и процессах управления в ней, должна соответствовать формальная теория, полная (адекватная) относительно теории переключений.

Таким образом, для выявления и уточнения знаний о СП необходима ее формализация, заключающаяся в том, что с изучаемыми структурами и процессами переключений сопоставляются некоторые конструкции (математические модели), построенные с применением средств математической логики и состоящие из многомерных векторов, находящихся в отношениях в бинарном пространстве признаков. Подобие между моделями и системой обеспечивается тож-

дественностью математического описания процессов переключений и функций и структур моделей. Учет при синтезе моделей всех существенных переменных в виде их математических описаний является необходимым и достаточным условием для формального определения системы.

В качестве основных идей формализации СП используем следующие утверждения:

средством представления СП является конечное множество высказываний, состоящих из двоичных признаков;

все множества, с которыми оперирует теория переключений, являются конечными и дискретными;

процесс переключений представляется множеством процедур

$$\Omega = \{o_i, p_i, d_i\}. \quad (7)$$

Рассмотрим возможность использования существующих концепций формализации и способов их представления для задания конструктивных объектов, моделирующих структуру и процессы СП. В дискретной математике существует два базовых способа формализации: «алгоритмический» и «формально-системный» [13], которые, не являясь антагонистическими, взаимно дополняют друг друга. В основе обоих способов заложено понятие формальной системы ξ , в общем виде определяемой алфавитом z , подмножеством $Z_1 \subseteq Z$, элементы которого называются аксиомами и множеством логических правил вывода, имеющих вид $\gamma_1, \dots, \gamma_k \Rightarrow \delta$ и называемых продукциями. Аксиомы, посылки (γ) и следствия (δ) продукций — это слова в алфавите z . Слово называется теоремой, если оно выводится из аксиомы (или из ранее выведенного слова) применением продукции [13]. Если аксиомам и теоремам какой-либо формальной системы ξ придать значения теории переключений, то такая система становится формализованным (формальным) языком, описывающим семантическую (содержательную) теорию переключений.

Формальный язык кроме логических аксиом может содержать утверждения нелогического характера, например законы функционирования СП. Представлять формальные системы наиболее удобно в графовом виде, что подтверждается в [6, 8, 9, 10, 11, 13, 14]. Концепция, опирающаяся на понятие алгоритма, использует формальную систему детерминированного вида, характеризующуюся тем, что к каждому слову-теореме применима не более чем одна продукция. Алгоритм можно представить графом в виде цепочки, изображающей, например, процесс переключений. Вторая концепция берет в основу понятие канонической системы. Нормальную каноническую

систему над алфавитом z можно представить как граф с одной выделенной вершиной — аксиомой и вершинами-теоремами. Ребра, связывающие вершины, — применения продукций, пути достижения заданной вершины — возможные выводы заданного слова. Такой граф может входить в более общий граф в качестве подграфа. Практическое применение изложенного подхода к формализации теории переключений рассмотрим на конкретных примерах.

Пример 1. Применение алгоритмического подхода к формализации способа программного ЛУ.

Результаты исследований этой проблемы опубликованы в [10, 14], здесь обобщим их содержание. Показано, что адекватной алгоритмической моделью процедур переключений являются автоматные блок-схемы, все блоки которых представляют конечно-автоматные алгоритмы, работающие последовательно. В основу этих алгоритмов положено понятие логического комбинационного автомата L , в котором входной алфавит X состоит из множества двоичных переменных или наборов двоичных переменных, характеризующих состояние оборудования, участвующего в переключениях, $X = \{x_i | x_i \rightarrow x_i^1 \circ \dots \circ x_i^j\}$, выходной алфавит Y — из множества двоичных переменных или их наборов $Y = \{y_i | y_i \rightarrow y_i^1 \circ \dots \circ y_i^j\}$, выполняющих функции передачи управления или формирования команд управления. Символ \circ обозначает обобщенную логическую операцию. Функция переходов в таком автомате вырождена, поведение автомата однозначно задается функцией выходов $\varphi(x_i) = y_i$. Синтез модели программного ЛУ осуществляется в следующем порядке.

1. Формируются входные и выходные алфавиты модели, слова алфавитов представляют собой с логической точки зрения элементарные или составные высказывания. Например: $x_{i1} = B_n$ — элементарное высказывание о включенном состоянии n -го выключателя, имеющее два значения — «истинно» (1) или «ложно» (0); $x_{i2} = \text{ДФЗ} \ \& \ \text{ЗНЗ} \ \& \ \text{ДЗ} \ \& \ \text{ДЗО}$ — составное высказывание о состоянии защит присоединения ЭУ (дифференциально-фазной, земляной направленной, дистанционной, защиты ошиновки), имеющее два значения (0, 1).

2. Выполняется анализ конкретной программы переключений π_i с целью разбиения ее на укрупненные шаги λ_j . Каждый укрупненный шаг описывается автоматной блок-схемой L_j , общий вид которой представлен на рис. 3. Схема состоит из множества автоматных операторов $\{L_j^o\}$, автоматного предиката L_j^p и автоматных формирователей команд. Операторы вычисляют логическую функцию соответствующего элементарного шага λ_j^i путем автоматного отображения входного слова x_{in} в выходное слово y_{in} . Прак-

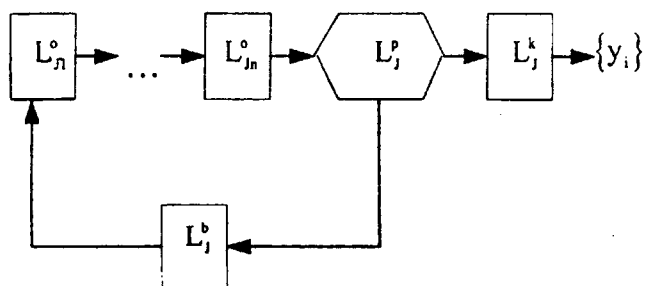


Рис. 3. Общий вид алгоритмической модели: L_j^o — автоматный оператор; L_j^p — автоматный предикат; L_j^k — автоматный формирователь команд управления; L_j^b — автоматный блокирователь; $\{y_i\}$ — команды управления

тически это означает следующее. Если оператор моделирует процедуру контроля выполнения команды «ввести в работу защиты присоединения», он должен проверить истинность высказывания, записанного для x_{i2} . При передаче управления этому оператору осуществляется запрос о состоянии переменных ДФЗ, ЗНЗ, ДЗ, ДЗО, из которых состоит входное слово. Если функция от этих переменных составляет истинное высказывание, то оператор формирует выходное слово, являющееся внутренней командой схемы о передаче управления к следующему оператору. Автоматный предикат L_j^p проверяет соблюдение логических условий функционирования цепочки операторов (проверка логической непротиворечивости укрупненного шага) по формуле (6). В зависимости от результатов анализа управление передается формирователю команд управления L_j^k или формирователю команд блокирования L_j^b , возвращающему программу переключений к начальному оператору данного шага. Формирователь команд управления осуществляет передачу управления начальному оператору блок-схемы следующего укрупненного шага и формирует множество команд $\{k_j\}$ управления силовыми КА. Практически таких команд в укрупненном шаге несколько, реализуются они в реальных СУП частично автоматически (например, сборка схемы синхронизации для конкретного выключателя, подача оперативного тока на привод КА и др.), частично в виде совета оператору на производство операции.

3. Для каждого укрупненного шага записываются структурные формулы элементарных шагов операторов, предиката и формирователя команд, описывающие в виде логических соотношений зависимость $\varphi(x_i) = y_i$, строятся структурная и функциональная схемы модели укрупненного шага. Пример построения схем приведен в [10].

4. Объединяются структурные формулы и структурные схемы всех укрупненных шагов программы π . Строится общая функциональная схе-

ма алгоритмической модели AM_i .

В связи с тем, что при описании зависимостей модели использована логическая интерпретация операций над двоичными объектами, формальным языком моделирования процедур программного ЛУ является язык логики высказываний, а формальной теорией, модели которой могут адекватно описывать эти процедуры, является исчисление высказываний.

Пример 2. Применение формально-системной концепции для моделирования процедур ситуационного ЛУ.

Как показано ранее, такие процедуры имеют циклический характер и выражаются множеством последовательностей, представленных в формуле (3). Если каждую последовательность разбить попарно на соотношения вида $\{x_i\} \Rightarrow R_{Ci}^{(A)}$, $R_{Ci}^{(A)} \Rightarrow M_{Si}^{(A)}$ и т.д., то их можно описать моделями канонических систем Поста. В качестве примера представим подход к моделированию процедур распознавания ситуаций в ЭУ, использованный в [8, 9, 11, 14].

Модель распознавания укрупненно представляется совокупностью ориентированных графов $\{G_i\}$ древовидной структуры. Граф обобщенной модели G показан на рис. 4, где v^0 — корневая вершина, представляющая аксиому α (составное высказывание о фактическом состоянии схемы ЭУ на момент распознавания C_i); вершины $v^И$, $v^{НР}$, $v^{СЖ}$ являются теоремами, выводимыми из аксиомы применением продукций. Теорема вершины $v^И$ (теорема идентификации) утверждает, что составное высказывание аксиомы α и одной из эталонных схем аномальной ситуации C_a^3 полностью идентичны. Теорема вершины $v^{НР}$ (теорема нечеткого распознавания) утверждает, что составные высказывания для α и C_a^3 схожи, при этом степень схожести определяется функцией сходства μ по законам нечеткой логики. Теорема вершины $v^{СЖ}$ (теорема распознавания схемы живучести $C_{ж}$) утверждает,

что в процессе ликвидации тяжелых аварий возможно построение хотя бы одной схемы послеаварийного режима, обеспечивающей достаточную живучесть ЭУ. Функционирование укрупненной модели описывается соотношением $\{x_i\} \Rightarrow R_{Ca}^3 \vee R_{\mu Ca}^3 \vee R_{СЖ}$, утверждающим, что распознавание ситуации по набору признаков $\{x_i\}$ осуществляется или методом идентификации (R_{Ca}^3), или методом нечеткого распознавания ($R_{\mu Ca}^3$), или методом построения схемы живучести ($R_{СЖ}$). Каждая вершина графа G представляет один из видов распознавания, зависящий от сложности аварии или технологического нарушения, в свою очередь эти вершины являются графами моделей распознавания $G_{и}$, $G_{иr}$, $C_{сж}$.

Продукции системы, с помощью которых выводятся теоремы, имеют вид $\chi_1, \chi_2 \Rightarrow (\chi_1 \circ \chi_2)$. Алфавит системы включает в себя множество переменных, характеризующих состояние ЭУ, и символы логических операций $\vee, \&, \neg, \rightarrow$. Полученная каноническая система может быть интерпретирована как оболочка для применения в описаниях моделей распознавания формальных теорий исчисления высказываний и исчисления предикатов. Такой подход позволяет описывать эталонные схемы C_a^3 в виде формул F_{Ca}^3 указанных исчислений, истинность формул зависит от истинности входящих в них элементарных высказываний, набираемых из массива $\{x_i\}$. Для определения истинности, формулу вычисляют как логическую функцию на наборе (x_i) . Тогда операции идентификации будут описываться цепочкой выводов

$$F_{Ci}, F_{Ca1}^3 \rightarrow \begin{cases} F_{Ci} = F_{Ca1}^3 \Rightarrow C_i \equiv C_{a1}^3 \\ F_{Ci} \neq F_{Ca1}^3 \Rightarrow F_{Ci}, F_{Ca2}^3 \rightarrow \end{cases} \rightarrow \begin{cases} F_{Ci} = F_{Ca2}^3 \Rightarrow C_i \equiv C_{a2}^3 \\ F_{Ci} \neq F_{Ca2}^3 \Rightarrow \dots \end{cases} \quad (8)$$

Применение методов идентификации и нечеткого распознавания приведено в [8, 15], распознавание $R_{СЖ}$ осуществляется методом анализа сцен. Этот метод используется также при распознавании правильности команды управления в системе автоматического логического блокирования [11]. Суть метода применительно к анализу возможности построения $C_{ж}$ заключается в построении графа $C_{сж}$, отображающего состояние ЭУ на момент анализа (рис. 5 и 6), при этом вершины v_i — характеристические узлы схемы, которые моделируют наличие связи точки присоединения силового КА с источником электроэнергии, нагрузкой или заземлением, ребра ε_i — множество силовых КА схемы ЭУ (выключателей, отделителей, короткозамыкателей,

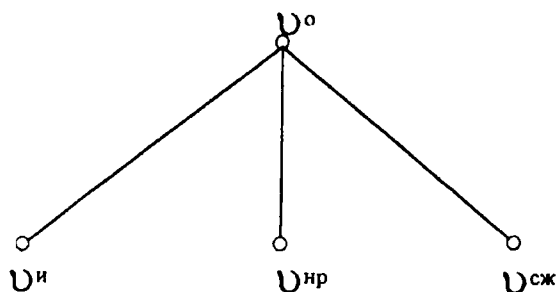


Рис. 4. Граф обобщенной модели распознавания ситуации в электроустановке: v^0 — корневая вершина; $v^И$ — вершина идентификации; $v^{НР}$ — вершина нечеткого распознавания; $v^{СЖ}$ — вершина распознавания схемы живучести

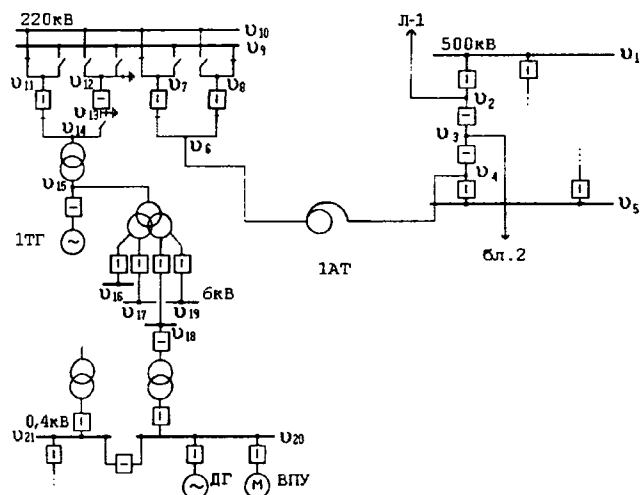


Рис. 5. Фрагмент схемы питания валоповоротного устройства энергоблока турбина-генератор 800 МВ Пермской ГРЭС: 1ТГ — турбогенератор энергоблока № 1; 1АТ — автотрансформатор связи; бл. 2 — энергоблок № 2; ВПУ — валоповоротное устройство; ДГ — дизель-генератор; Л-1 — линия электропередачи 500 кВ; v_i — характеристические узлы схемы

разъединителей, заземлителей) в их фактическом состоянии (отключен аварийно основной защитой, резервной защитой, находился в ремонте, резерве, включен и т.д.). После построения осуществляется проверка истинности предикатной формулы $\exists C_{ж} [C_{ж} \cap \{C_{ai}\} = \emptyset]$, говорящей о существовании хотя бы одной схемы ЭУ, обеспечивающей функционирование оборудования в послеаварийном режиме.

Синтез $C_{ж}$ осуществляется выделением двух целевых вершин — источника и нагрузки, и пошаговым анализом возможности создания между ними электрической связи. В каждом шаге должна анализироваться возможность соединения двух соседних вершин находящихся между ними силовым КА с учетом его фактического состояния и соответствия операции критериям логической непротиворечивости, сформулированных в следствии 5. Если ситуация, возникающая в результате соединения вершин, не является допустимой, проверяется возможность обхода участка схемы по разрешенному пути. Общий вид выражения, описывающего модель метода, аналогичен соотношению (8). Подобные сложные распознавания объектов (в рассматриваемом случае — при пошаговом синтезе $C_{ж}$), выполняющиеся с учетом влияния «затеняющих» факторов (развивающиеся аварии с работой резервных защит, устройств резервирования отказа выключателей и систем противоаварийной автоматики), в теории распознавания принято называть анализом сцен.

В связи с тем, что основные процессы в СП реализуются параллельно (например, функ-

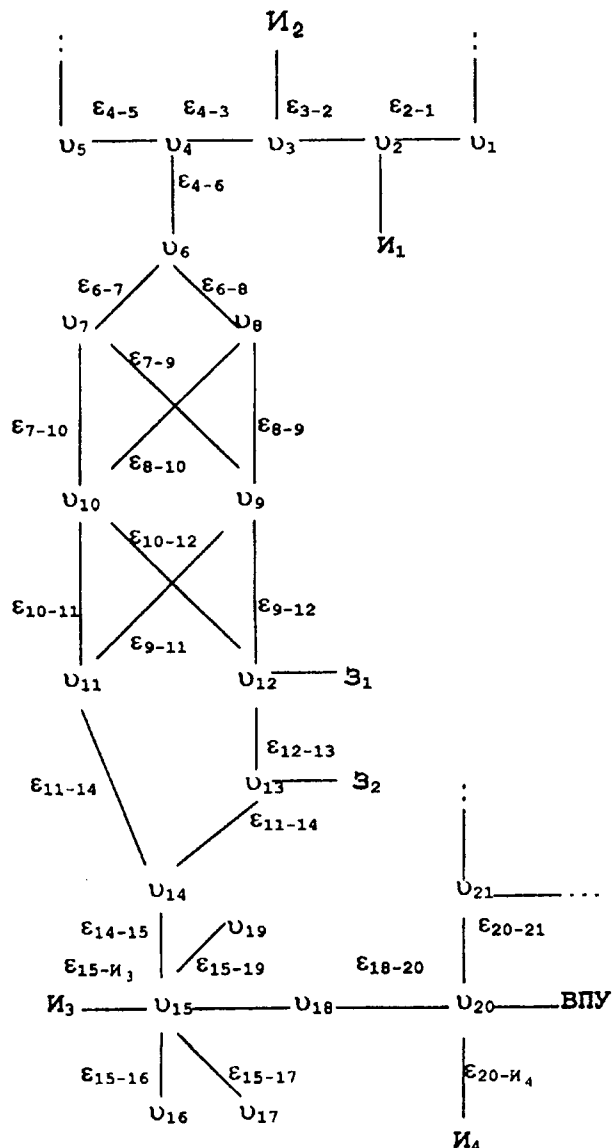


Рис. 6. Граф распознавания схемы живучести для валоповоротного устройства: I_i — источник электроснабжения; Z_i — заземлитель; v_i — вершины графа, моделирующие состояние узла схемы (под напряжением, заземлен и т.д.); e_i — ребра графа, моделирующие состояние силового КА схемы

ционирование подсистем управления и блокирования), выполнены исследования возможности формализации этих процессов с применением графического и математического аппарата сетей Петри и их расширений [14], получен эффективный метод построения моделей параллельных процессов системы.

В ходе формализации теории переключений выявлены проблемы, учет которых необходим при практическом применении теоретических предпосылок. Так, использование алгоритмического подхода потребовало учета проблемы неразрешимости, сформулированной в теореме Райса [13]. Соответствующее утверждение для рассматриваемого случая формулируется следующим образом.

Теорема 4. Задача построения единой универсальной алгоритмической модели процессов переключений алгоритмически неразрешима.

Доказательство теоремы сводится к выявлению тождественности формулировок этой теоремы и теоремы Райса, утверждающей, что никакое нетривиальное свойство вычислимых функций не является алгоритмически разрешимым.

Как показано в [14], программа переключений π_i может быть представлена совокупностью логических функций $\{f_i\}$ или составной логической функцией f^* , оперирующими с двоичными переменными. Логические операции с двоичными переменными реализуются в ЭВМ как цифровые операции [13]. Тогда работа ЭВМ с алгоритмом, реализующим программу π_i , является деятельностью по преобразованию чисел, т.е. вычислением некоторой числовой функции $\varphi_i \equiv f^* \rightarrow \{f_i\}$. Так как программы переключений всегда имеют конечный результат (после выполнения программы и останова алгоритма достигается наперед заданное состояние схемы ЭУ), алгоритм, реализующий программу, является результативным, а функция f^* — вычислимой. Следовательно, программа π_i тождественна вычислимой функции f^* . Для упрощения доказательства теоремы Райса ее формируют в более удобном виде; используем этот подход и для доказательства **теоремы 4**: пусть C — любой класс универсальных программ переключений π_j^u (вычислимых функций f^*), множество которых включает в себя и наиболее обобщенную единую универсальную программу π^* , $C = \{\pi^*, \pi_j^u | j = 1 - n\}$. Под выражением «любой класс» понимается любая группировка программ, например по принципу организации главной схемы электрических соединений ЭУ (схемы с однородной системой шин, двойной и двойной с обходной системами шин, схемы многоугольников, блок-схемы и др.). Класс C нетривиален в том смысле, что имеются как программы, принадлежащие C , так и программы, не принадлежащие C . Кроме того, в примере 1 показано, что каждая программа π_j^u может быть представлена адекватной алгоритмической моделью AM_j . Тогда не существует алгоритма, который по описанию AM_j определял бы, принадлежит ли программа переключений, формализуемая этой моделью, к классу C или нет: иначе говоря, множество $\{\pi^*, \pi_j^u | AM_j \in C\}$ неразрешимо. Сравнение полученной формулировки и упрощенной формулировки теоремы Райса показывает их тождественность, следовательно доказано, что задача определения по описанию модели AM_j является ли она формализацией π_j^u , алгоритмически неразрешима. Этот вывод распространяется и на π^* , т.е. доказана невозможность узнать по описанию модели, формализует

ли она единую универсальную программу переключений. Кроме того, из теоремы Райса следует, что неразрешима проблема эквивалентности алгоритмов: по двум заданным алгоритмам нельзя узнать, вычисляют они одну и ту же функцию или нет. Для рассматриваемого случая это значит, что при наличии двух (и более) моделей, о которых утверждается, что они являются единой универсальной алгоритмической моделью процессов переключений, нельзя узнать, формализуют они одну и ту же единую универсальную программу или нет. Что и требовалось доказать в **теореме 4**.

Необходимость учета теоремы Райса при формализации процессов переключений объясняется прикладным значением теории переключений, выражающимся в стремлении иметь дело с разрешенными задачами.

Из **теоремы 4** следует, что задача формализации в наиболее общей постановке неразрешима. Практически это означает, что созданные алгоритмы для управления переключениями, претендующие на универсальность высокого уровня, будут невозможно ввести в работу, так как их описания невозможно будет проанализировать. Следует уточнить, что речь идет о семантических (смысловых) свойствах алгоритмов. Однако нельзя забывать, что наличие неразрешимости в дискретной математике не означает невозможности решения конкретной задачи. Практически всегда частные случаи любой проблемы разрешимы. Можно построить эффективные алгоритмические модели любой сложной программы переключений конкретной ЭУ, формализовать типовые программы для всех видов схем ЭУ.

Следующая проблема связана с применением формально-системной концепции и может быть сформулирована как невозможность полной формализации содержательно определенной теории переключений. Для рассмотрения вопроса определим основные свойства формальных теорий, обеспечивающие их адекватность содержательным теориям. Пусть имеется теория переключений, сформулированная в семантических терминах, т.е. как совокупность истинных высказываний о процессах переключений, записанных в виде аксиом и теорем. Предположим, что имеется некая формальная теория Ψ , формализующая теорию переключений и представляемая множеством выражений, выводимых из аксиом теории Ψ с помощью присущих ей правил вывода. Тогда из теории формальных систем [13] следуют два определения.

Теория Ψ называется формально непротиворечивой, если в ней нельзя вывести одновременно какую-либо формулу F и ее отрицание $\neg F$, что

выражается высказыванием $\neg \exists F_j [(F_j \in \{F\}) \& (\neg F_j \in \{F\})]$.

Теория Ψ называется адекватной (полной) относительно теории переключений, если каждое истинное высказывание теории переключений отображается в теорему теории Ψ и наоборот, всякая теорема теории Ψ отображается в истинное высказывание теории переключений.

С учетом изложенного можно утверждать, что если для теории переключений удастся построить непротиворечивую и адекватную формальную теорию Ψ , то теория переключений становится аксиоматизируемой, или формализуемой теорией. Например, логика высказываний и логика предикатов аксиоматизируемы с помощью соответствующих исчислений [13]. Рассмотрим, возможно ли это для теории переключений.

Теорема 5. Для теории переключений не существует адекватной формализации.

Для доказательства необходимо рассмотреть компоненты o_i , p_i , d_i формулы (7) на предмет наличия в них элементов арифметики. Подтверждением этого является, например, использование арифметических действий для вычисления функций сходства μ_i при нечетком распознавании ситуации в ЭУ [8]. В результате таких вычислений строится модель $M_{Si}^{(A)}$, на базе которой формируется управляющее решение d_i . Тогда доказательство **теоремы 5** сводится к доказательству первой теоремы Геделя о неполноте, которая утверждает, что любая формальная теория, содержащая формальную арифметику, неполна. Так как для описания арифметических действий по вычислению μ_i формальная теория Ψ должна содержать формальную арифметику, то эта теория будет неполна, следовательно теория Ψ не является адекватной формализацией теории переключений.

Из **теоремы 5** следует, что процессы переключений, описанные множеством высказываний, истинных в рамках теории Ψ , будут представлены неполно. Следовательно, не каждое истинное высказывание теории переключений отобразится в теорему теории Ψ , а системы управления и блокирования переключений, построенные на базе «формально-системных» моделей, могут не учитывать каких-либо принципиальных факторов, что может понизить надежность переключений.

Вновь обратимся к проблеме неразрешимости, теперь уже применительно к формально-системному подходу. Рассматриваемая выше формальная теория Ψ называется разрешимой, если существует алгоритм A_i , который для любой формулы F_i языка ψ определяет, является она теоремой в Ψ или нет по выражению $\exists A_i [A_i \rightarrow (F_i \in \psi) \vee (F_i \notin \psi)]$.

В [13] доказано, что разрешимыми являются исчисление высказываний и исчисление одноместных предикатов.

Таким образом, моделирование СП связано с определенными трудностями и ограничениями, накладываемыми объективными законами дискретной математики. Может возникнуть предположение о возможности отхода от предлагаемых концепций формализации описаний в моделях и создании эвристических вербализованных описаний. Такое предположение ложно, а неконструктивистский подход отрицательно скажется при практических реализациях полученных моделей. Не следует утверждать о неправомерности применения формального подхода, являющегося основным методологическим направлением системного анализа, при столкновении с одной из проблем теории алгоритмов или теории формальных систем.

Невозможность полной формализации — объективный факт, который нельзя устранить, но можно обойти путем раздробления теории переключений на формализуемые фрагменты. Например, процедуры программного ЛУ и ЛБ могут быть формализованы полностью, так как их можно эффективно описать множествами истинных высказываний логики высказываний и логики одноместных предикатов, как показано в [10, 11, 14]. Часть процедур ситуационного ЛУ формализуется аналогично, кроме того, существует возможность относительно полной формализации процедур рассуждения в процессе принятия решений при использовании наиболее мощных формализмов — систем продукций Поста (канонических систем) [9, 14]. Особенности такого использования показаны в примере 2 и сводятся к тому, что канонические системы оперируют формулами исчислений высказываний и одноместных предикатов. Оставшиеся фрагменты следует формализовать с применением при необходимости более сложных формальных систем. Возникающие при этом возможности неполной формализации необходимо компенсировать в моделях дополнительными структурами, осуществляющими дублирование отдельных процессов, дополнительный контроль результатов функционирования основных структур по косвенным показателям, использование вероятностных методов.

Рассмотренные проблемы формализации дают представление о возможностях моделирования процессов переключений средствами аппарата дискретной математики, предупреждают об опасностях чрезмерных обобщений, необоснованного применения сложных средств формализации.

В заключение следует отметить, что вопросы надежности и безопасности переключений в элек-

троустановках в обозримом будущем не повторяют своей актуальности в силу объективных законов взаимодействия человека-машинных систем. Современные нормативные материалы требуют внедрения средств автоматизации в процессы переключений [12]. В то же время эта отрасль знаний недостаточно исследована. В такой ситуации возникает опасность разработки и создания неэффективных СУП, что приведет к дискретизации идеи автоматизации переключений. Как указывалось ранее, только изучение всех сторон СП, разработка строгой теории переключений и ее полноценная формализация позволят построить математические модели структур и процессов СП, которые достоверно отображают реальность и могут быть взяты за основу при разработке систем управления и блокирования переключений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Черненко В.С., Дубовой В.Г. О разработке технических требований к АСУ ТП ПС. — Электрические станции, 1992, № 9.
2. Машин В.А. Компьютеризованные системы поддержки операторов АЭС (Психологические проблемы). — Электрические станции, 1995, № 7.
3. Гук Ю.Б. Анализ надежности электроэнергетических установок. — Л.: Энергоатомиздат, 1988.
4. Любарский Ю.Я. Интеллектуальные информационные системы для автоматизации деятельности и тренажа оперативного персонала в энергосистемах. — Электрические станции, 1994, № 9.
5. Интеллектуальные информационные системы в управлении эксплуатацией энергетического комплекса / А.Ф. Дьяков, Ю.Я. Любарский, Ю.И. Моржин и др. — Электричество, 1994, № 2.
6. Башлыков А.А. Проектирование систем принятия решений в энергетике. — М.: Энергоатомиздат, 1986.

7. Горев Н.Ф. По поводу статьи А.Л. Пшеничера «Об отказе от электромагнитной блокировки» и откликов на нее. — Электрические станции, 1990, № 3.

8. Ситуационное логическое управление переключениями в распределительных устройствах высокого напряжения / В.Г. Дубовой, В.Е. Поляков, В.С. Черненко, Е.Г. Штейнфер — Электричество, 1994, № 2.

9. Метод диагностирования неисправностей в системе возбуждения турбогенераторов 800 МВт Пермской ГРЭС / В.Г. Дубовой, В.С. Черненко, Н.М. Ваганов и др. — Электрические станции, 1992, № 10.

10. Автоматическое управление переключениями на подстанции 500/220 кВ Пермской ГРЭС / В.Г. Дубовой, В.Е. Поляков, В.С. Черненко В.С., Е.Г. Штейнфер — Электрические станции, 1992, № 10.

11. Дубовой В.Г. Блокирование неправильных команд в электроустановках. — Электричество, 1996, № 3.

12. Правила технической эксплуатации электрических станций и сетей Российской Федерации (РД 34.20.501—95). — М.: СПО ОРГРЭС, 1996.

13. Кузнецов О.П., Адельсон-Вельский Г.М. Дискретная математика для инженера. — М.: Энергоатомиздат, 1988.

14. Дубовой В.Г. Моделирование оперативных переключений в электроустановках. — Электричество, 1996, № 11.

15. Богатырев Л.Л. Использование методов теории распознавания образов. — Электричество, 1975, № 12.

[17.03.97]

Автор: Дубовой Владимир Григорьевич окончил энергетический факультет Новочеркасского политехнического института в 1969 г. и заочный факультет Ташкентского института народного хозяйства по специальности «Планирование промышленности» в 1974 г. В 1994 г. защитил кандидатскую диссертацию в Уральском политехническом институте по теме «Автоматизация энергосистем». Ведущий инженер электроцеха Пермской ГРЭС.

Вниманию предприятий, организаций, НИИ, вузов стран СНГ и зарубежных фирм!

Журнал «Электричество» предоставляет свои страницы для

- РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики
- ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах
- ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира на русском и английском языках. Реклама в черно-белом изображении может быть помещена на страницах журнала или на его обложке. Напоминаем наш адрес: 103012 Москва, К—12, Б. Черкасский пер., 2/10 или 101000 Москва, Главпочтамт, абонементный ящик № 648. Телефоны для справок: 924-24-80, 928-88-69.

Расчет наведенного напряжения на линиях электропередачи и обеспечение безопасности работ на этих линиях

ГЛУШКО В.И., ЯМНЫЙ О.Е., КОВАЛЕВ Э.П., НАУМЕНКО Н.А.

Разработан метод расчета наведенного напряжения на линиях электропередачи высокого напряжения позволяющий определить уровень наведенного напряжения на рабочих местах при различных режимах заземления проводов фаз линий электропередачи. На основе расчета наведенного напряжения разработана система безопасного производства работ под наведенным напряжением на линиях электропередачи.

Ключевые слова: линия электропередачи, наведенное напряжение, безопасное производство работ, расчет

На проводах и тросах воздушных линий электропередачи (ВЛ), выведенных в ремонт и находящихся в зоне электромагнитного влияния других действующих ВЛ, наводится напряжение относительно земли, что может представлять опасность для работающего на ВЛ персонала.

В соответствии с «Правилами техники безопасности при эксплуатации электроустановок» (ПТБ) работы на ВЛ под наведенным напряжением производятся только при предварительном измерении уровня наведенного напряжения с учетом приведения измеренных величин к режиму работы влияющих ВЛ при максимальных нагрузках. Работы на ВЛ, где наведенное напряжение на всей ее длине не превышает 42 В, производятся с использованием обычных средств защиты. Работы на ВЛ, где наведенное напряжение превышает 42 В, производятся по технологическим картам или проектам производства работ, которые специально разрабатываются для каждой ВЛ.

Анализ показывает, что разработку защитных мероприятий на основе измерения наведенного напряжения провести трудно. Объясняется это сложностью проведения самих измерений по всей длине линий, а также сложностью пересчета результатов измерения наведенного напряжения к режиму максимальных нагрузок влияющих ВЛ. Нетрудно показать, что приведение измеренных значений наведенного напряжения к их максимальным значениям возможно осуществлять только в случае одной влияющей линии. Для двух и более влияющих ВЛ такой пересчет сделать невозможно так как для этого необходимо знать долевое участие каждой влияющей ВЛ в формировании измеренного значения наведенного напряжения, что, как известно, установить

A method for calculating an induced voltage on HV transmission lines is presented. The method makes it possible to determine the induced voltage level at various modes of grounding phase wires of transmission lines. On the basis of calculating induced voltage a system which insures a safety of works at HV transmission lines under the induced voltage has been developed.

Key words: HV transmission line, induced voltage, safety of works, calculation

при измерениях нельзя.

Наиболее просто выбор защитных мероприятий при работах на ВЛ под наведенным напряжением можно осуществить на основе оценки уровня наведенного напряжения при расчете. Расчетные методы электромагнитного влияния длительное время используются при определении опасного и мешающего влияния ВЛ высокого напряжения на линии связи, которые прошли многолетнюю экспериментальную проверку на реальных объектах.

В статье предложен метод расчета наведенного напряжения на выведенной в ремонт ВЛ, находящейся в зоне электромагнитного влияния действующих ВЛ. Метод практически реализован в системе безопасного производства работ на ВЛ под наведенным напряжением, которая внедрена в Белорусской энергосистеме.

Постановка задачи. При расчете наведенного напряжения при влиянии заданных ВЛ на отключенную ВЛ выделяют две группы цепей:

первая — фазы влияющих ВЛ;

вторая — провода и тросы рассматриваемой отключенной ВЛ, а в случае подвески на общих опорах двух ВЛ — все провода и тросы обеих ВЛ.

Расчет напряжений и токов в такой системе и цепей сводится к интегрированию системы дифференциальных уравнений [1]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_i}{dx} + \sum_{k=1}^n I_k Z_{ki} &= 0; \\ \frac{dI_i}{dx} + U_i Y_{ii} - \sum_{k=1}^n (U_k - U_i) Y_{ki} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где I_i , U_i , I_k , U_k — токи и напряжения в i -й и k -й цепи; Z_{ki} — полное собственное (при $k=i$)

и полное взаимное (при $k \neq i$) сопротивление цепей; Y_{ii} — полная собственная проводимость i -й цепи; Y_{ki} — полная взаимная ($k \neq i$) проводимость i -й цепи.

При практическом использовании системы уравнений (1) необходимо учитывать следующее. Указанная система является линейной системой дифференциальных уравнений, которая в общем случае не может быть применена для расчета наведенных напряжений по всей длине ВЛ из-за того, что по всей длине ВЛ не являются однородными. Неоднородность ВЛ объясняется многими факторами, среди которых основными являются: ограниченность участков сближения влияющей и подверженной влиянию ВЛ; топология сближения ВЛ; транспозиция фаз ВЛ; расположение проводов и тросов на опорах; заземление рабочего места на поврежденной влиянию ВЛ.

С учетом этого для применения системы уравнений (1) необходимо разбивать ВЛ на однородные участки и общее решение задачи выражать через частные решения для таких участков.

Однородный участок в пределах зоны сближения ВЛ, для которого ищется частное решение, будем называть активным участком, другие участки — пассивными. Расчетное значение наведенного напряжения в заданной точке провода подверженной влиянию ВЛ будет представляться в виде суммы составляющих наведенного напряжения от каждого активного участка рассматриваемого провода. Если точка наблюдения расположена в пределах активного участка, то составляющая наведенного напряжения от влияния на этом участке находится непосредственно из частного решения. Если точка наблюдения расположена вне активного участка, то составляющая наведенного напряжения от влияния на этот участок находится путем распространения значения наведенного напряжения с начала или конца активного участка до точки наблюдения.

Таким образом, при расчете наведенного напряжения по предлагаемому методу ключевыми задачами являются расчет наведенного напряжения на заданном активном участке провода и распространение наведенного напряжения на заданном пассивном участке провода.

Исходные дифференциальные уравнения для расчета наведенного напряжения на активном участке ВЛ. При записи дифференциальных уравнений для расчета наведенного напряжения на активном участке ВЛ будем считать, что напряжения и токи в цепях первой группы считаются заданными и их значения не зависят от токов и напряжений второй группы цепей. Это допущение обосновано тем, что при расчете

наведенного напряжения используется измеренное значение напряжения влияющих ВЛ и передаваемая по ним мощность, в результате чего уже при измерении напряжения и мощности учитывается взаимное электромагнитное влияние всех ВЛ, находящихся в зоне влияния. Кроме того, режим заземления выведенной в ремонт ВЛ не может заметным образом повлиять на значения напряжений и токов во влияющих ВЛ вследствие того, что значение наведенного напряжения и тока в поврежденной влиянию ВЛ на порядок (и более) ниже рабочих токов влияющих ВЛ.

С учетом принятого допущения влияющие ВЛ можно рассматривать как источник ЭДС и тока влияния, в результате чего напряжение U_Φ и ток I_Φ в рассматриваемом проводе подверженной влиянию ВЛ на активном участке будет удовлетворять системе дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_\Phi}{dx} + I_\Phi Z_\Phi + \sum_{k=1}^{n_k} I_k Z_{k\Phi} &= -E_{mk}; \\ \frac{dI_\Phi}{dx} + U_\Phi Y_\Phi - \sum_{k=1}^{n_k} (U_k - U_\Phi) Y_{k\Phi} &= I_{mk}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где n_k — число цепей на подверженной влиянию ВЛ, за исключением рассматриваемого провода; Z_Φ , Y_Φ — полные собственные погонные сопротивления и проводимости рассматриваемого провода подверженной влиянию ВЛ; U_k , I_k — напряжение и ток k -й цепи подверженной влиянию ВЛ; $Z_{k\Phi}$, $Y_{k\Phi}$ — полные взаимные погонные сопротивления и проводимости между k -й цепью и рассматриваемым проводом подверженной влиянию ВЛ; E_{mk} , I_{mk} — ЭДС и ток влияния, обусловленные влияющими ВЛ.

В общем случае определение наведенного напряжения может производиться для режима однофазного короткого замыкания и для нормального режима работы влияющих ВЛ. В первом случае учитывается влияние одного провода одной влияющей ВЛ, во втором случае — всех проводов всех влияющих ВЛ. Для указанных случаев ЭДС вычисляются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} E_{mk} &= I_m Z_{mk}; \\ E_{mk} &= \sum_{m=1}^N I_m (a_A Z_{Amk} + a_B Z_{Bmk} + a_C Z_{Cmk}); \\ I_{mk} &= U_m Y_{mk}; \\ I_{mk} &= \sum_{m=1}^N U_m (a_A Y_{Amk} + a_B Y_{Bmk} + a_C Y_{Cmk}), \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где N — число влияющих ВЛ на заданном участке влияния; U_m , I_m — напряжение и ток m -й влияющей ВЛ; Z_{mk} , Y_{mk} — полное взаимное сопротивление и взаимная проводимость между ближайшей к подверженной влиянию ВЛ фазы

m -й влияющей ВЛ и k -й цепью подверженной влиянию ВЛ, включая рассматриваемую фазу; Z_{Amk} , Z_{Bmk} , Z_{Cmk} , Y_{Amk} , Y_{Bmk} , Y_{Cmk} — полные взаимные сопротивления и проводимости между фазами A , B , C m -й влияющей ВЛ и k -й цепью подверженной влиянию ВЛ, включая рассматриваемую фазу; $a_A=1$; $a_B=-1/2-j\sqrt{3}/2$; $a_C=-1/2+j\sqrt{3}/2$.

Входящие в выражения (2) и (3) собственные и взаимные сопротивления и проводимости определяются для каждого однородного участка ВЛ. Для этого на каждом участке, как это принято, провода и тросы ВЛ заменяются подвешенными над землей бесконечно длинными проводниками, диаметры которых, расстояния между ними и высота подвеса их над землей принимаются равными соответствующим параметрам, используемым при электрических расчетах ВЛ.

Взаимные сопротивления $Z_{k\phi}$ (равно как и Z_{mk} , Z_{Amk} , Z_{Bmk} , Z_{Cmk}) в этом случае можно выразить через интеграл Карсона [1–4]:

$$Z_{k\phi} = j \frac{\omega \mu_0}{4\pi} \left[\ln \frac{(h_k + h_\phi)^2 + y_{k\phi}^2}{(h_k - h_\phi)^2 + y_{k\phi}^2} + 4 \int_0^\infty \frac{Re^{-\nu(h_k + h_\phi)}}{\nu R + \eta_1} \cos \nu y_{k\phi} d\nu \right], \quad (4)$$

где h_k , h_ϕ — высота подвеса над землей k -й цепи и рассматриваемой фазы подверженной влиянию ВЛ; $y_{k\phi}$ — проекция на поверхность земли расстояния между k -й цепью и рассматриваемой фазой подверженной влиянию ВЛ; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$; ω — круговая частота; R — пространственная характеристика среды; $\eta_1 = \sqrt{\nu^2 + k^2}$; $k_1 = \sqrt{j\omega\mu_0/\rho_1}$ — волновое число первого слоя земли с удельным сопротивлением ρ_1 ; $j = \sqrt{-1}$.

Для однородной земли $R=1$; для многослойной земли с удельными сопротивлениями и мощностями слоев ρ_m , h_m

$$R_{vm} = \frac{1 + \operatorname{cth}(h_m \eta_m) \frac{\eta_m}{\eta_{m+1}} R_{v(i+1)}}{\operatorname{cth}(h_m \eta_m) + \frac{\eta_m}{\eta_{m+1}} R_{v(i+1)}}. \quad (5)$$

Входящий в (4) интеграл Карсона может вычисляться численными методами, или приближенно определяться для однородной земли по [1–3], а для многослойной земли — по [4].

Взаимные проводимости $Y_{k\phi}$ (равно как и Y_{mk} , Y_{Amk} , Y_{Bmk} , Y_{Cmk}) определяются по выражению

$$Y_{k\phi} = j \omega C_{k\phi}, \quad (6)$$

где $C_{k\phi}$ — емкость между k -й цепью и рассматриваемой фазой подверженной влиянию ВЛ.

Емкости $C_{k\phi}$ определяются известными методами на основе уравнений Максвелла для системы проводников, в число которых входят провода и тросы подверженной влиянию ВЛ. При

этом уравнения Максвелла решаются с учетом граничных условий, основными из которых являются заземленная или разземленная фазы подверженной влиянию ВЛ как в начале или конце ВЛ, так и на рабочем месте.

Собственное сопротивление и проводимость определяются по выражениям:

$$\left. \begin{aligned} Z_\phi &= R_{0\phi} + j \frac{\omega \mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{2h_\phi}{r_\phi} + 2 \int_0^\infty \frac{Re^{-2h_\phi \nu}}{\nu R + \eta_1} \cos \nu r_\phi d\nu \right]; \\ Y_\phi &= j \omega C_\phi, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $R_{0\phi}$ — сопротивление фазы постоянному току; r_ϕ , h_ϕ — радиус и высота подвеса над землей фазы; C_ϕ — емкость фазы.

Система уравнений (2) решается известными методами.

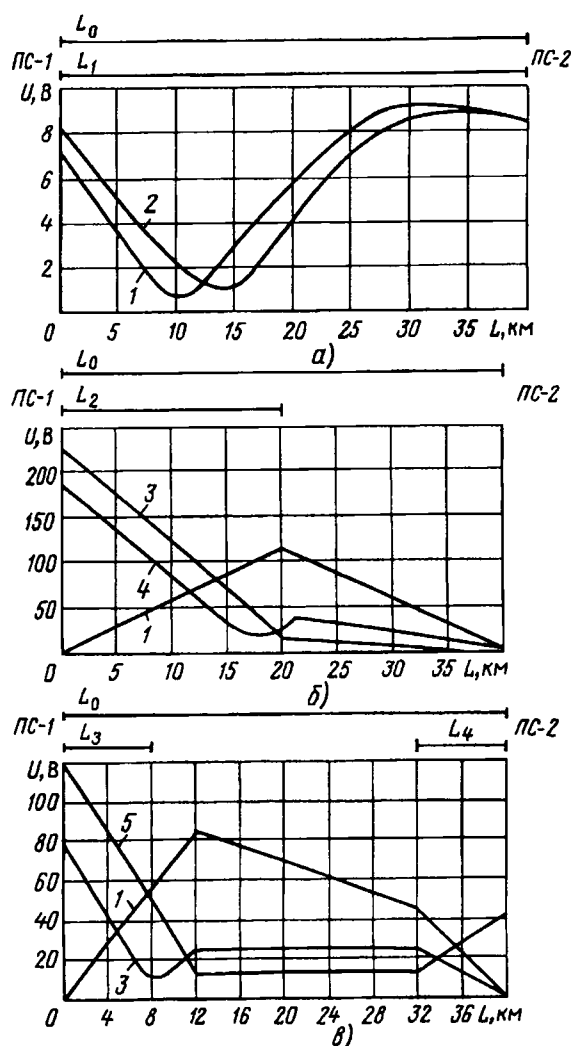
Исходные дифференциальные уравнения для распространения наведенного напряжения по длине пассивного участка ВЛ. Дифференциальные уравнения для распространения наведенного напряжения по длине пассивного участка ВЛ получим из системы уравнений (2) при $E_{mk}=0$ и $I_{mk}=0$; будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_\phi}{dx} + I_\phi Z_\phi + \sum_{k=1}^{n_k} I_k Z_{k\phi} &= 0; \\ \frac{dI_\phi}{dx} + U_\phi Y_\phi - \sum_{k=1}^{n_k} (U_k - U_\phi) Y_{k\phi} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Система уравнений (8) решается последовательно для каждого пассивного участка до участка, на котором находится точка наблюдения. При этом исходными величинами являются напряжения и токи начала или конца предыдущего участка, начиная с активного участка ВЛ.

Оценка погрешности метода. На основе рассмотренного метода была разработана «Программа расчета наведенного напряжения на линиях электропередачи» (1993 г.), Основной расчетной величиной при расчете по программе является модуль наведенного напряжения, которым на практике оценивается уровень наведенного напряжения. При необходимости на печать могут быть выведены модули магнитной и электрической составляющих наведенного напряжения или их действительная и мнимая части.

На рисунке приведены примеры расчета наведенного напряжения по программе. Рассмотрены три характерных варианта сближения подверженной влиянию ВЛ (L_0) и влияющих ВЛ (L_1 , L_2 , L_3). Расстояние между ВЛ L_0 и ВЛ L_1 , L_2 , L_3 равно 20 м; длины ВЛ приняты следующие: $L_0=40$ км, $L_1=20$ км, $L_2=L_3=10$ км. Рассмотрены режимы заземления и разземления всех фаз ВЛ на подстанциях (ПС-1, ПС-2) и



Эпюра модуля напряжения фазы *A*, ближайшей к влияющим ВЛ при различных схемах заземления: 1 — ВЛ L_0 заземлена на ПС-1 и ПС-2; 2 — ВЛ L_0 заземлена на ПС-1, ПС-2 и на 15-м километре; 3 — ВЛ L_0 заземлена на ПС-2 и разземлена на ПС-1; 4 — ВЛ L_0 разземлена на ПС-1, заземлена на ПС-2 и на 15-м километре; 5 — ВЛ L_0 разземлена на ПС-1, ПС-2 и заземлена на 15-м километре

заземления на одном рабочем месте на 15-м километре. Заземление ВЛ на подстанциях осуществляется на их заземляющее устройство сопротивлением растеканию 0,5 Ом, а на рабочем месте — на заземлитель сопротивлением растеканию 30 Ом. На рисунке изображена эпюра модуля наведенного напряжения для фазы *A*, ближайшей фазы к влияющим ВЛ.

С использованием программы институтом «Белэнергосетьпроект» были разработаны «Указания по подготовке рабочих мест и допуску к работам под наведенным напряжением на системообразующих ВЛ 220–750 кВ Белорусской энергосистемы», которые внедрены в Минтопэнерго Республики Беларусь в 1993 г. Внедрению указаний предшествовал период экспериментальных исследований по оценке метода расчета наведенного напряжения. Измерения проводились

ПО «Минскэнерго», «Витебскэнерго», «Гродноэнерго» и «Могилевэнерго». Всего было выполнено 61 измерение на 16 ВЛ 110–330 кВ.

В результате измерений установлено, что средняя погрешность расчета наведенного напряжения по предлагаемому методу составляет +26%. Положительная погрешность свидетельствует о том, что принятая в методе расчета наведенного напряжения расчетная модель может рассматриваться как предельная модель. В таблице в качестве примера приведены некоторые характерные результаты расчета и измерения наведенного напряжения на ВЛ 110–330 кВ.

№ п/п	Наименование ВЛ	Режим заземления ВЛ	Режим заземления рабочего места	Номер опоры	Наведенное напряжение, В	
					измеренное	расчетное
1	330 кВ «Минск Сев. — ГРЭС 20»	Заземление с обоих концов	Заземлено	417	107,5	120
2	110 кВ «Сосны — Шестиснопы»	Заземление с обоих концов	Заземлено	21	9,0	9,4
3	110 кВ «Гродно — Лейпалингис»	То же	То же	97	23	20
4	220 кВ «Гродно 330 — Южная»	То же	То же	165	14,0	17,1
5	330 кВ «Молодечно — Лида»	То же	То же	280	13,0	13,7
6	330 кВ «Вильнюс — Молодечно»	То же	То же	173	159	162
7	330 кВ «Белорусская — Микашевичи»	То же	То же	298	170	205
8	330 кВ «Колядичи — Восточная»	То же	Не заземлено	18	2,0	3,1
9	110 кВ «Кричев 330 — Забычанье №1»	Заземление со всех концов	Не заземлено	70	13,5	22
10	220 кВ «Рось — Береза № 2»	Разземление с обоих концов	Заземлено	436	12,0	13,7

Система безопасного производства работ на ВЛ под наведенным напряжением. Определение уровня наведенного напряжения расчетным путем позволяет совершенствовать систему обеспечения безопасного производства работ под наведенным напряжением. Один из вариантов такой системы разработан авторами статьи в институте «Белэнергосетьпроект», основными положениями которой являются следующие.

Классификация ВЛ по степени опасности наведенного напряжения. Оценка условий электро-

безопасности при работах на ВЛ под наведенным напряжением выполняется по результатам расчета уровня наведенного напряжения при нормальном режиме влияющих ВЛ, под которым понимается режим работы влияющих ВЛ с максимальной рабочей нагрузкой.

По степени опасности наведенного напряжения на ВЛ выделяются участки ВЛ (часть ВЛ или вся ВЛ), которые могут быть охарактеризованы одной из следующих зон наведенного напряжения:

зона безопасного действия наведенного напряжения — участок ВЛ, на котором напряжение проводов относительно земли при нормальном режиме работы влияющих ВЛ не превышает безопасного значения 42 В;

зона сильного действия наведенного напряжения — участок ВЛ, на котором напряжение проводов относительно земли при нормальном режиме работы влияющих ВЛ не превышает 42 В, а при заземлении проводов ВЛ на рабочем месте напряжение на нем снижается до безопасного значения;

зона опасного действия наведенного напряжения — участок ВЛ, на котором при заземлении рабочего места наведенное напряжение на нем не может быть снижено до безопасного значения 42 В.

Зоны действия наведенного напряжения изменяются в зависимости от схемы заземления ВЛ.

Режимы заземления ВЛ под наведенным напряжением. Снижение уровня наведенного напряжения на рабочем месте до допустимого значения не выше 42 В на ВЛ и линейном оборудовании станций (подстанций) обеспечивается по схемам заземления ВЛ, которые осуществляются с помощью подстанционного заземления, базового заземления и специального заземления. Кроме указанных заземлений на рабочих местах на ВЛ устанавливаются линейные заземления, а на рабочих местах на линейном оборудовании станций (подстанций) — дополнительные заземления.

Подстанционное заземление (ПЗ) служит для заземления концов ВЛ и устанавливается присоединением фаз ВЛ к заземляющему устройству станции (подстанции) путем включения заземляющих ножей линейного разъединителя в сторону ВЛ.

Базовое заземление (БЗ) служит для заземления ВЛ при разземлении ее обоих концов и устанавливается присоединением проводов всех фаз ВЛ к заземляющему устройству опоры с помощью двух параллельных переносных заземлений для каждой фазы.

Специальное заземление (СЗ) служит для сни-

жения уровня наведенного напряжения на ВЛ или на ее отдельных участках до безопасной величины и устанавливается путем присоединения всех фаз ВЛ к специально устраиваемому заземлителю с помощью переносного заземления.

Линейное заземление (ЛЗ) служит для заземления рабочего места и устанавливается присоединением проводов фазы (фаз) и троса, на которых производятся работы, к заземляющему устройству опоры с помощью переносного заземления.

Дополнительное заземление (ДЗ) служит дополнительным защитным мероприятием при работах на линейном оборудовании станций (подстанций) и устанавливается присоединением проводов фаз в распредустройстве к заземляющим проводникам или к заземленным металлическим элементам оборудования с помощью переносного заземления.

При работах на ВЛ под наведенным напряжением принимаются следующие схемы заземления ВЛ:

схема № 1: ВЛ заземлена со всех концов на подстанционное заземление;

схема № 2: ВЛ на одном конце разземлена, а на другом конце (концах) заземлена на подстанционное заземление;

схема № 3: ВЛ разземлена со всех концов и заземлена на рабочем месте на базовое заземление;

схема № 4: ВЛ заземлена по *схеме № 1* или *№ 2* и в одной или нескольких местах ВЛ заземлена на специальное заземление.

Схемы № 1, 2, 3 заземления ВЛ отвечают действующим ПТБ. *Схема № 4* заземления ВЛ предложена авторами статьи и опробована в Белорусской энергосистеме. Необходимость введения *схемы № 4* заземления ВЛ объясняются тем, что она позволяет существенно расширить области применения *схем № 1* и *№ 2* и одновременно ограничить применение *схемы № 3*, основным недостатком которой является проблема заземления ВЛ на базовое заземление, связанная с переходом от одного рабочего места к другому, а также с надежностью базового заземления (выход из строя базового заземления переводит ВЛ в режим разземленной ВЛ, в результате чего значение наведенного напряжения за счет электрической составляющей может достигать нескольких кВ).

Предлагаемая *схема № 4* заземления ВЛ приводит всю длину ВЛ или ее отдельные участки к категории безопасного действия наведенного напряжения, где работы могут производиться с использованием обычных средств защиты.

В практическом отношении осуществление *схемы № 4* не представляет особых затруднений.

Специальное заземление на ВЛ 110 кВ осуществляется на систему «трос—опоры», а на ВЛ с изолированным тросом — на заземляющее устройство одной или нескольких опор с предварительным шунтированием искровых промежутков. Для уменьшения потерь мощности шунтирование искровых промежутков осуществляется на одном из тросов. Кроме того, у отдельных опор могут сооружаться локальные заземлители. Следует особо подчеркнуть, что специальные заземлители устраиваются в местах, удобных для подъезда и их обслуживания.

Организационные и технические мероприятия. Устанавливаются организационные и технические мероприятия по подготовке рабочих мест и допуску к работам под наведенным напряжением.

Организационные мероприятия определяют порядок допуска к работам и организации производства работ под наведенным напряжением.

Технические мероприятия устанавливают порядок заземления ВЛ, рабочих участков и рабочих мест с использованием подстанционного, дополнительного базового, специального и линейного заземлений.

Все процедуры практической реализации системы безопасного производства работ под наведенным напряжением выполняются по специальной «Программе выбора режима заземления линий электропередачи при работах под наведенным напряжением» (1995 г.), которая разработана авторами статьи.

Выводы. 1. Оценка уровня наведенного напряжения на ВЛ с достаточной для практических целей точностью может быть произведена расчетным путем на основе теории электромагнитных влияний между электрическими цепями.

2. Определение уровня наведенного напряжения расчетным путем позволяет совершенствовать систему обеспечения безопасного производства работ на ВЛ под наведенным напряжением, один из вариантов которой внедрен в Белорусской энергосистеме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Михайлов М.И., Разумов Л.Д., Соколов С.А. Электромагнитные влияния на сооружения связи — М.: Связь, 1979.
2. Костенко М.В., Перельман Л.С., Шкарин Ю.П. Волновые процессы и электрические помехи в многопроводных линиях высокого напряжения. — М.: Энергия, 1973.
3. Костенко М.В. Взаимные сопротивления между воздушными линиями с учетом поверхностного эффекта. — Электричество, 1955, № 10.
4. Глушко В.И. Методы расчета магнитного влияния между электрическими цепями с учетом конечной проводимости земли. — Электричество, 1986, № 3.

[02.12.96]

Авторы: Глушко Виктор Иванович окончил факультет электрификации Белорусского института сельского хозяйства в 1963 г. В 1976 г. в Белорусском политехническом институте (БПИ) защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка и исследование методов расчета заземляющих устройств подстанций в многослойных электрических структурах земли». Заведующий научно-исследовательским сектором техники высоких напряжений лаборатории «Электрические сети» института «Белэнергосетьпроект».

Ямный Олег Евгеньевич окончил энергетический факультет БПИ в 1972 г. Заместитель заведующего научно-исследовательской лабораторией «Электрические сети» института «Белэнергосетьпроект».

Ковалев Эдуард Павлович окончил энергетический факультет БПИ в 1972 г. Ведущий инженер научно-исследовательской лаборатории «Электрические сети» института «Белэнергосетьпроект».

Науменок Наталья Александровна окончила энергетический факультет БПИ в 1990 г. Инженер научно-исследовательской лаборатории «Электрические сети» института «Белэнергосетьпроект».

Уважаемые авторы!

Редакция публикует при каждой статье краткие биографические сведения об авторах. В связи с этим просим всех авторов при направлении статьи в редакцию сообщить следующие сведения:

1. Полные имена и отчества всех авторов
2. Какой факультет, какого вуза и когда закончил
3. Когда получил ученую степень, где и по какой тематике (теме) была защита
4. Место настоящей работы и должность.

Кроме того, напоминаем, что на каждую статью следует представлять краткий (4—5 предложений) реферат на русском и английском языках (включая название), а также ключевые слова.

Исследование новой системы электроснабжения, обеспечивающей повышение устойчивости двигательной нагрузки

МЕНЬШОВ Б.Г., ЕРШОВ М.С., ЕГОРОВ А.В.

Предложена система электроснабжения, построенная на базе трансформатора с двумя вводами и двумя выводами. Система предназначена для повышения устойчивости и сохранения в работе крупных узлов электродвигательной нагрузки предприятий с непрерывными технологическими процессами, эксплуатируемых в условиях частых аварийных возмущений в питающей энергосистеме. Применение системы позволит сократить время перерыва в электроснабжении при авариях в сетях энергосистемы, значительно уменьшить число аварийных остановок технологических процессов промышленных предприятий.

Ключевые слова: система электроснабжения, устойчивость электрической нагрузки, длительность перерывов электроснабжения, исследование

Для крупных промышленных предприятий с непрерывными технологическими процессами остро стоит проблема устойчивости и сохранения в работе электроприемников при возмущениях в системе внешнего электроснабжения [1, 2]. Короткие замыкания, неизбежные при эксплуатации электрических сетей энергосистемы, приводят к кратковременным нарушениям электроснабжения (КНЭ) потребителей. Продолжительность КНЭ составляет десятые доли секунды, если электроснабжение восстанавливается в результате отключения поврежденного элемента сети быстродействующей защитой, и достигает нескольких секунд, если электроснабжение восстанавливается в результате действия АПВ, АВР и других устройств электроавтоматики. Несмотря на кратковременность возмущений, они могут вызывать потерю динамической устойчивости электродвигательной нагрузки, приводят к нарушениям технологических процессов, на восстановление которых затрачиваются большие средства и значительное время.

В результате КНЭ, сопровождающегося критическим провалом напряжения (как правило глубиной более 30% и длительностью более 0,5 с) в узле электрической нагрузки предприятия, электроприемники узла отключаются защитой минимального напряжения. Восстановление питания отключенной части нагрузки в резервированных системах электроснабжения предприятия осуществляется за счет действия АВР секционного выключателя. При этом существующие системы электроснабжения предприятий не обес-

A current supply system designed on the basis of a transformer with two inputs and two outputs is proposed. The system is intended, for increasing stability and keeping in operation large assemblies of an impellent load at enterprises with continuous technological processes, operating in conditions of frequent emergency disturbances in a power supply system. The application of this system will make it possible to reduce considerable the power supply interruption time during faults in power system networks as well as to decrease the number of outages.

Key words: electric power supply, transient stability load, power system interruption time, investigation

печивают полного сохранения в работе всей нагрузки из-за значительного времени восстановления питания, превышающего допустимое по условию устойчивости время перерыва электроснабжения. Время восстановления питания в таких ситуациях достигает нескольких секунд и складывается из времени срабатывания защиты, времени подготовки и срабатывания автоматики включения резерва, а также собственного времени включения секционного выключателя. Использование опережающих АВР или параллельной работы подсистем при авариях в системе электроснабжения сопровождается глубокими провалами напряжения на всей нагрузке, что затрудняет восстановление работы электроприводов, подключенных к поврежденной части схемы, из-за необходимости ожидания завершения переходных процессов в оставшейся в работе подсистеме. Не позволяет полностью решить проблему и применение быстродействующей автоматики включения резерва (БАВР), что связано с рядом причин, в том числе со сложностью ее наладки и эксплуатации в промышленных условиях, с особыми требованиями, предъявляемыми к секционным выключателям.

Принципиальное решение проблемы сохранения в работе электропотребителей, эксплуатируемых в условиях частых возмущений в питающей энергосистеме, может быть достигнуто за счет применения новой системы питания и распределения электроэнергии в промышленных системах электроснабжения, основным элементом которой является четырехобмоточный транс-

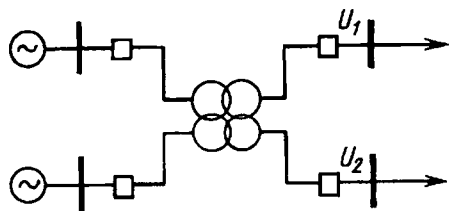


Рис. 1. Схема устройства питания и распределения электроэнергии

форматор двойного питания [3]. Схема такой системы представлена на рис. 1. В системах промышленного электроснабжения широко применяются трехфазные многообмоточные трансформаторы: трехобмоточные и трансформаторы с расщепленными обмотками. Такие трансформаторы имеют один ввод и два вывода. Известны трехобмоточные трансформаторы с двумя первичными обмотками и одной вторичной [4], которые устанавливаются на мощных электростанциях. При этом первичные обмотки имеют одинаковые номинальные напряжения и к ним присоединяются по одному генератору, а вторичная обмотка соединяется с линией электропередачи. Предлагаемый трехфазный четырехобмоточный трансформатор имеет две первичные и две вторичные обмотки, определенным образом размещенные на стержнях магнитопровода. К первичным обмоткам подключаются выходы от двух источников электроэнергии, а к вторичным — разделенная нагрузка.

Для исследования работы четырехобмоточного трансформатора разработана математическая модель. Методология моделирования подробно представлена в [5]. Работа четырехобмоточного трансформатора в различных рабочих и аварийных стационарных режимах определяется следующей системой нелинейных уравнений с комплексными переменными и коэффициентами:

$$\left. \begin{aligned} U_{i1} &= I_{i1} Z_{i1} + j\omega W_{11} \Phi_{i1}; \\ U_{i2} &= I_{i2} Z_{i2} + j\omega W_{12} \Phi_{i2}; \\ U_{j1} &= I_{j1} Z_{j1} + j\omega W_{21} \Phi_{i1}; \\ U_{j2} &= I_{j2} Z_{j2} + j\omega W_{22} \Phi_{i2}; \\ \Phi_n + \Sigma (\Phi_{i1} + \Phi_{i2}) &= 0; \\ -\Phi_{i1} + \Phi_{i2} - \Phi'_{i1} + \Phi'_{i2} &= 0; \\ -E_{i1} + Z_{mi} \Phi_{i1} - Z_m \Phi'_{i1} &= 0; \\ -E_{i2} + Z_{mi} \Phi_{i2} - Z_m \Phi'_{i2} &= 0; \\ E_{A1} + E_{A2} - Z_{mA}(\Phi_{A1} + \Phi_{A2}) + Z_m(\Phi'_{B1} + \Phi'_{B2}) &= 0; \\ E_{B1} + E_{B2} - Z_{mB}(\Phi_{B1} + \Phi_{B2}) + Z_m(\Phi'_{C1} + \Phi'_{C2}) &= 0; \\ E_{C1} + E_{C2} - Z_{mC}(\Phi_{C1} + \Phi_{C2}) + Z_m \Phi_n &= 0; \\ E_{i1} &= -I_{i1} W_{11} + I_{j1} W_{21}; \\ E_{i2} &= -I_{i2} W_{12} + I_{j2} W_{22}, \end{aligned} \right\} (1)$$

где индексы $i=A, B, C, (AB, BC, CA)$ соответствуют обозначениям фаз первичных обмоток; $j=a, b, c, (ab, bc, ca)$ — индексы, соответствующие

обозначениям фаз вторичных обмоток; $U_{i1}, U_{i2}, U_{j1}, U_{j2}$ — фазные первичные и вторичные напряжения; $I_{i1}, I_{i2}, I_{j1}, I_{j2}$ — фазные первичные и вторичные токи; $W_{11}, W_{12}, W_{21}, W_{22}$ — число витков первичных и вторичных обмоток; Φ_{i1}, Φ_{i2} и Φ'_{i1}, Φ'_{i2} — магнитные потоки в частях магнитопровода; Φ_n — магнитный поток, замыкающий через бак трансформатора; E_{i1}, E_{i2} — магнитодвижущие силы; $Z_{i1}, Z_{i2}, Z_{j1}, Z_{j2}$ — сопротивления первичных и вторичных обмоток трансформатора; Z_{mi}, Z_m, Z_{mn} — магнитные сопротивления частей магнитной цепи.

Магнитные параметры связаны посредством магнитной схемы замещения, соответствующей схеме трансформатора с расщепленной обмоткой, которая приведена в [5]. С учетом возможного изменения магнитной индукции в стержнях магнитопровода значения магнитных сопротивлений могут изменяться, что обуславливает нелинейность системы уравнений (1).

Для того чтобы рассчитать характерные режимы работы предложенной системы (см. рис. 1), необходимо замкнуть электромагнитную систему трансформатора, присоединив к его обмоткам источники и нагрузку. На рис. 2 представлена трехфазная схема замещения системы питания и распределения электроэнергии, выполненная на базе четырехобмоточного трансформатора. Здесь питающая система первичной обмотки представлена источником ЭДС с параметрами E_{i1}, Z'_{i1} ($i=A, B, C$) линией электропередачи с параметрами Z'_{i1} и поперечными ветвями Z'_{i1} ; питающая система второй обмотки представлена источником ЭДС с параметрами E_{i2} и Z_{i2} . К вторичным обмоткам трансформаторов подключена нагрузка, определяемая сопротивлениями Z_{Hj1} и Z_{Hj2} . В рассматриваемом примере первичные обмотки включены по схеме «звезда с заземленной ней-

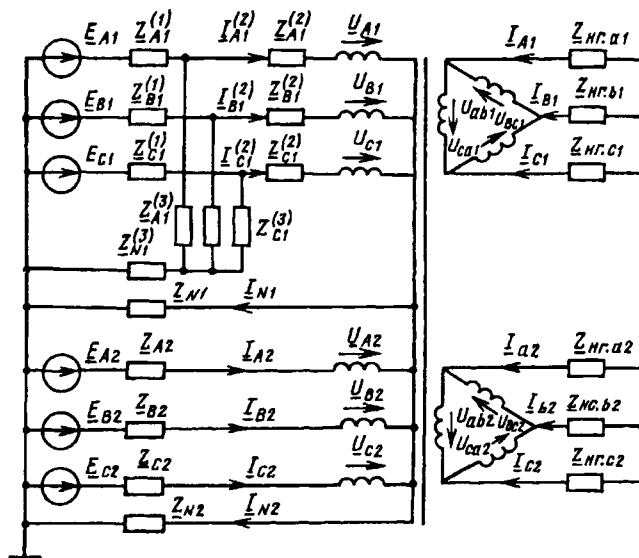


Рис. 2. Схема замещения системы «питающая электрическая сеть — трансформатор двойного питания — нагрузка»

тралью», а вторичные — по схеме «треугольник (Ун/Ун/Д/Д-11)». Соединение обмоток Ун/Д-11 характерно для трансформаторов мощностью 4 МВ·А и выше.

Приведенная схема замещения позволяет, изменяя значения параметров питающих сетей и нагрузок, имитировать практически любые рабочие и аварийные режимы рассматриваемой электрической системы. При этом уравнения (1), моделирующие работу трансформатора, дополняются уравнениями первичных и вторичных электрических цепей, составляемыми на основании законов Кирхгофа. Общее число уравнений, определяющих режимы исследуемой системы, равно пятидесяти двум. Численное моделирование осуществлялось на ЭВМ и свелось к решению системы уравнений по двухходовому алгоритму Гаусса и итерационной процедуре. Рассчитывались режимы: рабочие с различными параметрами источников электроэнергии и нагрузки; аварийные, связанные с обрывами линий и короткими замыканиями (симметричными и несимметричными) в цепях источников и нагрузки. Результаты численных экспериментов позволили сделать предварительные выводы, характеризующие работу предложенной системы.

1. Предложенная система работоспособности. При этом нагрузка по вводам трансформатора распределяется соответственно их мощности — ввод с меньшим сопротивлением питающей системы принимает более значительную нагрузку. Отключение одного из вводов ведет к тому, что вся нагрузка системы принимается оставшимся в работе вводом, обеспечивающим приемлемое напряжение на всей нагрузке.

2. Короткие замыкания на одном из вводов трансформатора приводят к значительному (до 70% при трехфазном металлическом КЗ на входе трансформатора) снижению напряжения на соответствующем выводе трансформатора и незначительному (не более 15%) снижению напряжения на соседнем выводе.

3. Короткие замыкания на одном из выводов трансформатора приводят к незначительному (до 15%) снижению напряжения на соседнем выводе.

На основании изложенного следует, что при использовании предлагаемой системы на главной понизительной подстанции предприятия время нарушения электроснабжения нагрузки при внешнем возмущении на соответствующем вводе питающей системы будет равно времени срабатывания защиты, отключающей ввод поврежденной системы. Электрические сети энергосистемы оснащаются штатными быстродействующими защитами, время действия $t_{сз}$ которых составляет 0,15–0,2 с, что во много раз меньше $t_{АВР}$ — времени восстановления питания посредством

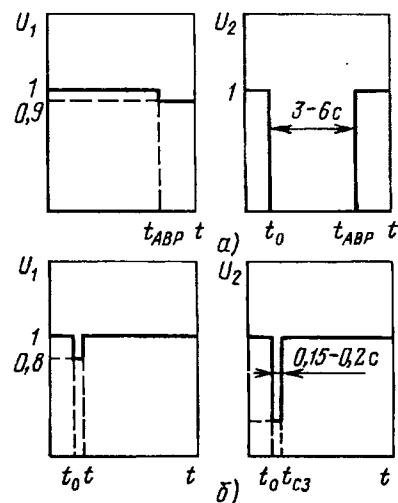


Рис. 3. Диаграммы напряжений на первой U_1 и второй U_2 секциях шин нагрузки при возмущениях в питающей сети второго источника; а — существующая система; б — разработанная система

АВР в существующих системах электроснабжения. Это иллюстрируется диаграммами рис. 3. В большинстве случаев время КНЭ 0,15–0,20 с не сопровождается нарушением устойчивости узлов электродвигательной нагрузки, а крупные ответственные синхронные двигатели не выпадают из синхронизма, т.е. в общем случае на основании теоретических и расчетных результатов можно заключить, что предложенная система позволяет повысить надежность работы и устойчивость электродвигательной нагрузки крупных электропотребителей, работающих в условиях частых возмущений в электрических сетях питающей энергосистемы.

В частных конкретных случаях при выборе наиболее рациональной системы следует провести сравнительные расчеты переходных процессов и устойчивости узлов электродвигательной нагрузки в предлагаемой и известных схемах. К числу известных схем могут быть отнесены: обычная схема с отключенным секционным выключателем и БАВР, схема с опережающим АВР, схема с включенным секционным выключателем. В качестве расчетных ситуаций рекомендуются КЗ, со стороны источника питания и КЗ на отходящей линии со стороны низшего напряжения.

Для проверки математической модели и результатов численных экспериментов были выполнены физическое моделирование и исследование четырехобмоточного трансформатора двойного питания и системы питания и распределения электроэнергии на его основе. Макет трехфазного четырехобмоточного трансформатора выполнен на основе магнитопровода стержневого типа. На каждом стержне магнитопровода размещено по четыре обмотки: $ВН_1$ и $ВН_2$ — первая и вторая обмотки высшего напряжения; $НН_1$ и $НН_2$ — первая и вторая обмотки низшего

напряжения. Каждая из обмоток состоит из составных частей, определенным образом размещенных на стержнях магнитопровода. Для удобства экспериментальных исследований коэффициент трансформации фазных напряжений выбран равным единице. Обмотки соединены по схеме УН/УН/Д/Д-11. Номинальные напряжения первичных обмоток $U_{вп1} = U_{вп2} = 380$ В, вторичных $U_{нп1} = U_{нп2} = 220$ В; число витков обмоток одинаково $W_{вп1} = W_{вп2} = W_{нп1} = W_{нп2} = 1420$; расчетное значение магнитной индукции 1,2 Тл. Питание осуществлялось от разных секций шин через трехфазные автотрансформаторы мощностью 16 кВ·А с возможностью регулирования выходного напряжения от нуля до 380 В. В качестве нагрузки использовались асинхронные двигатели и реостаты. Были проведены опыты холостого хода, короткого замыкания, исследован ряд рабочих и аварийных режимов. Опыты холостого хода проведены для двух режимов, когда питание осуществлялось по одному из вводов (ВН₁) и по обоим вводам. Основные характеристики холостого хода представлены на рис. 4,а. Опыты

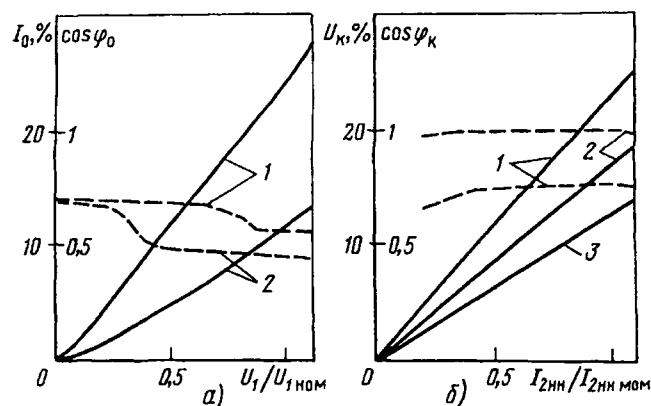


Рис. 4. Характеристики трансформатора двойного питания; а — холостого хода; — — — — ток холостого хода; — — — — $\cos \varphi$; 1 — при питании трансформатора по одному вводу; 2 — при питании по двум вводам; б — короткого замыкания (трехфазное КЗ на выходе НН₂); — — — — напряжение КЗ; — — — — $\cos \varphi$; 1 — при питании по вводу ВН₁; 2 — при питании по вводу ВН₂; 3 — при питании трансформатора по обоим вводам

короткого замыкания проведены при трехфазном КЗ на втором выходе (НН₂) для трех режимов, когда питание осуществлялось по вводу ВН₁, по вводу ВН₂ и по обоим вводам. Некоторые характеристики короткого замыкания представлены на рис. 4,б.

На основании результатов опытов холостого хода и короткого замыкания разработаны полная и упрощенная схемы замещения четырехобмоточного трансформатора, представленные на рис. 5 и определены параметры схем замещения. Полная схема замещения содержит: ветви с ре-

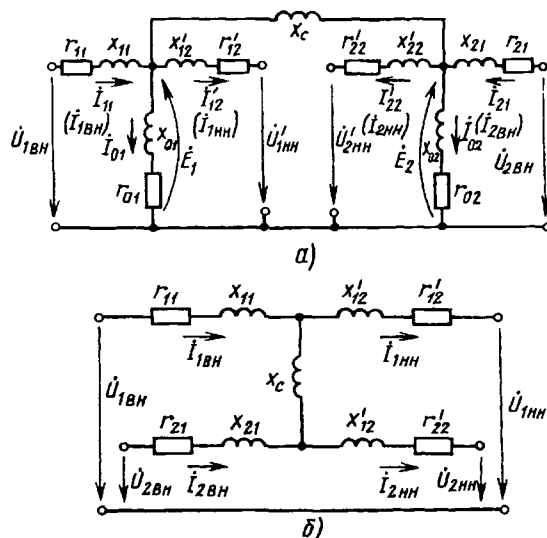


Рис. 5. Схемы замещения трансформатора двойного питания: а — полная; б — упрощенная Н-образная

активными сопротивлениями рассеяния и активными сопротивлениями первичных x_{11} , r_{11} , x_{12} , r_{12} и вторичных x'_{21} , r'_{21} , x'_{22} , r'_{22} обмоток; две намагничивающие ветви с сопротивлениями x_{01} , r_{01} , x'_{02} , r'_{02} ; ветвь с сопротивлением связи x_c . Упрощенная схема отличается отсутствием ветвей намагничивания, при этом ошибка в определении напряжений и токов на основании данной схемы не превышает 5%. Для макета параметры схемы замещения составили: $x_{11} = x_{12} = x'_{21} = x'_{22} = 10$ Ом; $r_{11} = r_{12} = r'_{21} = r'_{22} = 71$ Ом; $x_{01} = x_{02} = 6590$ Ом; $r_{01} = r_{02} = 3350$ Ом; $x_c = 114$ Ом. При этом расчетные значения сопротивлений между вводами и выводами с одинаковыми номерами (ВН₁ — НН₁; ВН₂ — НН₂) составили 144 Ом, между вводами и выводами с разными номерами (ВН₁ — НН₂; ВН₂ — НН₁) — 197 Ом. Напряжения короткого замыкания $u_{к(ВН1-НН1)} = u_{к(ВН2-НН2)} = 16\%$;
 $u_{к(ВН1-НН2)} = u_{к(ВН2-НН1)} = u_{к(ВН1-ВН2)} =$
 $= u_{к(НН1-НН2)} = 23\%$; $u_{к(ВН1, ВН2-НН1)} =$
 $= u_{к(ВН1, ВН2-НН2)} = 12\%$.

Проведенные исследования рабочих режимов четырехобмоточного трансформатора, включая снятие его основных характеристик (внешней характеристики, зависимости КПД от нагрузки и т.д.), позволяют сделать заключение о приемлемости предложенной системы питания и распределения электроэнергии в системах промышленного электроснабжения.

Для исследования работы системы с четырехобмоточным трансформатором в аварийных режимах выполнены опыты:

связанные с обрывом линейных проводов в цепи питания одного из вводов (ВН₂) трансформатора: отключение фазы А₂ (I); отключение фаз А₂ и В₂ (II); полное отключение питания

Режим	Значения напряжений на нагрузке системы в аварийных режимах (отн. ед.)							
	Ввод ВН ₁		Ввод ВН ₂		Выход НН ₁		Выход НН ₂	
	u ₁	u ₂	u ₁	u ₂	u ₁	u ₂	u ₁	u ₂
I	1,00	0,02	0,96	0,07	1,01	0,01	0,97	0,03
II	1,00	0,02	0,92	0,09	1,00	0,02	0,93	0,04
III	1,00	0,02	0,88	0,01	0,98	0,01	0,88	0,00
IV	1,00	0,02	0,58	0,58	0,93	0,08	0,78	0,24
V	1,00	0,02	0,50	0,50	0,89	0,12	0,65	0,35
VI	1,00	0,02	0,00	0,00	0,79	0,01	0,30	0,01
VII	1,00	0,02	1,00	0,02	0,94	0,06	0,46	0,46
VIII	1,00	0,02	0,99	0,01	0,88	0,02	0,00	0,00

по вводу ВН₂ (III);

связанные с короткими замыканиями на одном из вводов (ВН₂): КЗ фазы A_2 на землю (IV); КЗ между фазами A_2 и B_2 (V); КЗ между фазами A_2 , B_2 , C_2 (VI);

связанные с короткими замыканиями на одном из выходов (НН₂) трансформатора: КЗ между фазами a_2 и b_2 (VII); КЗ между фазами a_2 , b_2 и c_2 (VIII).

Исходная нагрузка трансформатора на момент экспериментального исследования аварийных режимов составляла 80%. В таблице представлены значения напряжений прямой (u_1) и обратной (u_2) последовательностей на нагрузке обоих выходов в соответствующих режимах. Данные величины являются параметрами, определяющими устойчивость узлов электродвигательной нагрузки промышленных предприятий. Из анализа результатов, приведенных в таблице, следует, что в данной системе режимы, связанные с исчезновением напряжения на одном из вводов трансформатора (полном или на отдельных фазах), практически не влияют на работу всей нагрузки системы — нормальное напряжение на нагрузке обеспечивается за счет питающего ввода, оставшегося в работе, что и обеспечивает решение задачи сохранения устойчивости работы всей нагрузки при кратковременных нарушениях электроснабжения. Наиболее тяжелым режимом для системы и нагрузки является режим трехфазного КЗ на линии, питающей трансформатор (режим VI). Остаточное напряжение на соответствующем выходе при этом снижается до 30% номинального. Однако, как отмечалось выше, наличие быстродействующей защиты, отключающей поврежденную линию, сопутствует переходу из режима КЗ в режим отключения поврежденного питающего ввода с сохранением устойчивости нагрузки.

Таким образом, расчетные и экспериментальные исследования и их удовлетворительная сходимость позволяют считать, что предложенная система питания и распределения электроэнергии

на базе четырехобмоточного трансформатора двойного питания может оказаться принципиально новым и эффективным решением проблемы обеспечения устойчивой работы электродвигательной нагрузки, эксплуатируемой в условиях частых кратковременных нарушений электроснабжения. Представляется, что наиболее рационально применение данной системы в схемах электроснабжения с тремя источниками — в сочетании с выделением части нагрузки на отдельный двухобмоточный трансформатор.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Меньшов Б.Г., Доброжанов В.И., Ершов М.С. Теоретические основы управления электропотреблением промышленных предприятий. — М.: Нефть и газ, 1995.
2. Ершов М.С., Егоров А.В. Вопросы повышения устойчивости электрической нагрузки промышленных систем электроснабжения. — Промышленная энергетика, 1994, № 3.
3. Устройство питания и распределения электроэнергии в системах электроснабжения / Б.Г. Меньшов, М.С. Ершов, А.В. Егоров, А.А. Назаретова. Патент РФ, 1996.
4. Вольдек А.И. Электрические машины. Изд. 2-е. — Л.: Энергия, 1974.
5. Ершов М.С. Электромагнитные модели трехфазных трансформаторов для расчета несимметричных режимов систем электроснабжения. — Электричество, 1995, № 6.

[30.01.97]

Авторы: Меньшов Борис Григорьевич окончил электромеханический факультет Московского горного института в 1954 г. В 1970 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Исследование надежности и безопасности электротехнических объектов горной промышленности». Заведующий кафедрой теоретической электротехники и электрификации промышленности (ТЭЭП) Государственной академии нефти и газа им. И.М. Губкина (ГАНГ).

Ершов Михаил Сергеевич окончил факультет автоматики и вычислительной техники МИНХ и ГП им. И.М. Губкина в 1979 г. В 1995 г. защитил докторскую диссертацию по теме «Развитие теории, разработка методов и средств повышения надежности и устойчивости электротехнических систем многомашинных комплексов с непрерывными технологическими процессами». Профессор кафедры ТЭЭП ГАНГ им. И.М. Губкина.

Егоров Андрей Валентинович окончил факультет автоматики и вычислительной техники МИНХ и ГП им. И.М. Губкина в 1980 г. В 1993 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме «Разработка методов и средств оптимизации энергоисточников объектов обустройства месторождений нефти и газа континентального шельфа». Доцент кафедры ТЭЭН ГАНГ им. И.М. Губкина.

Определение координат ударов молнии и амплитудных значений ее токов

БОЧКОВСКИЙ Б.Б., РОГОЖИН И.Б., РОСАНОВ Н.И., ТИМАШОВА Л.В.

Рассмотрена автоматизированная радиотехническая система (АРС), позволяющая регистрировать координаты ударов молнии в землю и амплитуды токов этих разрядов. Приводятся принципы регистрации координат ударов молнии и определения амплитуд токов. Регистрация разрядов молнии, выполняемые АРС, целесообразно использовать в энергетике для разработки карты поражаемости поверхности земли молнией, уточнения распределения амплитуд токов молнии и оперативного получения данных о местонахождении гроз, их интенсивности, направлении и скорости распространения.

Ключевые слова: молния, регистрация, координаты ударов молнии, ток молнии

Поражаемость ВЛ и подстанций молнией рассчитывается по плотности разрядов молнии на землю и площади, которая экранируется от ударов молнии соответственно линией и подстанцией. В России плотность разрядов молнии определялась косвенно по продолжительности грозовой деятельности в часах, регистрируемой визуально и на слух на метеостанциях. Точность такого определения поражаемости земли невысока, что снижает надежность оценки грозоопасности ВЛ и подстанций.

В последние 10—15 лет для определения плотности разрядов молнии на землю дополнительно используются также счетчики числа разрядов, но радиус действия счетчика ограничивается 35 км.

В то же время за рубежом разработаны и широко используются системы местоопределения разрядов молний на землю [1]. В основном применяются системы двух типов: широкополосная пеленгационная и разностно-дальномерная. В первой используются два и более пеленгаторов, расположенных на расстоянии от 10 до 250 км один от другого. Во второй — координаты разряда молнии (МР) определяются по разности времени прихода электромагнитных сигналов в пункты регистрации (ПР), расположенные на расстояниях от 10 до 400 км один от другого. Помимо координат разрядов молнии на землю системы регистрируют амплитуды токов МР и их полярность.

Исследование показало, что эффективность обнаружения МР системами составляет 40—70%.

Системы обоих типов развернуты во многих странах мира практически на всех континентах земного шара. В США системы местоопределения

The paper considers an automatized radiosystem (ARS) which makes it possible to record coordinates of lightning of ground lightning strokes and lightning current amplitudes. Records of lightning discharges, carried out with the help of ARS are expedient to use in power engineering for developing charts of ground lightning strokes, for precisising distributions of lightning current amplitudes and for obtaining data on a thunderstorm location and intensity, a direction and velocity of their propagation.

Key words: lightning, lightning current, coordinates of lightning strokes, recording

МР создавались при поддержке Национального фонда науки, НАСА, военно-морского ведомства, других ведомств и на коммерческой основе. Одна из систем по местоопределению МР финансируется, главным образом, энергосистемами через EPRI (НИИ электроэнергетики). В настоящее время системы местоопределения МР контролируют практически всю территорию США.

В России также создана автоматизированная радиотехническая система (АРС) контроля грозовой деятельности на территории Европейской части России на основе разностно-дальномерного метода определения координат МР. Сигналы электромагнитного излучения (ЭМИ) от МР поступают на три ПР, разнесенные на расстояние около 700 км. Координаты МР на землю определяются с погрешностью 4—8 км.

В ПР регистрируются: время прихода сигнала ЭМИ МР, измеряемое по характерной точке сигнала (ХТС); пеленг на источник излучения; параметры сигнала ЭМИ МР: амплитуда и длительность первого квазиполупериода (1 КВП) сигнала ЭМИ МР, его полярность и др.

При поступлении сигналов из трех ПР в обрабатывающий центр и по истечении заданного времени вычисляются координаты МР. Однако, учитывая ослабление 1 КВП сигналов ЭМИ МР, его уверенное выделение на фоне помех побочных сигналов в ПР можно проводить на расстоянии до 1000 км. В соответствии с [2] порог регистрации сигналов ЭМИ МР в ПР равен 0,2 В/м.

Автоматизированная радиотехническая система выдает следующую информацию: время возникновения МР; координаты источника МР; значение электрической напряженности сигналов ЭМИ МР в ПР; расстояния от источников МР

до ПР системы; длительность и полярность первого квазиполупериода ЭМИ МР.

В 1926 г. впервые было предложено рассматривать молнию в виде вертикального излучающего диполя с моментом $M(t)$, расположенного над поверхностью плоской земли с идеальной проводимостью [3]. Такая замена более сложного реального процесса используется и в АРС для определения амплитуд токов разрядов молнии.

При этом вертикальная составляющая электрической напряженности E_r ЭМИ МР в волновой зоне описывается уравнением

$$E_r = \frac{2 \sin \Theta M'(t)}{10^7 R}, \quad (1)$$

где Θ — угол наклона канала молнии относительно плоскости земли; R — расстояние от МР до ПР, м; $M'(t)$ — производная от дипольного момента:

$$M(t) = 2ih(t). \quad (2)$$

Здесь i — ток в канале молнии у поверхности земли; $h(t)$ — текущая длина канала обратного разряда молнии, м. Эти уравнения использованы в [4, 5]. В [6] дипольный момент определяется как

$$M(t) = \frac{2IV_0}{g}(e^{-lt} - e^{-bt})(1 - e^{-gt}), \quad (3)$$

где I — максимальное значение тока в канале молнии, А; V_0 — максимальное значение скорости головки обратного разряда; l — коэффициент, зависящий от длины волны тока в канале молнии; b — коэффициент, зависящий от скорости нарастания тока в канале молнии.

Было принято, что значения коэффициента g и V_0 не изменяются и равны соответственно $3 \cdot 10^4$ 1/с и $8 \cdot 10^7$ м/с.

Подставляя в (1) выражение для производной от $M(t)$ по t , имеем:

$$E_r = \frac{2IV_0 \sin \Theta}{gR 10^7} [be^{-bt} - le^{-lt} + (l+g)e^{-(l+g)t} - (b+g)e^{-(b+g)t}]. \quad (4)$$

Вводя обозначения

$$f(l, b, g, t) = [be^{-bt} - le^{-lt} + (l+g)e^{-(l+g)t} - (b+g)e^{-(b+g)t}] \quad (5)$$

и

$$K = \frac{2V_0 \sin \Theta}{gR 10^7} \quad (6)$$

и подставляя f и K в (4), получаем выражение для амплитуды тока молнии

$$I = \frac{E_r}{Kf(l, b, g, t)}. \quad (7)$$

Для определения максимального значения функции $f(l, b, g, t)$ были проведены расчеты E_r по формуле (4) для $l=100$ км, $I=20$ кА и разных значений l и b . Расчеты показали, что регистрируемые АРС длительности 1 КВП сигналов ЭМИ МР, изменяющиеся от 30 до 50 мкс, получаются при изменении коэффициентов l от 10^4 до $4 \cdot 10^4$ 1/с и b от 2×10^5 до 10^5 1/с. Поэтому достаточно иметь данные о максимальном значении функции $f(l, b, g, t)$, а также данные о значениях функции $E_r(t)$, рассчитанные по (5) и (4) для четырех форм импульсов тока молнии (два с крайними значениями l и b и два с промежуточными). Максимальное значение функции $f(l, b, g, t)$ выбирается для одной из четырех форм тока молнии, при которой зарегистрированный сигнал ЭМИ МР по длительности 1 КВП наиболее близок к одной из четырех функций $E_r(t)$.

Значение электрической напряженности сигналов ЭМИ МР, зарегистрированные в ПР, можно пересчитать в значения напряженности на расстоянии 100 км от излучателя по методике [7].

Амплитуда тока первого импульса (компонента) МР рассчитывается по амплитудному значению электрической напряженности сигнала ЭМИ МР на расстоянии 100 км от излучателя и длительности первого квазиполупериода электрической напряженности сигнала ЭМИ МР по формуле (7).

Разработанная АРС дает возможность получать и накапливать статистические данные о координатах и амплитудах токов разрядов молнии. Эти данные, получаемые путем непосредственной регистрации разрядов молнии радиотехническими средствами, более надежны, чем данные по поражаемости поверхности земли молнией, рассчитываемые по продолжительности гроз, фиксируемой на метеостанциях; они имеют высокую точность определения места разряда молнии и охватывают огромную территорию. Помимо этого система позволяет оперативно выдавать данные о разрядах молнии и их координатах, направлении и скорости распространения грозовой области, которые могли бы быть полезны для энергосистем.

Для энергетики представляет интерес информация о координатах и значениях амплитуд разрядов молнии для составления карты грозовой поражаемости земной поверхности молнией и уточнения распределения амплитуд токов молнии. Это дает возможность более точно рассчитывать число грозовых отключений ВЛ и рекомендовать наиболее рациональные мероприятия по обеспечению их грозоупорности.

Для оценки качества получаемой от АРС информации необходимо сопоставить ее с данными

по поражаемости земной поверхности молнией, полученными другими методами, которые использовались ранее в энергетике.

В прошлом плотность разрядов молнии на землю P_0 на 1 км^2 при средней продолжительности грозовой деятельности в грозовых часах за год (грозовой сезон) $N_{г.ч}$ определялась по регистрации количества ударов молнии в линию магнитными регистраторами. Плотность разрядов молнии на 1 км^2 и за 1 грозо-час вычислялась по P_0 и $N_{г.ч}$ по соотношению.

$$P_0^{г.ч} = \frac{P_0}{N_{г.ч}}. \quad (8)$$

Согласно [8] среднее значение $P_0^{г.ч} = 0,06$. По нашим оценкам, выполненным по данным поражаемости молнией ВЛ 110 и 220 кВ Чехословакии с одним и двумя тросами за период 1952–1962 гг. [9], среднее значение $P_0^{г.ч}$ составило $0,028 \text{ удар/км}^2 \cdot \text{грозо-час}$.

В последнем выпуске Руководящих указаний для расчета средней плотности разрядов молнии на землю используется формула

$$P_0 = 0,05 N_{г.ч}, \quad (9)$$

учитывающая зарубежные и отечественные исследования, проведенные с помощью магнитных регистраторов.

Приведенные данные показывают, что средняя плотность разрядов на землю $P_0^{г.ч}$ за достаточно длительный период времени по различным оценкам изменяется от 0,03 до 0,06. В то же время рассчитанная за отдельные годы или за один год в разных районах, но при одной и той же продолжительности грозовой деятельности, плотность разрядов молнии P_0 может сильно отличаться (до 3–5 раз) от средних значений.

Для оценки поражаемости земли молнией по регистрациям, выполненным АРС в 1994 г. было выделено три области.

Первая область располагалась между 48 и 60° широты и 25 и 45° долготы, имела площадь около $1,74 \cdot 10^6 \text{ км}^2$ и характеризовалась по ПУЭ-76 средней продолжительностью грозовой деятельности в 60 грозо-часов.

Вторая область располагалась между 47 и 55° широты и 29 и 45° долготы и имела площадь около $0,985 \cdot 10^6 \text{ км}^2$. Средняя продолжительность грозовой деятельности составляла 70 грозо-часов.

Третья область охватывала приблизительно Московскую область и располагалась между 55 и 57° широты и 35 и 40° долготы и имела площадь, равную $6,8 \cdot 10^4 \text{ км}^2$. Средняя продолжительность грозовой деятельности в этой области равнялась 40 грозо-часам.

В 1994 г. АРС работала в апреле–августе ориентировочно через день с 9 ч до 20–22 ч

всего 571 ч из 3672 ч. Длительность всего грозового сезона составляет 4392 ч. Таким образом, АРС работала 15,6% времени за период апрель–август и 13% времени за период апрель–сентябрь.

Если в 1994 г. в Московской области продолжительность грозовой деятельности за грозовой сезон принять равной средней продолжительности (40 грозо-часов), а продолжительность грозовой деятельности за время работы АРС оценить долей (равной отношению времени работы системы к продолжительности грозового сезона) от 40 грозо-часов, то она составит $(40 \times 13) : 100 = 5,2$ грозовых часа.

В то же время по регистрациям грозовой деятельности на 22 метеостанциях Москвы и Московской области за время работы автоматизированной радиотехнической системы в апреле–августе продолжительность грозовой деятельности составила 0,65 грозового часа, т. е. продолжительность грозовой деятельности по данным метеостанций была ниже 5,2 грозовых часов в 8 раз.

Данные по грозовой деятельности за 1994 г., за исключением Москвы и Московской области, получены не были, поэтому пришлось использовать цифры средней продолжительности грозовой деятельности, которые являются менее точными, чем реальные данные за 1994 г.

В первой области, характеризующейся средней продолжительностью грозовой деятельности в 60 грозо-часов, за время работы АРС длительность грозовой деятельности можно оценить в $(60 \times 13) : (8 \times 100) = 1$ грозо-час.

Во второй области со средней продолжительностью грозовой деятельности в 70 грозо-часов за время работы АРС продолжительность грозовой деятельности составит $(70 \times 13) : (8 \times 100) = 1,14$ грозо-часа.

Из данных по координатам, дате и времени разрядов молнии в землю, зарегистрированных АРС в 1994 г. в апреле–августе, получены для первой области 11431 разряд, для второй области 5900 разрядов и для третьей области (ориентировочно Москва и Московская область) 1202 разряда, и соответствующие значения плотности разрядов молнии $P_0^{г.ч}$ составляют 0,0066, 0,0053 и 0,027.

Принимая в соответствии с [10] среднюю плотность разрядов молнии 0,05 разрядов на 1 км^2 и 1 грозо-час, получаем, что плотность разрядов по регистрациям АРС составляет от 10 до 50% принятой в энергетике.

Аналогичные расчеты, выполненные для отдельных сильных гроз для районов, в которых было зафиксировано особенно много разрядов молнии, дали те же результаты.

Гроза 18.07.94. Район широта от 59 до 61°, долгота от 33 до 36°. Площадь равна $2 \cdot 62 \cdot 3 \times 110 = 40920 \text{ км}^2$. За первый час грозы было зарегистрировано 326 разрядов, за второй — 574 разряда, за третий — 165 разрядов и за четвертый — 14 разрядов. Плотность разрядов молнии $P_{0,4}^{\Gamma}$ за первый — четвертый часы грозы оказалась равной соответственно 0,008, 0,014, 0,004 и 0,0003.

Гроза 25.07.94. Район: широта от 54 до 55° и долгота от 36 до 38°; площадь — 13640 км².

За первый час грозы (14 ч 01 мин — 15 ч 01 мин) зарегистрировано 30 разрядов, за второй — 133 разряда, за третий — 155 разрядов, за четвертый — 100 разрядов. Плотность разрядов молнии за первый — четвертый часы грозы составила соответственно 0,0007, 0,0098, 0,011 и 0,007.

Разностно-дальномерный метод позволяет определить координаты разрядов. сигналы от которых приходят в три пункта регистрации. При выполнении работы выяснилось, что происходит значительное число разрядов молнии, сигналы от которых приходят только в два ПР. Из-за удаленности разряда молнии от третьего ПР при небольшой амплитуде тока разряда сигнал от него не доходит до третьего ПР.

При учете разрядов, которые фиксируются только в двух ПР, общее количество регистрируемых разрядов увеличивается в 3—10 раз.

Координаты этих дополнительных разрядов могут быть определены пеленгационным методом. При этом погрешность определения координат МР увеличивается до 5 раз, т.е. до 20—40 км.

Данные с учетом дополнительных разрядов, определенных пеленгационным методом, были получены только за июль 1994 г. для всей территории, контролируемой АРС. Общее число разрядов составило: для первой области 29734, для второй — 13391 и для третьей — 7885.

В июле 1994 г. система работала 118 ч. За это время на метеостанциях Москвы и Московской области в среднем зарегистрировано 0,5 грозового часа. Продолжительность грозовой деятельности за это время, рассчитанная по средней продолжительности грозовой деятельности 40 грозо-часов, составила 1,07 ч. Это больше зарегистрированной на метеостанциях продолжительности грозовой деятельности в 2,1 раза. Как и раньше, по этим данным можно приблизительно оценить продолжительность грозовой деятельности в первой и второй областях.

Так, продолжительность грозовой деятельности за июль 1994 г. составила в первой области $(60 \times 118) : (2,1 \times 4392) = 0,77$ грозо-часа и во второй области $(70 \times 118) : (2,1 \times 4392) = 0,9$ грозо-ча-

са.

Плотность разрядов молнии $P_{0,4}^{\Gamma}$ с учетом дополнительных разрядов, зарегистрированных пеленгационным методом, для первой области равна $29734 : (1,74 \times 10^6 \times 0,77) = 0,022$, для второй — $13391 : (0,985 \times 10^6 \times 0,9) = 0,015$ и для третьей — $7885 : (6,8 \times 10^4 \times 0,5) = 0,23$ удара/км² грозо-час.

Для четвертой области (широта от 52 до 60° и долгота от 34 до 44°) плотность разрядов молнии с учетом дополнительных разрядов составила 0,1 удара/км² грозо-час.

Эти данные, рассчитанные с учетом сигналов, приходящих в два пункта регистрации, значительно лучше соотносятся со средними данными по поражаемости, принятыми в энергетике при расчетах грозоупорности ВЛ и подстанции (0,05 удара/км² грозо-час.).

Было проведено сопоставление регистраций гроз на метеостанциях с регистрациями АРС разрядов молнии вблизи метеостанций. Анализ проводился по данным, полученным для Москвы и Московской области за 7 грозовых дней. Результаты сопоставления за один из дней (27.07.94) приведены в табл. 1.

Таблица 1

Наименование метеостанции, время начала и окончания грозы (ч, мин) по регистрации на метеостанции	Удары молнии, зарегистрированные АРС вблизи (до 30 км) метеостанции		Регистрации грозы на метеостанции подтверждаются (+) или не подтверждаются (-) регистрациями разрядов молнии радиотехнической системой
	Время разряда молнии (ч, мин, с)	Расстояние до метеостанции, км	
Волоколамск 13.56—16.08	14.49.35 14.13.53	15 19	+
Домодедово 16.04; 17.46 (единичные разряды)	16.23.54 17.10.35 15.57.34	20 26 21	+
Немчиновка 15.52—17.00	16.54.25 16.23.54	15 20	+
Серпухов 14.15; 19.30 (единичные разряды)	16.32.54 16.13.00	7 16	-
Можайск 14.15; 20.25 (единичные разряды)	14.32.13 14.28.55	3 12	+
Нарофоминск 15.25	15.02.03 14.59.31	23 25	+

Суммарные данные результатов анализа за семь грозовых дней показывают, что из 34 случаев регистраций гроз на метеостанциях 26 случаев разрядов молнии зарегистрировано АРС вблизи метеостанций. Сопоставление показало, что АРС фиксирует большинство гроз (76%), зарегистрированных на метеостанциях.

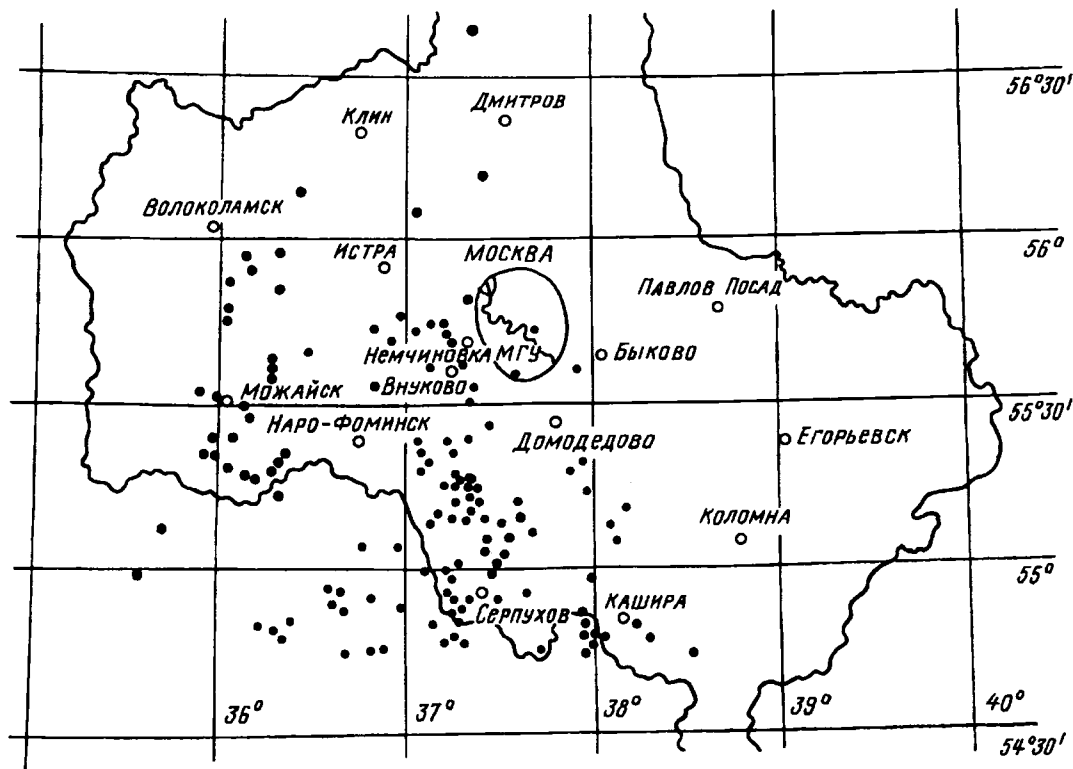


Рис. 1. Места разрядов молнии, зарегистрированных АРС на территории Москвы и Московской области в июле 1994 г.

Таким образом, можно заключить, что АРС регистрирует разряды молнии и полученные значения $P_0^{ГЧ}$ близки к значениям, принятым в энергетике. Это дает возможность по регистрациям координат разрядов молнии АРС построить карту поражаемости поверхности земли молнией. Данные по поражаемости поверхности земли молнией, вычисленные за один грозовой сезон, имеют большой разброс, поэтому для составления карты должны использоваться данные, усредненные за ряд лет.

В качестве примера была построена карта поражаемости поверхности земли молнией для Москвы и Московской области по регистрациям АРС (по сигналам, проходящим в три и два ПР) за июль 1994 г. (рис. 1). Данные по разрядам молнии были представлены в виде таблицы, в которой территория Москвы и Московской области была разбита по параллелям и меридианам на воображаемые клетки размером 5 мин по широте и 5 мин по долготу. В каждую клетку было занесено число разрядов молнии на площадь, соответствующую клетке, зарегистрированное в июле 1994 г. за время работы АРС (средняя продолжительность грозовой деятельности за это время составила 0,5 ч). По этим данным были рассчитаны и в табл. 2 приведены значения плотности разрядов молнии $P_0^{ГЧ}$ для каждой клетки размером 15' (или 27,8 км) по широте и 30' (или 31,4 км на широте Москвы) по долготу.

В табл. 2 представлены плотности разрядов

молнии на 1 грозо-час, поскольку регистрации получены за небольшой срок. В дальнейшем карта поражаемости поверхности земли молнией P_0 должна разрабатываться для реальной продолжительности грозовой деятельности и за ряд лет.

На рис. 2 по регистрациям АРС за июль 1994 г. построено распределение амплитуд токов первых компонентов отрицательных разрядов мол-

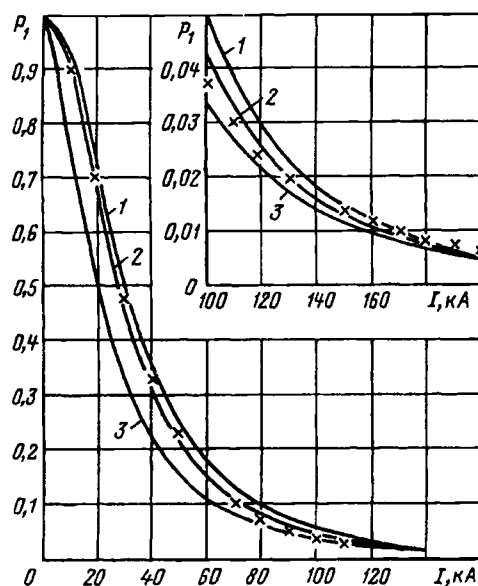


Рис. 2. Вероятности амплитуд токов (первых импульсов) разрядов молнии отрицательной полярности, превышающих значения абсциссы: 1 — распределение СИГРЭ [10]; 2 — распределение РУ по измерениям на ВЛ (высота опоры $h_{оп}$ до 45 м); 3 — то же ($h_{оп}$ до 20 м); x — по регистрациям АРС (32482 разряда)

Таблица 2

Плотности разрядов молнии на 1 грозо-час $P_0^{г.ч}$ на территории Москвы и Московской области по регистрациям ударов молнии АРС в июле 1994 г.

Широта (интервал 15')	Долгота (интервал 30')											
	35°— 35°30'	35°30'— 36°	36°— 36°30'	36°30'— 37°	37°— 37°30'	37°30'— 38°	38°— 38°30'	38°30'— 39°	39°— 39°30'	39°30'— 40°	40°— 40°30'	40°30'— 41°
57°—56°45'	0,04	0,05	0,03	0,05	0,03	0,12	0,28	0,26	0,14	0,16	0,26	0,15
56°45'—56°30'	0,04	0,03	0,05	0,06	0,05	0,20	0,48	0,36	0,23	0,33	0,24	0,07
56°30'—56°15'	0,03	0,05	0,04	0,06	0,06	0,20	1,50	0,45	0,24	0,22	0,10	0,07
56°15'—56°	0,04	0,06	0,04	0,06	0,02	0,41	1,05	0,38	0,23	0,12	0,06	0,06
56°—55°45'	0,04	0,06	0,11	0,10	0,13	0,66	0,46	0,41	0,16	0,08	0,10	0,09
55°45'—55°30'	0,06	0,10	0,12	0,13	0,14	0,82	0,55	0,22	0,17	0,10	0,09	0,07
55°30'—55°15'	0,05	0,07	0,13	0,20	0,50	1,70	0,40	0,15	0,11	0,10	0,76	0,07
55°15'—55°	0,08	0,09	0,17	0,37	0,50	0,40	0,09	0,15	0,06	0,11	0,07	0,06
55°—54°45'	0,04	0,07	0,16	0,26	0,21	0,25	0,05	0,05	0,07	0,04	0,04	0,05
54°45'—54°30'	0,03	0,12	0,11	0,12	0,18	0,15	0,05	0,04	0,02	0,02	0,05	0,05
54°30'—54°15'	0,11	0,06	0,05	0,08	0,15	0,08	0,07	0,02	0,02	0,02	0,03	0,03
54°15'—54°	0,09	0,09	0,09	0,06	0,10	0,12	0,05	0,05	0,02	0,04	0,02	0,02

нии для всей территории, контролируемой АРС. Регистрации включали удаленные и слабые разряды. При определении амплитуд токов молнии учитывалась зависимость скорости обратного разряда от амплитуды тока. Всего было зарегистрировано 32482 разряда молнии отрицательной полярности. На рис. 2 приведены также распределения, принятые в Руководящих указаниях, которые близки к полученному распределению.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Раков В.А. Современные пассивные радиотехнические системы местоопределения молний. — Метеорология и гидрология, 1990, № 11.
2. Базелян Э.М. Некоторые результаты исследования молний электрооптической аппаратурой. — Доклад АН СССР. 1966, 69, № 4.
3. Lejeu P. Londe electrique. — Paris, 1926, v. 5.
4. Стекольников И.С. Физика молнии и грозозащита. — М.: Л.: Изд-во АН ССР, 1943ю
5. Раков В.А., Луц А.О. К оценке радиуса стягивания разрядов молнии к объекту. — Электричество, 1988, № 9.
6. Rao M. Rad. Sci, 1966, v. 1, № 33.
7. Колоколов В. Грозовая деятельность по данным инструментальных наблюдений. — Труды ГГО, вып. 225. — Л.: Гидрометеорологическое изд-во, 1968.
8. Руководящие указания по защите от перенапряжений электрических установок переменного тока 3—220 кВ. — М.: ГЭИ. 1954.
9. Popolansky F. Vtasurement of Lightning Currents in Csechoslovakia and the Application of obtained parameters

in the Prediction of lightning Outages of EYV Transmission Lines. — CIGRE, 1970.

10. Anderson R.B., Eriksson A.J. Lightning parameters for engineering application. — Electra, 1980, № 69.

[27.03.97]

Авторы: Бочковский Борис Борисович окончил электроэнергетический факультет (ЭЭФ) Московского энергетического института (МЭИ) в 1958 г. Научный сотрудник Научно-исследовательского института электроэнергетики (АО ВНИИЭ).

Рогожин Игорь Борисович окончил Военную академию им. Ф.Э. Дзержинского по специальности инженер по радиоэлектронике в 1978 г. Старший научный сотрудник НПО «Технологии мониторинга».

Росанов Николай Иванович окончил Военную академию им. Ф.Э. Дзержинского по специальности инженер-электромеханик в 1971 г. В 1983 г. защитил кандидатскую диссертацию. Старший научный сотрудник НПО «Технологии мониторинга».

Тимашова Лариса Владимировна окончила МЭИ в 1964 г. В 1983 г. защитила кандидатскую диссертацию по специальности «Электрические станции, сети и системы и управление ими». Зав. лабораторией АО ВНИИЭ.

Анализ причин интенсивного искрения электрофильтров ТЭС, улавливающих угольную золу

ОЛЕКСЕВИЧ И.В., ОРЛОВ А.В., ТЕМНИКОВ А.Г.

Статья посвящена вопросу эффективности работы электрофильтров на теплостанциях, работающих на углях Кузнецкого бассейна. На основании теоретического анализа и проведенных измерений дана оценка влияния естественной радиоактивности золы на интенсивность искрения в электрофильтре.

Ключевые слова: тепловая электростанция, электрофильтры, искрения, анализ

Начатое в 1979 г. на ТЭЦ-22 исследование работы электрофильтров, улавливающих золу кузнецких углей, показало их неудовлетворительную работу. Был выявлен ряд причин такой работы, устранение которых позволило интенсифицировать работу электрофильтров. Однако до конца невыясненной оставалась проблема, связанная с интенсивным искрением в полях электрофильтров, работающих на угольной золе. Измерение режимов работы электрофильтров и свойств золы (дисперсность, удельное объемное сопротивление при температуре улавливания, концентрация) не дали полного ответа, объясняющего причину интенсивного искрения. В качестве меры борьбы с интенсивным искрением предлагались алгоритмы регулирования напряжения агрегатом питания, основанные на измерении интенсивности искрения. Однако они не были реализованы в конкретных регулирующих устройствах.

Известно, что агрегат питания электрофильтра подает на коронирующие электроды постоянное отрицательное напряжение. Максимальная эффективность работы электрофильтра достигается при напряжении, очень близком к пробивному напряжению, чтобы обеспечить максимальную зарядку пылевых частиц и их устойчивую транспортировку к осадительному электроду. Агрегат питания в соответствии со своим алгоритмом должен обеспечивать длительное поддержание напряжения на предпробивном уровне. Так как определить точно этот уровень из-за изменяющихся условий газопылевого промежутка невозможно, то алгоритмом управления электрофильтром предусмотрен плавный медленный подъем напряжения перед каждым пробоем. Однако из анализа работы электрофильтров ТЭС [1, 2], работающих на различных видах топлива, следует, что при работе на углях (например Кузнецкого бассейна) происходит увеличение числа случаев падения электрической прочности промежутка и, как след-

The paper considers the operation efficiency of electrostatic precipitators of thermal power plants using coal from Kuznetsk Basin. On the basis of theoretical analysis and measurements carried out an evaluation of the influence of a natural ash coal radioactivity on arcing intensity in a precipitator.

Key words: thermal power plant, electrostatic precipitators, arcing, analysis

ствие, увеличение искрения в электрофильтре.

Анализ результатов исследования работы электрофильтров, улавливающих золу кузнецких углей, показал, что необходимо учитывать как наличие дисперсной фазы в межэлектродных промежутках, так и размер слоя пыли на осадительном электроде [1]. В то же время проведенные исследования золы, улавливаемой электрофильтрами при работе ТЭС на угольном топливе, показали, что зола обладает радиоактивностью, меняющейся в довольно широком диапазоне в зависимости от типа угля. Это явление (α -, β -, γ -ионизирующие излучения) вносит существенное изменение в состав газовой смеси и процесс развития разряда и приводит к изменению электрической прочности промежутка [3].

Оценке возможного влияния радиоактивности улавливаемых пылей на электрическую прочность промежутка в электрофильтре и посвящена данная статья.

Электрическая прочность промежутка в электрофильтре и роль ионизирующих излучений. По условию обеспечения интенсивного коронного разряда в промежутке без пробоев в поле электрофильтра его питание производится постоянным напряжением отрицательной полярности, получаемым от двухполупериодного выпрямителя [4]. Увеличение числа пробоев говорит об изменении условий как возникновения разряда, так и его развития в промежутке. Как известно, анодонаправленный стример, который может приводить к пробоям в промежутках, характерных для электрофильтра, всегда возникает на некотором расстоянии x от поверхности катода [5]. Причем, почти одновременно с ним возникает и катодонаправленный стример.

Стример формируется из электронной лавины, когда поле ее зарядов становится соизмеримым с внешним полем [6]:

$$E_{\text{рез}} = E_0 - E_{\text{л}} \leq b \delta, \quad (1)$$

где $E_{рез}$ — напряженность результирующего поля; E_0 — внешнего поля; E_L — поля от зарядов лавины; δ — относительная плотность газа; $b = 24,5$ кВ/см для воздуха.

Поле лавины определяется количеством накопленных в ней зарядов n :

$$E_L = \frac{en}{4\pi\epsilon_0 r_L^2}, \quad (2)$$

где e — элементарный заряд; r_L — радиус лавины.

Число избыточных зарядов в лавине в момент перехода в анодаправленный стример $n_{кр}$ [5] равно

$$n_{кр} = \frac{36\pi\epsilon_0}{e} \frac{(E_0 - b\delta)^3}{(\alpha_0 E_0)^2}, \quad (3)$$

где α_0 — эффективный коэффициент ударной ионизации.

Это условие применимо и в неоднородном поле, если изменение внешнего поля на длине $2r_L$ меньше напряженности поля в центре лавины.

Путь, пройденный лавиной от места ее возникновения до перехода в стример, определяется выражением

$$x_{кр} = \frac{1}{\alpha_0} \ln \left[\frac{36\pi\epsilon_0}{e} \frac{(E_0 - b\delta)^3}{(\alpha_0 E_0)^2} \right]. \quad (4)$$

В отличие от катодонаправленного стримера, который возникает у поверхности анода, при отрицательной полярности коронирующего электрода переход лавины в стример (ЛС) будет происходить на границе зоны ионизации $L_{и}$, как показано на рис. 1, а, т.е. головка формирующегося стримера сразу после ее возникновения окажется в области слабого поля. Таким образом, чтобы головка набрала требуемый запас энергии, она должна возникнуть на некотором расстоянии

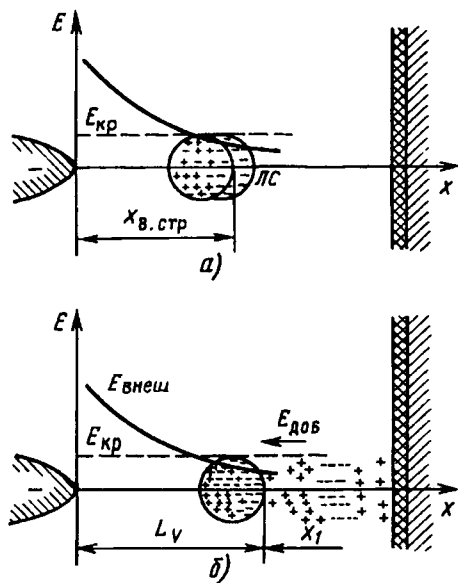


Рис. 1. Переход лавины в стример: а — без радиоактивного слоя; б — при наличии радиоактивного слоя

от границы зоны ионизации в области относительно сильного поля, а для этого необходимо увеличить напряжение, прикладываемое к промежутку (по модели Даусона—Винна) [5].

Рассмотрим теперь этот промежуток при появлении в электрофилтре радиоактивной пыли и ее слоя на осадительном электроде. В этом случае α -, β - и γ -излучения воздействуют на промежуток. В последнем образуются как электроны, так и положительные ионы. Пусть суммарная активность излучений создает в промежутке n^* пар заряженных частиц в секунду (так как скорость распространения радиоактивных излучений значительно больше скоростей образующихся компонент, то в первом приближении можно считать, что во время их прохода по промежутку образование n^* пар происходит почти одновременно). Таким образом, за время t в межэлектродном промежутке будет образовано $n^*t = N^*$ пар заряженных частиц.

Оценим среднее время ухода образовавшихся электронов и положительных ионов из промежутка со средней напряженностью поля $E_{ср}$:

$$\left. \begin{aligned} t_{ух.ср-} &= \frac{d}{2v_e} = \frac{d}{2K_e E_{ср}}; \\ t_{ух.ср+} &= \frac{d}{2v_+} = \frac{d}{2K_+ E_{ср}}, \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где d — расстояние между осадительными и коронирующими электродами; v_e , v_+ — скорости дрейфа электронов и ионов; K_e , K_+ — подвижности электронов и положительных ионов.

Так как электроны в K_e/K_+ раз быстрее будут покидать промежуток, чем положительные ионы, то после их ухода в промежутке останется избыточное количество положительных ионов:

$$N_{+нак.ср}^* = n^* (1 - K_+/K_e) \frac{d}{2K_+ E_{ср}}, \quad (6)$$

т.е. накопление положительных ионов в промежутке прямо пропорционально связано с интенсивностью радиоактивности. Подъем напряжения в электрофилтре после пробоя до предпробивного значения производится за время Δt , тогда накопленный в промежутке положительный объемный заряд составит (не учитывая электроны и считая рост напряжения линейным: $E(t) = Ct$):

$$N_{+нак.до пр}^* = n^* \Delta t - (1/d) K_+ C \Delta t^2, \quad (7)$$

где C — скорость подъема средней напряженности поля в промежутке. Таким образом, избыточный положительный заряд будет накапливаться в промежутке пока $\Delta t < (n^*d)/(K_+C)$, а максимум накопления будет при подъеме напряжения до предпробивного за $\Delta t = (n^*d)/(K_+C)$ и составит в этом

случае

$$N_{+ \text{нак. до пр. max}}^* = \frac{n^{*2} d}{2K_+ C}. \quad (8)$$

Электрическое поле в промежутке электрофильтра неоднородно, и формулы (5)–(8) будут лучше работать в части, примыкающей к осадительным электродам. Вблизи коронирующего электрода, где поле резко неоднородно, время ухода положительного иона из промежутка будет

$$t_{yx+cp}(x) = \frac{x}{K_+ E_{cp}(x)} = \frac{x^2}{K_+ \Delta U}, \quad (9)$$

где x — расстояние от коронирующего электрода; ΔU — разность потенциалов между электродом и точкой образования иона.

В случае коаксиальной системы электродов выражение (9) принимает вид

$$t_{yx+cp}(x) = \frac{x^2 \ln(R/r)}{K_+ \Delta U \ln(x/r)}, \quad (10)$$

где r — радиус внутреннего электрода; R — радиус внешнего цилиндра.

Таким образом, будет резкая зависимость времени ухода положительного иона из промежутка от расстояния до коронирующего электрода (в случае игл на внутреннем электроде изменение поля в приэлектродной части будет еще более крутым). Поэтому несмотря на дрейф ионов во всем промежутке электрофильтра в сторону коронирующего электрода вблизи него за время подъема напряжения Δt концентрация положительных ионов будет значительно меньше, чем в остальной части, и картина, показанная на рис. 1,а будет иметь вид рис. 1,б.

Теперь место перехода лавины в стример (ЛС) хотя и находится на расстоянии L_n от коронирующего электрода, но уже не в области слабого внешнего поля, а в поле, усилившемся за счет положительного объемного заряда образованного в промежутке ионизирующим излучением, концентрация которого мала вблизи самого коронирующего электрода, но увеличивается по мере удаления от него в определенном интервале. Таким образом на участке x_+ головка образующегося стримера будет продвигаться в поле, усиленном наличием положительного объемного заряда, что приводит к тому, что в этом случае для возникновения и распространения анодонаправленного стримера уже не будет требоваться значительного увеличения прикладываемого напряжения, или, другими словами, промежуток электрофильтра будет пробиваться при более низком, чем обычно, напряжении.

Другими следствиями радиоактивных ионизирующих излучений улавливаемой пыли, снижающими электрическую прочность промежутка, являются:

образование у осадительного электрода, где ионизирующие излучения наиболее интенсивны, плазменного слоя, как бы уменьшающего длину перекрываемого стримером промежутка;

стабильное возникновение разряда на коронирующем электроде при более низком приложенном напряжении, так как ионизирующие излучения являются поставщиками электронов в область около коронирующего электрода, что сокращает время статистического запаздывания возникновения разряда.

Таким образом, радиоактивные ионизирующие излучения улавливаемой пыли могут вести к ряду следствий, снижающих электрическую прочность промежутка электрофильтра.

Радиоактивность улавливаемой пыли. Результаты измерений и количественная оценка ее влияния на процессы в промежутке электрофильтра. Рассмотрим свойства излучений от радиоактивной пыли, которые могут приводить к снижению электрической прочности промежутка электрофильтра.

Самопроизвольный (спонтанный) распад атомных ядер, в результате которого возникают радиоактивные излучения, следует закону [7]:

$$N/N_0 = \exp(-\lambda t), \quad (11)$$

где $\lambda = \ln(2)/T_{1/2}$; $T_{1/2}$ — период полураспада. Если в результате распада исходного ядра получается новое ядро также радиоактивно, то имеет место цепочка радиоактивных превращений, а суммарная активность подчиняется закону:

$$A_E = \sum k_i \lambda_i N_i, \quad (12)$$

где A — число распадов в единицу времени; k_i — восприимчивость детектора излучения к детектору i -го фона.

Переход от одного семейства к другому осуществляется цепочкой последовательных α -, β -распадов и заканчивается на устойчивом ядре. В большинстве случаев α -, β -распады сопровождаются испусканием γ -квантов различной интенсивности. Для золы углей, для которых измерения показали наличие α -излучения (α -распад испытывают только тяжелые ядра с массовым числом более 200), β -излучения и радона, наиболее характерны цепочки семейств тория и урана [8, 9].

При α -распаде периоды полураспада с ростом энергии α -частиц примерно от 4 до 9 МэВ уменьшаются от 10^9 лет до 10^{-7} с. Так, например, полное число α -частиц, испускаемых 1 г радия в 1 с, равно $3,7 \cdot 10^{10}$. Энергия α -частиц при этом составляет в среднем 8,3 МэВ [7]. Как отмечено в [8], пробег α -частиц в атмосферном воздухе может составлять 3–10 см и

более; α -частицы, проходя через вещество, теряют энергию главным образом на ионизацию и возбуждение атомов вещества.

Оценим количество ионизаций, которые может произвести испущенная с осадительного электрода α -частица при своем пробеге через промежуток электрофильтра. Согласно [8] для α -частиц с энергией 10 МэВ и для межэлектродного воздушного (движение α -частиц в топочных газах по литературным данным никем не рассматривалось) промежутка в 15 см доля ионизационных потерь составит 10–12%, т.е. 1 МэВ. Если принять, что энергия однократной ионизации в воздухе составляет примерно 15 эВ, то одна α -частица создаст в промежутке электрофильтра порядка 70000 пар заряженных частиц.

Процесс β -распада происходит, в основном, с образованием свободного электрона, средняя энергия которого согласно [8, 9] составляет 0,25–0,45 МэВ. Периоды полураспада для β -распадов в диапазоне от $2,5 \cdot 10^{-2}$ с до $4 \cdot 10^{12}$ лет. Электроны, проходя через вещество, теряют энергию главным образом на ионизацию, возбуждение атомов вещества и тормозное излучение.

Оценим количество ионизаций, которые может произвести испущенный при β -распаде с осадительного электрода электрон в промежутке электрофильтра. Согласно [9] промежуток в 15 см в воздухе будут пробегать около 40% испущенных при β -распаде электронов с энергией 0,4 МэВ. Доля ионизационных потерь для электронов с такой энергией примерно вдвое выше, чем была для α -частиц [8], т.е. один электрон β -распада создаст в промежутке электрофильтра 14–15 тысяч пар ионов и электронов.

Большую длину пробега имеет γ -излучение, и его основным видом взаимодействия будет фотоэффект — выбивание электронов с электродов, что также будет приводить к сокращению времени статистического запаздывания возникновения разряда.

Измерение интенсивности радиоактивных излучений золы кузнечных углей прибором МКС-01М дали следующие результаты:

Номер пробы	Излучение	
	α , 1/(см ² ·мин)	β , 1/(см ² ·мин)
1	0,2	6,5
2	0,3	10,0
3	0,2	5,5
4	0,25	7,0
5	0,3	8,0
6	0,3	10,0
7	0,2	5,0
8	0,3	9,0
9	0,28	8,0
10	0,32	10,0
11	0,26	7,0

Таким образом, $\alpha = 0,27$ 1/(см²·мин); $\beta = 7,82$ 1/(см²·мин)).

Для таких значений радиоактивности накопленный в промежутке положительный объемный заряд составит по (8) для площадки в 1 см²: $N_{\text{нак до пр}}^+ = 2 \cdot 10^9/\text{С}$.

Таким образом, за время быстрого подъема напряжения t на промежутке электрофильтра до предпробивного уровня, как следует из стилизованного графика рис. 2, накопленный положительный объемный заряд составит порядка нескольких тысяч частиц. И его основная роль будет в создании плазменного слоя у осадительного электрода, где интенсивность радиоактивных ионизирующих излучений максимальна, а поле и скорость их ухода минимальны. Это приведет к облегчению условий развития приводящего к пробое стримера вблизи осадительного электрода, т.е. немного «сократит» межэлектродный промежуток.

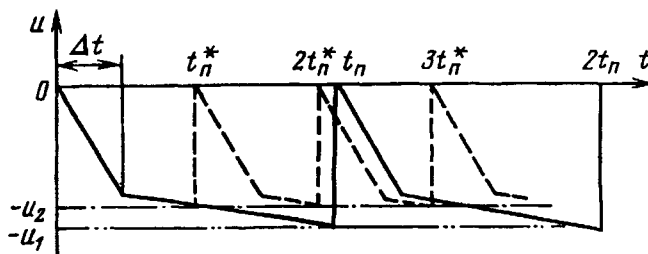


Рис. 2. Стилизованная форма напряжения питания электрофильтра: — — и t_n — время до пробоя не на угольном топливе; — — — и t_n^* — время до пробоя на угольном топливе

Основную же роль будут играть радиоактивные излучения на медленном предпробивном участке подъема напряжения $[\Delta t, t_n]$ до U_1 , когда α -частица или β -электрон сразу создадут дополнительно в промежутке порядка сотни тысяч пар электронов и положительных ионов, что облегчит условия развития стримерного разряда в промежутке и приведет к пробое промежутка не при обычном для него U_1 , а при меньшем напряжении U_2 . Фактически это означает укорачивание пологой предпробивной части подъема напряжения питания до $t_n^* < t_n$, рост интенсивности искрения и снижение эффективности работы электрофильтра. То, что наличие предшествующего заряда может приводить к снижению электрической прочности промежутка, отмечалось в [10].

Частота искрения будет коррелироваться с интенсивностью α -, β -излучений в промежутке напротив игл коронирующего электрода. Действительно, интенсивность искрения в электрофильтрах, работающих на кузнечных углях, возрастала

с 2—3 в минуту при других видах топлива до 8—15 при работе на угле¹.

Вывод. Наличие α -, β -радиоактивности пыли в промежутке электрофильтра и на осадительных электродах будет приводить к следующим следствиям:

будет создаваться плазменный слой у осадительного электрода, что будет облегчать условия пробоя на последней стадии развития разряда при подходе приводящего к пробую стримера к электроду;

испускание α -, β -частиц на участке медленного предпробивного поднятия напряжения будет создавать в промежутке дополнительно сотни тысяч пар электронов и ионов, что облегчит условия возникновения и развития стримерного разряда и тоже будет вести к пробую промежутка при меньшем напряжении.

Все это будет приводить к росту интенсивности искрения в электрофильтре, что, в конечном итоге, приводит к уменьшению среднего значения напряжения на коронирующих электродах и снижению эффективности работы электрофильтра, что и было выявлено в ходе эксплуатации ТЭС на кузнецких углях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анализ факторов, определяющих эффективность работы электрофильтров, улавливающих золу кузнецких углей / И.П. Верещагин и др. — Труды МЭИ, 1983. Вып. № 620.

2. Исследование работы агрегатов питания электрофильтров на ТЭЦ Мосэнерго / И.П. Верещагин и др. — Труды МЭИ, 1983. Вып. № 617.

3. Совершенствование работы электрофильтров путем изменения их работы / Л.М. Макальский, И.В. Олексевич,

¹ Авторы выражают искреннюю признательность Хлебникову А.А. за методическое обеспечение и проведение измерений радиоактивности угольной золы.

А.В. Орлов, А.Г. Темников — Международный аэрозольный симпозиум, Москва, 1994, март 21—25.

4. Дымовые электрофильтры / В.И. Левитов и др. — М.: Энергия, 1980.

5. Электрофизические основы техники высоких напряжений: Учеб. для вузов / И.М. Бортник, И.П. Верещагин и др. — М.: Энергоатомиздат, 1993.

6. Сергеев Ю.Г. Электрические разряды в газах при постоянном напряжении. — М.: МЭИ, 1983.

7. Шпольский Э.М. Атомная физика. Т. 1. — М.: Наука, 1974.

8. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. — М.: Наука, 1977.

9. Физические величины: Справочник / А.П. Бабичев и др. — М.: Энергоатомиздат, 1991.

10. Les Renardières Group «Effects of pre-existing space charge on positive discharge development». — IEE Proceedings, October 1986, Vol. 133. Pt. A, № 7.

[25.11.96]

Авторы: Олексевич Игорь Валерьевич окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1961 г. Научный сотрудник кафедры техники и электрофизики высоких напряжений (ТЭВН) МЭИ.

Орлов Александр Васильевич окончил факультет автоматики и вычислительной техники МЭИ в 1976 г. В 1991 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Расшифровка электрической структуры заряженных облаков». Старший научный сотрудник кафедры ТЭВН МЭИ.

Темников Александр Георгиевич окончил электроэнергетический факультет МЭИ в 1991 г. В 1994 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по исследованию заряженных аэрозольных потоков. Научный сотрудник кафедры ТЭВН МЭИ.

К сведению авторов и читателей!

Каждый автор имеет право бесплатно получить 1 экз. журнала с его статьей.

Экземпляры номеров журнала «Электричество» за последние годы можно приобрести в редакции журнала (Б. Черкасский пер., 2/10, тел. 924-24-80).

Элементы теории вентильно-индукторного электропривода

БЫЧКОВ М.Г.

Рассмотрены принцип действия, отличительные признаки и предпосылки развития вентильно-индукторного электропривода. Оценена эффективность электромеханического преобразования энергии и особенности работы электропривода при его представлении различными математическими моделями. Получены соотношения для оценки рациональной степени насыщения магнитной системы. Приведены результаты экспериментальных исследований вентильно-индукторного электропривода, его основные функциональные характеристики.

Ключевые слова: вентильно-индукторный электропривод, магнитное насыщение, математическая модель, экспериментальные исследования

Особенности вентильно-индукторного электропривода. Электрическая машина — электромеханический преобразователь энергии — является основным элементом любого электропривода. Принцип действия электромеханического преобразователя может основываться на различных физических явлениях, однако в большинстве практических случаев используются электромагнитные силы. Традиционная классификация электрических машин основана на роде тока источника питания и принципе действия, обусловленном конструктивным выполнением магнитной системы и электрических обмоток. Коллекторные машины постоянного тока, асинхронные и синхронные машины переменного тока имеют единое по сути математическое описание, что позволяет говорить об обобщенной электрической машине, которая трансформируется в тот или иной тип наложением дополнительных условий [1].

Следует отметить, что абсолютное большинство электрических машин выполнялись и выполняются на основе принципа «проводник в магнитном поле». При этом не существенно, что является источником магнитного поля — постоянный магнит, специальная катушка возбуждения или соседние проводники. Магнитная система из ферромагнитного материала служит «проводником» магнитного потока, улучшая удельные энергетические показатели, однако электрическая машина на основе физического явления «проводник в магнитном поле» принципиально может работать и без ферромагнитного сердечника.

Иной принцип использован в работе так на-

The paper considers a principal of action specific features and prospects for developing switched reluctance drives (SRD). The efficiency of electromechanical transformation of energy is evaluated and different mathematical models are presented. Results of experimental investigations of SRD and its functional characteristics are presented.

Key words: switched reluctance drive, magnetic saturation, mathematical model, experimental investigation

зываемых реактивных машин, в которых электромагнитный момент создается за счет асимметрии магнитной системы. На практике нашли применение синхронные реактивные машины, которые, однако, имели низкие энергетические показатели. Другая сфера применения реактивных машин — шаговые электроприводы, однако при их проектировании ориентируются на получение высоких точностных показателей воспроизведения движения, а энергетические показатели имеют второстепенное значение [2].

Долгое время коллекторная машина постоянного тока обладала наилучшими показателями преобразования энергии и регулировочными свойствами и занимала ведущее место в регулируемом электроприводе. Стремление исключить щеточный контакт привело к появлению синхронных машин с постоянными магнитами на роторе. Коммутация фаз статорной обмотки электронными ключами в функции положения ротора переводит синхронную машину в режим бесконтактной машины постоянного тока. Такая вентильная машина в случае применения магнитов из редкоземельных сплавов обладает лучшими в настоящее время удельными энергетическими показателями, однако имеет высокую стоимость и сложную технологию изготовления. Согласно [3] бесконтактные вентильные машины — один из наиболее быстро развивающихся типов электромеханических преобразователей энергии.

За последнее десятилетие значительное развитие получили исследования и разработки в области вентильных реактивных машин, о чем можно судить по огромному числу публикаций

и докладов. Большинство из них посвящено так называемым машинам с переключаемым магнитным сопротивлением (SRM — Switched Reluctance Motor), основы теории которых разработаны П. Лоуренсоном [4, 5]. Дословный перевод с английского, хотя и наиболее точно отражает принцип действия, не содержит употребительных в отечественной практике терминов. Будем называть их вентильно-индукторными машинами (ВИМ), чтобы отличать от вентильно-реактивных синхронных машин. Признаки, отличающие ВИМ от других машин:

наличие «двойной зубчатости», т.е. зубцов на статоре и роторе. Таким же признаком обладают шаговые электродвигатели, но ВИМ отличаются небольшим числом зубцов (обычно от четырех до двенадцати), в шаговых же двигателях число зубцов стремятся увеличить для повышения точности обработки перемещения;

число зубцов ротора не равно числу зубцов статора (обычно меньше), что принципиально отличает ВИМ от любой синхронной машины;

отсутствие какой-либо обмотки на роторе при выполнении обмотки статора в виде последовательно соединенных катушек, расположенных на диаметрально противоположных зубцах статора;

поток и ток в ВИМ несинусоидальны, а фазы обмотки слабо взаимосвязаны в магнитном отношении, что не позволяет визуализировать работу машины вращающимся магнитным полем и векторными диаграммами, широко применяемыми для анализа асинхронных и синхронных машин.

Строго говоря, ВИМ не является синхронной машиной, так как скорости ротора и перемещения магнитного поля в пространстве неравны. Если число зубцов ротора меньше числа зубцов статора, то ротор вращается в противоположную сторону по отношению к направлению переключения фаз статора. Тем не менее в ряде работ предприняты попытки перенести методологию анализа синхронных реактивных машин на ВИМ с целью доказать их невысокие энергетические показатели и неперспективность массового применения [6, 7]. Правомочность таких подходов вызывает сомнение, так как они не учитывают указанных выше признаков и принципиально важного свойства — дискретности цикла преобразования энергии в ВИМ. Кроме того, при сравнении с традиционными электрическими машинами следует рассматривать не только ВИМ, но и систему электропривода как комплекс «управляемый преобразователь — электрическая машина», т.е. ВИП — вентильно-индукторный привод (SRD — Switched Reluctance Drive).

Прежде чем перейти к анализу принципа дей-

ствия ВИМ, обратим внимание на предпосылки наблюдаемого сейчас бурного развития этого типа привода, чтобы понять, почему конструкция, изобретенная еще в прошлом веке, становится конкурентоспособной только в настоящее время. К предпосылкам можно отнести:

Создание силовых полупроводниковых ключей с высокими характеристиками по быстродействию и потерям;

опыт разработки вентильных и шаговых двигателей различной конфигурации;

опыт разработки систем «преобразователь частоты — асинхронный двигатель с широтно-импульсным модулятором», позволяющих формировать требуемую форму тока;

развитие микроконтроллеров, цифровых сигнальных процессов, в значительной мере снимающее ограничение по сложности реализуемых алгоритмов управления.

Последнее обстоятельство имеет особо важное значение, поскольку при исключительной простоте конструкции электрической машины, что является основным достоинством ВИП, требуется «интеллектуальное» управление ее работой для получения высоких технических характеристик.

Принцип действия вентильно-индукторной машины. Типичные конфигурации магнитной системы двойной зубчатости показаны на рис. 1. Краткое обозначение конфигурации состоит из дроби, где в числителе — число зубцов статора $N_{ст}$, а в знаменателе — число зубцов ротора $N_{рот}$. Наиболее часто реализуются и исследуются конфигурации 6/4 и 8/6. Подробный анализ различных конфигураций имеется в [8]. Число фаз обмотки m как правило равно $N_{ст}/2$, при этом две катушки одной фазы располагаются на диаметрально противоположных зубцах (см. рис. 2).

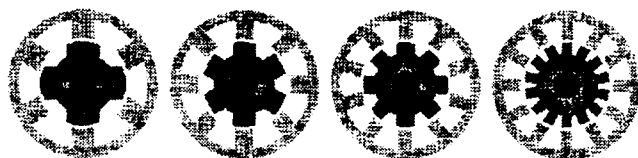


Рис. 1. Различные конфигурации магнитной системы с двойной зубчатостью

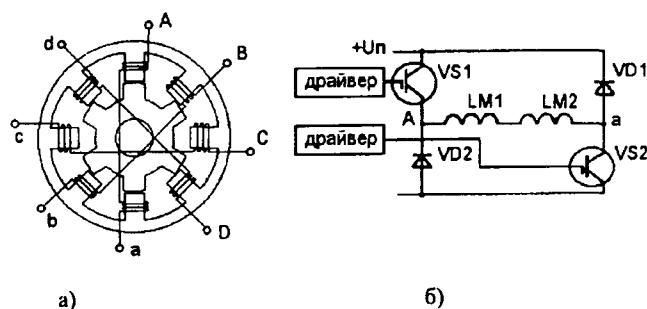


Рис. 2. Расположение фазных обмоток вентильно-индукторной машины (а) и подключение катушек одной фазы к силовым ключам преобразователя (б)

Последовательная перекоммутация фаз приводит к возникновению реактивного момента между зубцами возбужденной фазы статора и ближайшими к ним зубцами ротора. В результате ротор перемещается в согласованное положение (совпадение осей зубцов статора и ротора).

Так как число зубцов статора и ротора различно, то в согласованном положении ротора для одной фазы следующая оказывается в рассогласованном положении и подготовленной к включению. Последовательная коммутация фаз с помощью датчика положения ротора обеспечивает непрерывное создание вращающего момента, а следовательно, и непрерывное вращение. Конечно, ВИМ может работать и в старт-стопном режиме, обеспечивая функцию отработки заданного положения ротора.

Обратим еще раз внимание на дискретность работы ВИМ, даже в режиме непрерывного вращения. При простейшем способе коммутации фаз в любой момент времени (за исключением моментов перекоммутации) включенной оказывается только одна фаза. По сути работу ВИМ можно свести к последовательному включению и отключению нескольких электромагнитов (индукторов) якорями у которых являются зубцы ротора.

Усложнение закона коммутации за счет участков одновременного протекания токов в нескольких фазах позволяет устранить пульсации момента при перекоммутации и увеличить среднее значение момента.

Дискретность работы в сочетании с нелинейностью магнитной системы и изменением в широких пределах электромагнитных параметров на каждом интервале работы значительно усложняет и делает крайне неудобным применение традиционных методик анализа и синтеза электрических машин.

Оптимальное проектирование электромеханической системы является многокритериальной задачей, базирующейся на совокупности математических моделей электромагнитных, механических и тепловых процессов. Для вентильно-индукторного электропривода особое значение приобретают электромагнитные расчеты. С одной стороны, наличие двойной зубчатости в магнитной системе делает неприемлемым применение традиционных методик расчета. С другой стороны, стремление к высоким удельным показателям в электромеханических преобразователях энергии предполагает максимальное использование возможностей активных материалов и компонентов.

Для ВИМ наиболее продуктивным оказывается энергетический подход, учитывающий баланс энергии за цикл коммутации одной фазы

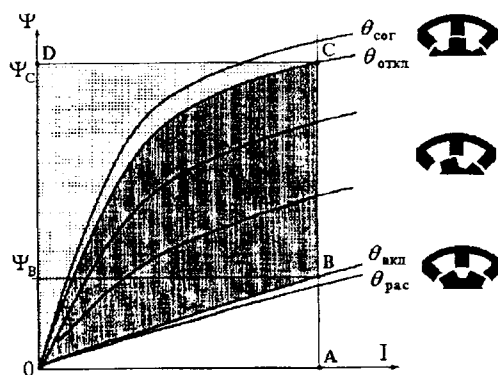


Рис. 3. Кривые намагничивания при различных положениях ротора

[9, 10]. В координатах «потокосцепление — ток фазы» семейство кривых $\Psi = f(I, \theta)$ на рис. 3 отражает изменение характеристик магнитной системы при изменении положения ротора от полностью рассогласованного положения $\theta_{рас}$ (ось зубца ротора совпадает с осью паза статора) до согласованного положения $\theta_{сог}$.

Цикл работы фазы начинается с ее включения при некотором угле $\theta_{вкл}$, близком к $\theta_{рас}$. После достижения током некоторого установившегося значения $I_{уст}$ происходит нарастание потокосцепления Ψ от значения Ψ_B до значения Ψ_C , сопровождаемое потреблением электрической энергии от источника постоянного тока и частичным ее преобразованием в механическую работу. При достижении ротором положения $\theta_{откл}$ происходит переключение обмотки от источника питания к цепям гашения поля. В большинстве практических схем запасаения в обмотке магнитная энергия возвращается через обратные диоды (VD1, VD2 на рис. 2) в источник постоянного тока.

Показанная на рис. 3 упрощенная траектория работы фазы справедлива только при очень малых частотах вращения, когда временем нарастания и спада тока можно пренебречь. В реальных условиях траектория изменяется, причем, чем выше скорость, тем в большей степени. Получить реальную траекторию можно только при расчете переходного процесса. Чтобы не усложнять задачу на начальном этапе, будем рассматривать упрощенную траекторию, а отличие ее от реальной учтем поправочным коэффициентом.

Разность между потребленной от источника электрической энергией (площадь S_{OBCD}) и возвращенной обратно (площадь S_{OCD}) определяет магнитную энергию, преобразованную в механическую работу за интервал одного включения фазы,

$$W_{мех1} = S_{OBCD} - S_{OCD} \quad (1)$$

За один оборот ротора происходит $mN_{\text{рот}}$ коммутаций фаз, следовательно, среднее значение момента двигателя

$$M_{\text{ср}} = K_s \frac{mN_{\text{рот}}}{2\pi} W_{\text{мех1}}, \quad (2)$$

где K_s — поправочный коэффициент, равный отношению истинного значения механической работы к расчетному и обусловленный отличием реальной траектории переключения от упрощенной.

Не рассматривая комплексной оптимизации конструкции ВИМ при изменении числа фаз и числа зубцов, обратимся к оптимизации одночного цикла преобразования энергии, т.е. к достижению максимально возможного значения $W_{\text{мех1}}$ по отношению к энергии, потребляемой от источника питания. Рассмотрим факторы, определяющие различные участки траектории переключения, постепенно усложняя математическую модель вентильно-индукторной машины. В качестве простейшей модели рассмотрим идеальную линейную (в магнитном отношении) машину (ИЛМ), в которой магнитная проницаемость стали статора и ротора равна бесконечности ($\mu_{\text{ст}} = \infty$) и отсутствует насыщение. На начальном этапе будем предполагать питание обмотки от источника тока, а влияние противоЭДС рассмотрим позднее.

Упрощенное математическое описание вентильно-индукторной машины. Электромеханическое преобразование энергии в ВИП условно можно рассматривать как последовательное преобразование электрической энергии, поступающей в обмотки электромагнитов статора, в энергию магнитного поля, а затем преобразование энергии магнитного поля в механическую.

Преобразование электрической энергии в магнитную отражено дифференциальным уравнением электрического контура

$$\frac{d\Psi}{dt} = U - iR, \quad (3)$$

где $\Psi = w\Phi$ — потокосцепление обмотки фазы; U — напряжение питания; i — ток фазной обмотки; R — сопротивление фазной обмотки.

В идеализированном случае ($R=0$) уравнение (3) определяет скорость изменения магнитного потока, а значение тока определяется кривой намагничивания $B=f(H)$ и законом полного тока $lw = \oint H dl$.

Энергия магнитного поля при отсутствии ее преобразования в механическую (угол поворота ротора $\theta = \text{const}$) находится интегрированием

$$W_{\text{м}} = \int_0^{\Psi} i d\Psi, \quad (4)$$

что соответствует площади криволинейного треугольника на графике $i=f(\Psi)$, например $S_{\text{осд}}$ на рис. 3.

Преобразование магнитной энергии в механическую без обмена энергией с электрическим источником происходит при постоянстве потокосцепления ($d\Psi/dt=0$) и связано с изменением проводимости магнитной цепи Λ в функции угла поворота ротора θ .

Электромагнитный момент может быть определен по изменению магнитной энергии на элементарном перемещении $\Delta\theta$ [11]:

$$M = -\lim_{\Delta\theta \rightarrow 0} (\Delta W_{\text{м}}/\Delta\theta) = -\partial W_{\text{м}}/\partial\theta \Big|_{\Psi=\text{const}}. \quad (5)$$

Рассмотрим электрическую машину с m -фазной обмоткой на статоре, имеющем $N_{\text{ст}}$ зубцов, и ротором, имеющим $N_{\text{рот}}$ зубцов. Для наиболее распространенного варианта ВИП $m=4$, $N_{\text{ст}}=2m=8$, $N_{\text{рот}}=6$ (см. рис. 1).

Для ИЛМ магнитный поток зубца статора определяется МДС его катушки lw и проводимостью воздушного зазора $\Lambda=f(\theta)$:

$$\Phi = \Lambda lw. \quad (6)$$

Проводимость воздушного зазора определяется взаимным расположением зубцов статора и ротора, их геометрией и собственно зазором δ . В первом приближении зависимость $\Lambda=f(\theta)$ можно представить в виде кусочно-линейной аппроксимации. Максимальная проводимость Λ_{max} достигается в положении «зубец против зубца» ($\theta=0$) и приближенно равна

$$\Lambda_{\text{max}} \approx (\mu_0 S_{\text{пол}})/\delta, \quad (7)$$

где $S_{\text{пол}}$ — площадь полюса; δ — воздушный зазор между зубцом статора и зубцом ротора.

Минимальная проводимость Λ_{min} имеет место в положении «зубец против впадины» $\theta = \pm \tau_{\text{рот}}/2$, где $\tau_{\text{рот}} = 2\pi/N_{\text{рот}}$ — зубцовое деление ротора. Для нахождения точного значения Λ_{min} необходим расчет магнитного поля, учитывающий всю геометрию машины. Приближенно оценить Λ_{min} можно по коэффициенту отношения проводимостей $K_{\Lambda} = \Lambda_{\text{max}}/\Lambda_{\text{min}}$; по литературным источникам $K_{\Lambda} = 7 \div 10$ [12].

Так как ширина зубца ротора выбирается, как правило, меньше половины дуги зубцового деления, а ширина зубца статора, в свою очередь, — меньше ширины зубца ротора, зависимость $\Lambda(\theta)$ имеет горизонтальные участки. Граничные углы приближенно определяются как угол начала перекрытия зубцов

$$\theta_1 = -\theta_4 = -(\beta_{\text{ст}} + \beta_{\text{рот}})/2 \quad (8)$$

и угол полного перекрытия зубцов

$$\theta_2 = -\theta_3 = -(\beta_{\text{рот}} - \beta_{\text{ст}})/2, \quad (9)$$

где $\beta_{\text{ст}}$, $\beta_{\text{рот}}$ — угловой размер зубцов статора и ротора по диаметру воздушного зазора.

Следует заметить, что реальная кривая $\Lambda(\theta)$ не имеет изломов, а значения граничных углов (особенно θ_1) отличаются от рассчитанных по (8), (9). На участке линейного возрастания проводимости ($\theta_1 < \theta < \theta_2$)

$$\Lambda = \Lambda_{\min} \left[1 + (K_{\Lambda} - 1) \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} \right]; \quad (10)$$

$$\frac{\partial \Lambda}{\partial \theta} = \frac{\Lambda_{\max} - \Lambda_{\min}}{\theta_2 - \theta_1} = \text{const}. \quad (11)$$

На этом участке при наличии тока в катушке зубцовая пара создает двигательный момент

$$M = -\frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{\Psi} i d\Psi = -\int_0^{\Psi} \frac{\partial i}{\partial \theta} d\Psi. \quad (12)$$

В предположении независимости Λ от Ψ и с учетом (6) выражение для момента примет вид

$$M = \frac{\partial \Lambda}{\partial \theta} \frac{1}{w^2 \Lambda^2} \int_0^{\Psi} \Psi d\Psi = \frac{1}{2} \frac{\Phi^2}{\Lambda^2} \frac{\partial \Lambda}{\partial \theta} = \frac{1}{2} (iW)^2 \frac{\partial \Lambda}{\partial \theta}. \quad (13)$$

Из (13) следует, что для поддержания постоянного момента $M = \text{const}$ на участке возрастания проводимости ($\theta_1 < \theta < \theta_2$) необходимо поддерживать постоянство тока $I = \text{const}$, однако при этом магнитный поток возрастает от $\Phi_{\min} = \Lambda_{\min} Iw$ до $\Phi_{\max} = \Lambda_{\max} Iw$ (рис. 4).

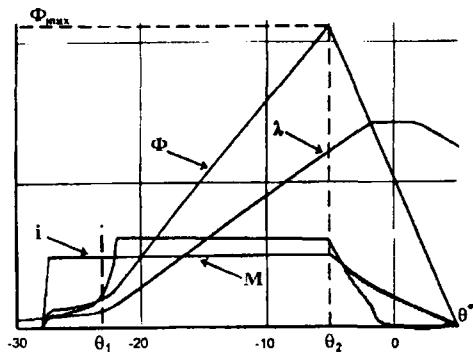


Рис. 4. Изменение величин в ИЛМ в функции угла поворота ротора

В ИЛМ значение Φ_{\max} пропорционально МДС Iw , а момент — ее квадрату, что указывает на необходимость создания максимальной МДС для получения высоких удельных показателей ВИП.

Другим способом увеличения момента является уменьшение воздушного зазора δ , что вызывает увеличение Λ_{\max} и $\partial \Lambda / \partial \theta$ соответственно. Однако возможности этого способа ограничены конструктивно-технологическими соображениями.

Электрическая энергия, потребляемая от ис-

точника за время нарастания потока до Φ_{\max} (см. рис. 3), составляет

$$W_{\text{э}} = \int_0^t u i dt = \int_0^{\Psi_{\max}} i d\Psi = I_{\text{уст}} \left(\Psi_{\max} - \frac{1}{2} \Psi_{\min} \right). \quad (14)$$

Согласно (4) магнитная энергия, возвращаемая при отключении фазы в момент $\theta_{\text{откл}} \approx \theta_{\text{согл}}$,

$$W_{\text{м}} = \frac{1}{2} \Psi_{\max} I_{\text{уст}}. \quad (15)$$

Из сопоставления (14) и (15) следует, что коэффициент эффективности электрохимического преобразования для идеальной линейной машины

$$K_{\text{Эп}} = \frac{W_{\text{э}} - W_{\text{м}}}{W_{\text{э}}} \approx 0,5. \quad (16)$$

Полученные для ИЛМ результаты дают основные понятия о принципе работы ВИП, но не могут служить основой для рационального проектирования, так как не учитывают одного из существенных обстоятельств — нелинейности кривой намагничивания, которая может проявляться в виде как локального, так и общего насыщения магнитной системы.

Математическая модель идеальной насыщенной машины. Рассмотрим влияние общего насыщения магнитной системы ВИМ на модели идеальной насыщенной машины (ИНМ), магнитный материал которой в отличие от ИЛМ имеет индукцию насыщения $B_{\text{нас}}$. Будем полагать, что для $B < B_{\text{нас}}$, как и в ИЛМ, $\mu_{\text{ст}} = \infty$.

На рис. 5 показано изменение величин в процессе работы одной фазы ИНМ. Насыщение зубцов статора происходит при достижении потоком значения $\Phi_{\text{нас}} = B_{\text{нас}} S_{\text{пол}}$. Граничное значение тока, при котором происходит общее насыщение машины

$$I_{\text{нас}} = \frac{\Phi_{\text{нас}}}{w \Lambda}, \quad (17)$$

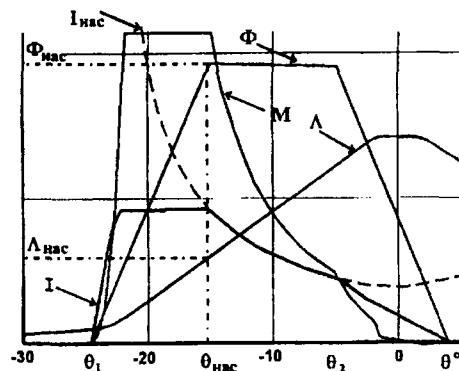


Рис. 5. Изменение величин в ИНМ в функции угла поворота ротора θ

уменьшается с ростом проводимости воздушного зазора. Если заданное значение тока $I_{уст}$ превосходит $I_{нас}(\Lambda_{max})$, то при некотором угле $\theta_{нас}$ наступает насыщение (рис. 5).

Проводимость, при которой наступает насыщение,

$$\Lambda_{нас} = \frac{\Phi_{нас}}{I_{уст} w}. \quad (18)$$

Связь между $\theta_{нас}$ и $\Lambda_{нас}$ находится из (10):

$$\frac{\theta_{нас} - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1} = \frac{\Lambda_{нас} - \Lambda_{min}}{\Lambda_{max} - \Lambda_{min}}. \quad (19)$$

При $\theta > \theta_{нас}$ обмотка может быть отключена от источника питания и закорочена, так как поддержание тока $I_{уст} > I_{нас}$ не увеличивает ни магнитный поток свыше $\Phi_{нас}$, ни запас магнитной энергии, а только увеличивает потери в обмотке. При закороченной обмотке увеличение Λ приводит к снижению тока при постоянстве магнитного потока, если пренебречь активным сопротивлением обмотки. Из (12) следует, что на участке $\theta_{нас} < \theta < \theta_2$ момент уменьшается обратно пропорционально квадрату проводимости:

$$M_{нас} = \frac{1}{2} \frac{\Phi_{нас}^2}{\Lambda^2} \frac{\partial \Lambda}{\partial \theta}. \quad (20)$$

Среднее значение момента на интервале (θ_1, θ_2)

$$M_{\theta_1-2} = \frac{1}{\theta_2 - \theta_1} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_{нас}} M(\theta) d\theta + \int_{\theta_{нас}}^{\theta_2} M(\theta) d\theta \right]. \quad (21)$$

Подставляя (13) и (20) в (21), после соответствующих преобразований получаем

$$M_{\theta_1-2} = \frac{1}{2(\theta_2 - \theta_1)} \left[(I_{уст} w)^2 \int_{\Lambda_{min}}^{\Lambda_{нас}} d\Lambda + \Phi_{нас}^2 \int_{\Lambda_{нас}}^{\Lambda_{max}} \frac{1}{\Lambda^2} d\Lambda \right] = \frac{\Phi_{нас}^2}{2(\theta_2 - \theta_1)} \left[\frac{2}{\Lambda_{нас}} - \frac{\Lambda_{min}}{\Lambda_{нас}^2} - \frac{1}{\Lambda_{max}} \right]. \quad (22)$$

Из условия для экстремума $\partial M_{\theta_1-2} / \partial \Lambda_{нас} = 0$ следует, что максимального значения средний момент достигает при $\Lambda_{нас} = \Lambda_{min}$:

$$M_{\theta_1-2} = \frac{\Phi_{нас}^2}{2(\theta_2 - \theta_1)} \left[\frac{1}{\Lambda_{min}} - \frac{1}{\Lambda_{max}} \right]. \quad (23)$$

Физическое объяснение полученного результата состоит в том, что магнитная система при $\Lambda = \Lambda_{min}$ достигает насыщения при максимальном значении тока насыщения $I_{max} = \Phi_{нас} / (w \Lambda_{min})$, это позволяет магнитной системе запастись наибольшей энергией, которая затем преобразуется в механическую. По сравнению с моделью магнитной системы ИЛМ, для которой не существует ограничения по значению механического момента, модель магнитной системы ИНМ с учетом общего насыщения является лучшим приближением к реальной ситуации, но определяемое

по (23) максимальное значение среднего момента является явно завышенным, так как получено без учета дополнительных факторов, таких как электрические потери в обмотке, ограничение вольт-амперной характеристики инвертора и динамические процессы коммутации фазы.

Актуальный вопрос — оценка рациональной степени насыщения магнитной системы ВИП с учетом возрастания электрических потерь при увеличении МДС. Сравним показатели ИЛМ и ИНМ, приняв за базовые значения Iw и M для ИЛМ при $\Phi = \Phi_{нас}$. Максимальное значение МДС, при котором в ИЛМ не происходит насыщения, получаем при $\Lambda_{нас} = \Lambda_{max}$

$$(Iw)_{ИЛМ} = \Phi_{нас} / \Lambda_{max}, \quad (24)$$

при этом среднее значение момента на интервале (θ_1, θ_2) согласно (22)

$$M_{ИЛМ} = \frac{\Phi_{нас}^2}{2(\theta_2 - \theta_1)} \left[\frac{1}{\Lambda_{max}} - \frac{\Lambda_{min}}{\Lambda_{max}^2} \right]. \quad (25)$$

Относительные значения МДС (токов) и моментов для ИНМ:

$$\frac{(Iw)_{ИНМ}}{(Iw)_{ИЛМ}} = \frac{\Lambda_{max}}{\Lambda_{нас}} = K_{нас}; \quad (26)$$

$$\frac{M_{ИНМ}}{M_{ИЛМ}} = K_{\Lambda} - \frac{(K_{\Lambda} - K_{нас})^2}{K_{\Lambda} - 1}. \quad (27)$$

Согласно (13) момент пропорционален квадрату тока, поэтому можно показать, что отношение квадратов действующих значений токов, определяющих потери в обмотке, равно отношению моментов

$$\frac{I_{эИНМ}^2}{I_{эИЛМ}^2} = \frac{M_{ИНМ}}{M_{ИЛМ}}. \quad (28)$$

Изменение относительных значений момента и начальной МДС для различных значений K_{Λ} показано на рис. 6. На начальном участке (при малой степени насыщения) средний момент растет быстрее начальной МДС, что указывает на преимущество ИНМ по сравнению с ИЛМ. При $K_{нас} \rightarrow K_{\Lambda}$ момент практически не изменяется, в то время как начальное значение МДС продолжает нарастать.

Различные критерии оптимизации дадут раз-

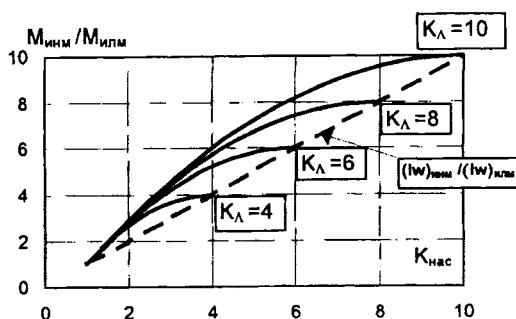


Рис. 6. Относительное значение момента ИНМ в функции коэффициента насыщения

личные ответы. Можно считать рациональным увеличение начальной МДС до тех пор, пока она нарастает медленнее, чем средний момент. Соответствующее значение $K_{\text{нас}}$ получается из условия

$$\frac{\partial (M_{\text{ИНМ}}/M_{\text{ИЛМ}})}{\partial K_{\text{нас}}} = \frac{\partial (I_{\text{ИНМ}}/I_{\text{ИЛМ}})}{\partial K_{\text{нас}}} = 1;$$

$$K_{\text{нас}} = \frac{K_{\Lambda} + 1}{2}. \quad (29)$$

Магнитная энергия, возвращаемая при отключении фазы ИНМ в момент $\theta_{\text{откл}} \approx \theta_{\text{согл}}$

$$W_{\text{м}} = \frac{1}{2} \Psi_{\text{max}} I_{\text{уст}} \frac{\Lambda_{\text{нас}}}{\Lambda_{\text{max}}}. \quad (30)$$

Из (14) и (30) с учетом (26) следует, что коэффициент эффективности электромеханического преобразования для идеальной нелинейной машины

$$K_{\text{э.п}} = \frac{W_{\text{э}} - W_{\text{м}}}{W_{\text{э}}} \approx 1 - \frac{1}{2K_{\text{нас}}}. \quad (31)$$

Для $K_{\Lambda} = 10$ с учетом (29) $K_{\text{э.п}} \approx 0,9$, т.е. при значительной степени насыщения в ИНМ можно достичь практически полного преобразования магнитной энергии в механическую.

Переходный процесс коммутации фазы при питании от источника напряжения. Проведенный выше анализ выполнен в предположении, что питание обмоток ВИМ осуществляется от источника тока, т.е. без учета возникающей в обмотке противоЭДС.

Рассмотрим протекающие в ВИП процессы при питании обмоток от источника напряжения. Для упрощения анализа пренебрегаем активным сопротивлением цепи, т.е. полагаем $U = E = d\Psi/dt$. Предположим, что напряжение прикладывается к обмотке в момент времени t_0 при угле θ_{t0} и начальном потоке Φ_{t0} . За начало отсчета $t = 0$ выберем момент времени, при котором $\theta = \theta_1$.

Для участка линейного нарастания потока

$$\Phi = \Phi_{t0} + \frac{E}{w} (t - t_0) = \Phi_{t0} + \frac{E}{w} \left(\frac{\theta - \theta_{t0}}{\omega} \right). \quad (32)$$

С учетом (6) получаем выражение для изменения тока:

$$i = \frac{I_{\text{уст}} \frac{\theta - \theta_{t0}}{\theta_2 - \theta_1} + I_{t0} \frac{1}{K_{\Lambda} - 1}}{\frac{1}{K_{\Lambda} - 1} + \frac{\theta - \theta_1}{\theta_2 - \theta_1}}, \quad (33)$$

где

$$I_{\text{уст}} = \frac{E (\theta_2 - \theta_1)}{w^2 \omega \Lambda_{\text{min}} (K_{\Lambda} - 1)}; \quad (34)$$

$$I_{t0} = \frac{\Phi_{t0}}{w \Lambda_{\text{min}}}. \quad (35)$$

Анализ (33) при $I_{t0} = 0$ показывает, что при неограниченном увеличении угла θ значение $i \rightarrow I_{\text{уст}}$, а увеличение θ_{t0} задерживает нарастание тока, в результате при $\theta = \theta_2$ ток не достигает установившегося значения.

При $\theta_{t0} = \theta_1$ увеличение I_{t0} сокращает время нарастания тока. При $I_{t0} = I_{\text{уст}}$ ток остается неизменным на всем интервале возрастания проводимости. Дальнейшее увеличение I_{t0} приводит к спаданию тока от I_{t0} до $I_{\text{уст}}$.

Полученные результаты подтверждают известный факт, что для фазового режима управления ВИМ необходимо точное управление моментом включения фазы и даже упреждающее включение фазы по отношению к началу перекрытия зубцов при высоких частотах вращения.

Следует заметить, что согласно (33) напряжение и частота вращения ротора влияют на значение $I_{\text{уст}}$, а форма кривых $i(\theta)$ определяется только отношением проводимостей K_{Λ} . Характерной точкой механической характеристики ВИП является режим, при котором необходимое для поддержания заданного тока $I_{\text{уст}}$ напряжение достигает максимального значения для инвертора, питающего обмотки. При меньших частотах вращения вступает в действие токоограничение и ВИП работает в режиме источника момента. При больших частотах вращения ВИП работает на так называемой «предельной» характеристике с примерно постоянной мощностью.

Результаты эксперимента. Сравним теоретические результаты с экспериментальными данными, полученными на испытательном комплексе, разработанном на кафедре автоматизированного электропривода МЭИ в сотрудничестве с Ярославским электромашиностроительным заводом [13–15]. Машина выполнена при конфигурации полюсов 8/6 в габаритах асинхронной машины общепромышленного назначения с высотой оси 132 мм и расчетной мощностью 5 кВт при частоте вращения 1500 об/мин. На рис. 7 сплошными линиями показано экспериментальное семейство кривых намагничивания при различных положениях ротора.

Для $\theta = 0^\circ$ насыщение магнитной системы начинается при $Iw \approx 500$ А, чему соответствует значение потокосцепления 0,28 Вб. Такой же МДС при $\theta = 30^\circ$ соответствует потокосцепление 0,04 Вб, что дает значение $K_{\Lambda} = 7$. При расчетном по (29) оптимальном значении коэффициента $K_{\text{нас}} = 4$ и МДС $(Iw)_{\text{ИЛМ}} = 500$ А оптимальное значение МДС для нелинейной машины согласно (26) равно $(Iw)_{\text{ИНМ}} = K_{\text{нас}} (Iw)_{\text{ИЛМ}} = 2000$ А. При числе витков на полюс $w = 70$ соответствующий ток фазы $I_{\text{уст}} = 28$ А. На рис. 8 показана экспериментальная зависимость момента ВИМ от уставки токоограничения. Для срав-

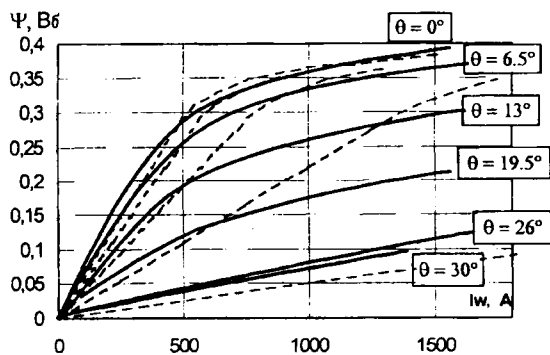


Рис. 7. Кривые намагничивания опытного образца ВИМ 8/6 при различных положениях ротора

нения пунктирной линией показана квадратичная зависимость, соответствующая (13) и совпадающая с экспериментальной в точке 15 А. Отклонение экспериментальной зависимости от квадратичной косвенно свидетельствует о насыщении магнитной системы. Штриховая прямая линия на рис. 8, проходящая через экспериментальные точки 15 и 25 А, показывает, что в указанном диапазоне токов момент ВИМ растет пропорционально увеличению тока, а при токах, больших 25 А, нарастание момента замедляется. Полученный результат хорошо согласуется с расчетным оптимальным значением степени насыщения.

Следует, однако, заметить, что оптимальное значение степени насыщения, определяемое по (29), может служить только для первоначальной оценки возможностей магнитной системы ВИМ. Для уточнения значения рациональной степени насыщения требуется принять во внимание не только изменение рассмотренных величин, но и пульсации суммарного момента всех фаз, превышение температуры обмоток, энергетические показатели инвертора.

Построение полностью адекватной теоретической модели магнитной системы реальной насыщенной ВИМ требует сложного расчета двухмерных, а согласно ряду источников — трехмерных картин магнитного поля [16, 17]. Оценим возможность применения упрощенной модели на базе схемы замещения, учитывающей проводимость воздушного зазора и баланс МДС с учетом

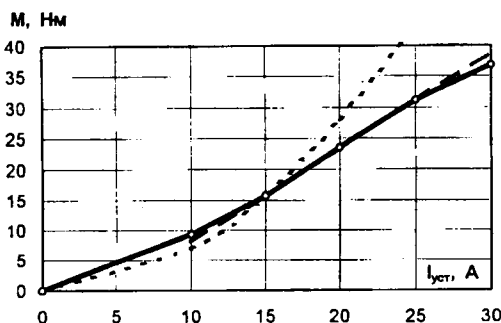


Рис. 8. Экспериментальная зависимость момента опытного образца ВИМ от установки токоограничения

участков зубцов и ярма статора и ротора при нелинейной кривой намагничивания стали. Такая модель используется в САД-программе по проектированию ВП, которая обеспечивает выбор основных размеров и параметров машины и силового преобразователя, моделирование процессов на интервале полюсного деления и расчет по полученным результатам средних и действующих значений величин [18].

Результаты расчета по упрощенной модели магнитной системы для тех же значений углов θ , что и при эксперименте, показаны на рис. 7 штриховыми линиями. Расчетная кривая достаточно хорошо согласуется с экспериментальной при $\theta = 0^\circ$. Расхождение расчета с экспериментом при $\theta = 30^\circ$ объясняется отсутствием в упрощенной модели потоков рассеяния. При промежуточных положениях ротора экспериментальные значения потокоцепления оказываются существенно меньше расчетных при МДС, большей 500—600 А, что может быть связано с локальным насыщением участков зубцовой зоны. Изменение формы кривых намагничивания при промежуточных положениях ротора должно привести к отклонению значения момента от рассчитанного по (13). Указанное предположение подтверждается сравнением экспериментальных и расчетных моментных характеристик опытного образца ВИМ, приведенных на рис. 9. Экспериментальные характеристики получены в статическом режиме только для устойчивого участка.

При $I \leq 14$ А расчетные кривые близки к экспериментальным, за исключением зоны малых углов ($\theta = 0-5^\circ$). При больших токах различия в форме экспериментальных и расчетных кривых становятся существенными, причем для больших углов расчетный момент больше экспериментального, а для малых углов — наоборот. В таблице приведены среднее значение момента одной фазы при $\theta_{\text{вкл}} = 26,5^\circ$ и $\theta_{\text{откл}} = 6,5^\circ$, а также средний момент ВИМ с учетом наложения моментов соседних фаз для различных значений тока фазы.

Экспериментальное значение среднего момента одной фазы рассчитано в предположении, что

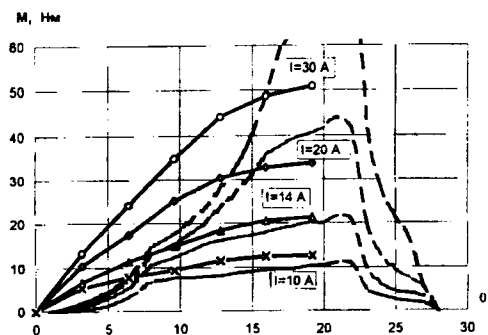


Рис. 9. Экспериментальные и расчетные моментные характеристики опытного образца ВИМ

на неустойчивом участке характеристики ($\theta = 20\text{--}26,5^\circ$) момент падает линейно от зарегистрированного максимального значения до нуля. Сравнение расчетных и экспериментальных значений позволяет сделать вывод, что упрощенная модель на базе однолинейной схемы замещения может использоваться для расчета средних значений величин.

Ток фазы, А	Средний момент одной фазы, Н·м		Средний момент ВИМ, Н·м	
	расчет	эксперимент	расчет	эксперимент
10	7,4	9,8	9,8	13
14	14	16	18,5	21
20	25	26	33	34
30	36,6	37,5	49	50

Для получения расчетных мгновенных значений момента, адекватных эксперименту, модель магнитной системы ВИМ должна быть дополнена контурами потоков рассеяния и локального насыщения зубцовой зоны, что потребует решения системы нелинейных уравнений и, может быть, уточнения выражения (13). Другим способом улучшения упрощенной модели при сохранении относительной простоты расчетов может быть аппроксимация экспериментального семейства кривых намагничивания аналитическими функциями. Такие улучшенные модели необходимы для анализа работы ВИП при низких частотах вращения, анализа виброакустических процессов и процессов коммутации с учетом взаимного влияния фаз, т.е. для получения систем с высоким качеством воспроизведения движения. На начальном этапе проектирования вполне приемлема упрощенная модель.

Рассмотренное ранее влияние угла включения фазы на форму тока в переходном процессе коммутации фазы при питании от источника напряжения иллюстрируют осциллограммы фазных токов рис. 10. Наиболее заметно затягивание нарастания тока при угле включения $\theta_{\text{вкл}} = 22^\circ$ под нагрузкой. Наилучшую форму ток имеет при угле включения $\theta_{\text{вкл}} = 26^\circ$, что примерно совпадает с углом возникновения момента на моментных характеристиках опытного образца ВИМ (см. рис. 9).

Вид механических характеристик ВИМ определяется всей совокупностью процессов, протекающих на различных участках коммутации фазы при различных значениях частоты вращения и зависит от питающего напряжения, углов включения и отключения фазы, а также уставки токоограничения. На рис. 11 сплошными линиями показаны экспериментальные механические характеристики ВИП при различных значениях напряжения питания, а штриховыми — результаты моделирования при аналогичных ус-

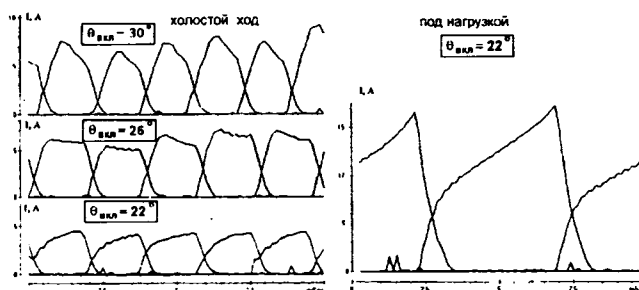


Рис. 10. Осциллограммы фазных токов при различных углах коммутации

ловиях. Для всех характеристик интервал работы фазы $\theta_{\text{вкл}} - \theta_{\text{откл}} = 15^\circ$, уставка токоограничения $I_{\text{уст}} = 20$ А. Для напряжения $U = 25\%$ показано влияние на вид характеристики опережающего угла включения фазы $\theta_{\text{вкл}} = 30^\circ$.

При $U = 25\%$ и $\theta_{\text{вкл}} = 26^\circ$ экспериментальная характеристика близка к расчетной при частотах вращения, больших 400 об/мин. При меньших частотах вращения ток достигает уставки токоограничения, и начинает проявляться разница между экспериментальной и расчетной моментными характеристиками (см. рис. 9) в диапазоне углов $\theta_{\text{вкл}} - \theta_{\text{откл}} = 26^\circ - 11^\circ$. При $\theta_{\text{вкл}} = 30^\circ$ различия между экспериментальной и расчетной характеристиками при низких частотах вращения (меньше 500 об/мин) проявляются в большей степени, так как интервал работы фазы сдвигается в сторону больших углов $\theta_{\text{вкл}} - \theta_{\text{откл}} = 30^\circ - 15^\circ$.

При $U = 25\%$ и $n > 600$ об/мин экспериментальная характеристика для $\theta_{\text{вкл}} = 30^\circ$ идет выше, чем при $\theta_{\text{вкл}} = 26^\circ$. Этому способствуют два фактора. С одной стороны, опережающее включение фазы обеспечивает более крутой передний фронт тока (рис. 10), с другой стороны, при увеличении частоты вращения возрастает процентное отношение длительности спада тока после отключения фазы к длительности работы фазы. При $\theta_{\text{вкл}} = 30^\circ$ эта затяжка происходит в зоне больших моментов ($\theta_{\text{откл}} = 15^\circ$), чем при $\theta_{\text{вкл}} = 26^\circ$ ($\theta_{\text{откл}} = 11^\circ$).

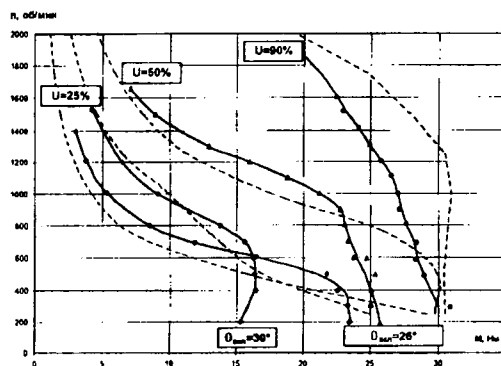


Рис. 11. Механические характеристики ВИП при различном напряжении питания и уставке токоограничения $I_{\text{уст}} = 20$ А

Ход характеристик при $U=50\%$ аналогичен, но токоограничение достигается при $n \approx 900$ об/мин. При $U=90\%$ токоограничение работает практически на всех частотах вращения, но не одинаково. При больших частотах вращения токоограничение действует только на начальном участке работы фазы, когда ЭДС вращения не компенсирует приложенного к обмотке напряжения. При $n < 900$ об/мин токоограничение действует непрерывно и характеристика идет параллельно характеристике при $U=50\%$. Увеличение момента на этом участке для $U=90\%$ можно объяснить более крутым фронтом нарастания тока, что улучшает заполнение токовой диаграммы.

Различия между расчетными и экспериментальными механическими характеристиками обусловлены, помимо указанных причин, такими неучтенными в модели факторами, как взаимное влияние фаз в процессе коммутации и потоки рассеяния. Можно предположить, что эти различия уменьшатся при увеличении длительности работы фазы и переходе к одновременной работе двух фаз.

Заключение. Приведенные в статье результаты теоретических и экспериментальных исследований подтверждают перспективность разработок в области вентильно-индукторного электропривода. При предельной простоте конструкции собственно электромеханического преобразователя процедура его проектирования, разработка и реализация алгоритмов управления выходят за рамки традиционных методик проектирования электрических машин и систем электропривода. Показано, что простые математические модели ВИМ достаточны для пояснения принципа действия и определения средних значений величин, но не могут использоваться для адекватного представления мгновенных значений момента и, следовательно, детального анализа динамических процессов.

Дискретность работы ВИП в сочетании с нелинейностью магнитной системы и изменением в широких пределах электромагнитных параметров на каждом интервале коммутации необходимо учитывать в алгоритмах управления. Актуальными являются задачи структурного анализа и синтеза замкнутых систем ВИП, сравнения различных законов управления и типов регуляторов. Представляет значительный интерес разработка систем с управлением без использования датчика положения, необходимы работы по улучшению виброакустических характеристик привода. Остаются открытыми вопросы оптимального проектирования ВИП для конкретных применений. Принимая во внимание историю развития и современные достижения в области

регулируемых электроприводов, можно предположить, что все перечисленные проблемы будут решены и в ближайшем будущем вентильно-индукторный электропривод найдет широкое применение в различных областях техники.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. — М.: Энергия, 1964.
2. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под общ. ред. М.Г. Чиликина. — М.: Энергия, 1971.
3. Бут Д.А. Электромеханика сегодня и завтра. — Электричество, 1995, № 1.
4. Lawrenson P. e.a. Variable-Speed switched reluctance motors. — IEEE Proc. Vol.127, No.4, July 1980.
5. Lawrenson P.A. Brief Status Review of Switched Reluctance Drives. — EPE Journal, Vol. 2, No. 3, Oct. 1992.
6. Курбасов А.С. Параметры синхронных реактивных электродвигателей. — Электричество, 1994, № 12.
7. Рубцов В.П. Анализ перспективности разработки и применения вентильно-индукторного электропривода // Тез. докл. научно-технического семинара «Вентильно-индукторный электропривод — проблемы развития и перспективы применения» — М.: МЭИ, 1996.
8. Miller T.J.E. Switched Reluctance Motors and Their Control. — Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993.
9. Harris M.R., Miller T.J.E. Comparison of design and performance in switched reluctance and induction motors / Proc. record of Fourth international conference on Electrical Machines and Drives, Sept. 1989.
10. Low T., Lin H., Chen S. An Approach to Design and Simulation of Fraction-Horse Power SRD. — Proc. ICEM-94, D.7 Machines. 4.
11. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. — М.: Высшая школа, 1989.
12. Cossar C., Miller T.J.E. Electromagnetic testing of switched reluctance motors / International Conference on Electrical Machines, Manchester, 1992, September 15-17.
13. Бычков М.Г., Козаченко В.Ф., Гольштейн М.Ю., Семенчук В.А. Испытательный комплекс для экспериментальных исследований вентильно-индукторного электропривода / МКЭЭ-96 II Международная Конференция по электромеханике и электротехнологии. Тезисы докладов. Ч. 2. Крым. 1-5 октября 1996.
14. Ильинский Н.Ф., Бычков М.Г., Веселов А.В. Компьютеризированное оборудование для испытания электроприводов / МКЭЭ-96. II Международная Конференция по электромеханике и электротехнологии. Тезисы докладов. Ч. 2. Крым. 1-5 октября 1996.
15. Бычков М.Г., Макаров Л.Н., Кисельникова А.В. Экспериментальные исследования опытного образца вентильно-индукторного двигателя в статических режимах // Тез. докл. научно-технического семинара «Вентильно-индукторный электропривод — проблемы развития и перспективы применения». — М.: МЭИ, 1996.
16. Moghbelly H., Adams G., Hoft R. Prediction of the Instant and Steady-State Torque of the SRM Using FEM with Exper. Results Comparison. — EI. Machines and Pow Systems, 1991.
17. Trowbridge C.W. An introduction to computer aided electromagnetic analysis / Published by Vector Fields Ltd., 1990.
18. Бычков М.Г. Алгоритм проектирования вентильно-индукторного привода и его компьютерная реализация // Тез. докл. научно-технического семинара «Вентильно-индукторный электропривод — проблемы развития и перспективы применения». — М.: МЭИ, 1996.

[13.02.97]

Автор: Бычков Михаил Григорьевич окончил факультет электрификации и автоматизации промышленности и транспорта Московского энергетического института (МЭИ) в 1973 г. Защитил кандидатскую диссертацию в МЭИ в 1984 г. Доцент кафедры автоматизированного электропривода МЭИ.

Контроль состояния механической части асинхронного электродвигателя

БУЛЫЧЕВ А.В., ВАНИН В.К.

Представлены результаты исследования метода выявления развивающихся дефектов в механической части асинхронного электродвигателя по току статора и обоснована возможность создания устройства для реализации этого метода.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, механическая часть, дефекты, контроль

Results of investigating a method for detecting developing defect in mechanical part of an induction motor, judging by the stator current are presented. The possibility of creating a device for realization of this method is substantiated.

Key words: asynchronous electric motor, mechanical part, defects, control

Немало аварий можно предотвратить, если заблаговременно выявить развивающиеся дефекты в подшипниковых узлах электрических машин [1]. Когда же дефект остается незамеченным, то под действием усиливающейся вибрации подшипник, как правило, разрушается, вращающийся ротор деформирует активную сталь и изоляцию обмоток статора, что неизбежно приводит к аварии.

При повреждении подшипников или нарушении центровки валов электродвигателя и приводимого им механизма момент сопротивления, действующий на вал электродвигателя, периодически изменяется с частотой, пропорциональной частоте вращения вала. В результате в токе статора электродвигателя появляются составляющие, частота которых пропорциональна частоте вращения вала. Отделение этих составляющих от составляющих тока основной частоты и контролирование их уровня позволяют выявить механические дефекты на ранней стадии их развития.

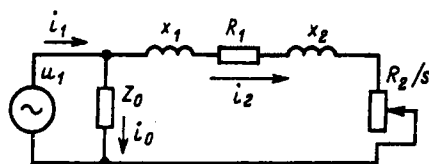


Рис. 1. Схема замещения асинхронного двигателя

Связь отдельных составляющих тока статора с характером перегрузки при возникновении механических дефектов можно установить, пользуясь общепринятой эквивалентной схемой замещения асинхронного электродвигателя, приведенной на рис. 1. Ток фазы статора асинхронного электродвигателя в соответствии со схемой замещения при синусоидальном напряжении питания определяется по формуле

$$i_1 = i_0 + i_2' = i_0 + \frac{U_{1m}}{\sqrt{(x_1 + x_2')^2 + (R_1 + R_2'/s)^2}} \sin(\omega_1 t - \varphi);$$

$$\varphi = \arctg [(x_1 + x_2') (R_1 + R_2'/s)^{-1}];$$

где i_0, i_2' — токи намагничивания и ротора электродвигателя; U_{1m} — амплитуда напряжения питания; x_1, x_2' — индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора; s — скольжение; ω_1 — частота питающего напряжения.

Скольжение асинхронного электродвигателя, в свою очередь, зависит от вращающего момента, а следовательно, от момента сопротивления вращению. Для анализа удобно использовать представление момента сопротивления M_c суммой статической M_0 и периодической синусоидальной составляющих (рис. 2):

$$M_c = M_0 + M_a \sin \alpha t,$$

где M_a, α — амплитуда и круговая частота периодической составляющей момента сопротивления.

Решение уравнения движения ротора электродвигателя [2]

$$J \frac{d\alpha}{dt} + M_c = M$$

в этих условиях имеет следующий вид:

$$M = M_0 + \frac{M_a}{\sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}} \sin(\alpha t - \Theta) + \frac{M_a}{\sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}} \sin \Theta e^{-\frac{t}{T_n}},$$

где $T_n = J\omega_0 \frac{s_H}{M_H}$; $\Theta = \arctg \alpha T_n$; M — вращающий момент электродвигателя; J — момент инерции агрегата двигатель—механизм; ω_0 — синхронная угловая частота вращения ротора; s_H, M_H — но-

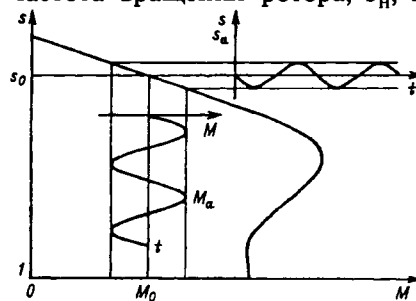


Рис. 2. Механическая характеристика

минальные скольжения и вращающий момент электродвигателя.

На линейном участке механической характеристики связь скольжения s и вращающего момента можно выразить уравнением

$$s = M \frac{s_n}{M_n},$$

тогда для установившегося режима работы получим:

$$s = s_0 + s_a \sin \alpha t, \text{ где } s_0 = M_0 \frac{s_n}{M_n}; \quad s_a = \frac{M_a s_n}{M_n \sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}}.$$

Периодическое изменение скольжения вызывает периодическое изменение эквивалентного сопротивления электродвигателя, что, в свою очередь, приводит к изменению тока статора с частотой α . Однако источник питания имеет частоту ω_1 , отличную от α , и, следовательно, в токе статора появляются составляющие не только с частотой сети, но и с частотами, определяемыми механическими возмущениями.

При реальных соотношениях параметров электродвигателей, когда скольжение не превышает 0,1 [3],

$$x_1 + x_2' \ll \frac{R_2}{s}; \quad R_1 \ll \frac{R_2'}{s}.$$

Для получения наглядных зависимостей можно принять $x_1 + x_2' = R_1 = 0$ и представить ток статора следующим уравнением:

$$i_1 = i_0 + \frac{U_{1m} s_0}{R_2'} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \frac{U_{1m} s_a}{R_2'} \sin \alpha t \sin(\omega_1 t - \varphi).$$

Подставив в это выражение значение тока намагничивания и разложив произведение синусоидальных функций на две составляющие, получим:

$$i_1 = I_{0m} \sin(\omega_1 t - \psi) + \frac{U_{1m} s_0}{R_2'} \sin(\omega_1 t - \varphi) + \\ + \frac{U_{1m} s_a}{2R_2'} [\cos(\beta t - \varphi) - \cos(\gamma t - \varphi)],$$

где I_{0m} , ψ — амплитуда и фаза тока намагничивания; $\beta = \omega_1 - \alpha$; $\gamma = \omega_1 + \alpha$.

Как видно, ток статора при механических повреждениях электродвигателя содержит составляющие с частотами, равными частоте источника питания ω_1 , разности частот источника питания и вращения ротора $\beta = \omega_1 - \alpha$ и сумме этих частот $\gamma = \omega_1 + \alpha$.

Если машина имеет p пар полюсов, то частоты составляющих можно рассчитать по формулам:

$$\beta' = \frac{\beta}{2\pi} = \frac{\omega_1}{2\pi} \left(1 + \frac{s-1}{p}\right);$$

$$\gamma' = \frac{\gamma}{2\pi} = \frac{\omega_1}{2\pi} \left(1 + \frac{1-s}{p}\right).$$

Принимая $s=s_0$ и считая частоту питающей сети равной 50 Гц, можно оценить диапазон изменения β' и γ' . Ограничившись такими режимами работы электродвигателя, при которых скольжение изменяется от 0,001 до 0,1, получим для двухполюсной машины (синхронная частота вращения 3000 об/мин) следующие диапазоны возможных изменений частоты: β' — от 0,5 до 5 Гц; γ' — от 99,5 до 95 Гц.

Следует отметить, что чем больше полюсов имеет машина, тем меньше меняются частоты β' и γ' при изменении скольжения и тем ближе они к частоте источника питания. Так, для электродвигателя с $p=6$ (синхронная частота вращения 500 об/мин) имеем, соответственно, такие значения частот: от 41,75 до 42,5 Гц и от 58,25 до 57,5 Гц.

Амплитуда составляющих тока статора с частотами β и γ зависит не только от напряжения питания и собственных электрических параметров электродвигателя, но и от амплитуды переменной составляющей скольжения, которая, в свою очередь, определяется амплитудой колебаний момента сопротивления вращению вала и инерционностью вращающихся элементов агрегата.

Из соотношения

$$\frac{s_a}{s_0} = \frac{M_a}{M_0 \sqrt{1 + (\alpha T_n)^2}}$$

следует, что чем больше значение αT_n , тем меньше изменяется скольжение при изменении момента сопротивления и меньше амплитуда анализируемых составляющих тока.

Принимая во внимание равенство

$$\alpha T_n = J \frac{s_n}{P_n} \omega_0^3 (1 - s_n)^2,$$

где P_n — номинальная мощность двигателя, можно отметить, что инерционные свойства в большей степени проявляются у высокоскоростных двигателей. Кроме того, собственный момент инерции двигателя связан с его номинальной мощностью степенной зависимостью с показателем больше единицы, поэтому увеличение номинальной мощности двигателя влечет за собой усиление его инерционности.

Для электродвигателей общего применения номинальной мощности от 2,2 до 22 кВт, работающих в близком к номинальному режиме, отношение s_a/s_0 может составлять от $0,98M_a/M_0$ до $0,3M_a/M_0$. Большее значение соответ-

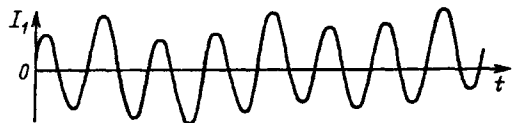


Рис. 3. Осциллограмма тока статора асинхронного двигателя с поврежденным подшипником

ствуется тихоходному (500 об/мин) двигателю меньшей номинальной мощности, а меньшее значение — быстроходному (3000 об/мин) двигателю большей номинальной мощности.

В нормальных эксплуатационных режимах момент сопротивления, а следовательно, и вращающий момент электродвигателя с круговой симметрией ротора не зависит от угла поворота вала и не содержит переменной составляющей момента. Поэтому скольжение не изменяется периодически и отсутствуют составляющие тока статора с частотами, отличными от ω_1 .

На рис. 3 представлена осциллограмма тока статора асинхронного электродвигателя (номинальная мощность 2,2 кВт, синхронная скорость 1500 об/мин) с нагрузкой в виде суммы постоянной и синусоидальной составляющих, полученная путем математического моделирования. Для проверки адекватности математической модели рассматриваемому процессу проведены исследовательские испытания асинхронных электродвигателей с искусственно созданными дефектами в механической части. В результате сравнительного анализа осциллограмм токов статора моделируемого и реального объектов ус-

тановлено, что предложенная математическая модель может быть использована при разработке средств релейной защиты.

Результаты исследования связи механических возмущающих воздействий на ротор асинхронного электродвигателя с током ротора дают основание полагать, что предложенный метод позволяет выявлять дефекты в механической части машины с помощью частотной фильтрации отдельных составляющих тока статора и контроля их уровня.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А.с. 1642548 (СССР). Способ защиты асинхронного электродвигателя от перегрузки / А.В. Булычев, Е.В. Кулаков, В.Л. Третьяков. — Оpubл. в БИ, 1991, № 14.
2. Гейлер Л.Б. Основы электропривода. — Минск: Высшая школа, 1972.
3. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А.Э. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболевская. — М.: Энергоатомиздат, 1982.

[15.12.96]

Авторы: Булычев Александр Витальевич окончил Вологодский политехнический институт в 1980 г. Кандидат технических наук, доцент кафедры электроснабжения Вологодского политехнического института.

Ванин Валерий Кузьмич окончил Ташкентский политехнический институт в 1961 г. Доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Электрические станции» Санкт-Петербургского государственного технического университета.

Вниманию руководителей предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала «Электричество» предлагает услуги по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала

Справки по телефону 928-8869

Аварийные процессы в тиристорных преобразователях частоты с промежуточным звеном постоянного тока

ТАРАСОВ А.Н.

Проанализированы электромагнитные процессы в основных аварийных ситуациях, возникающих в тиристорных преобразователях частоты (ТПЧ) с промежуточным звеном постоянного тока, с учетом действия защиты. Получены в аналитической форме зависимости аварийных токов, позволяющие оценить их воздействие на тиристорные вентили и другое оборудование ТПЧ, что позволит обоснованно выбрать запасы электрической прочности оборудования и разработать оптимальный алгоритм работы устройства защиты от аварийных токов.

Ключевые слова: преобразователь частоты, тиристорный вентиль, звено постоянного тока, аварийный процесс, защита от перегрузки, электрическая прочность

В связи с развитием атомной энергетики приобретают все большее значение источники маневренной мощности и оперативного резерва, такие как гидроаккумулирующие электростанции (ГАЭС), газотурбинные (ГТУ) и парогазовые (ПГУ) установки, маневренные ТЭС.

К числу основных научно-технических задач, возникающих при разработке электротехнического оборудования для ГАЭС, ГТУ, ПГУ и маневренных ТЭС относится создание тиристорных преобразователей частоты (ТПЧ), обеспечивающих плавный частотный пуск энергоагрегатов в рабочий режим и регулирование частоты вращения механизмов собственных нужд ТЭС [1–4]. Оптимально проблема пуска энергоагрегатов (двигателей-генераторов ГАЭС, турбогенераторов ГТУ и ПГУ, синхронных компенсаторов) с точки зрения потребляемой из сети мощности, КПД, влияния на энергосистему и эксплуатационного обслуживания решается на основе применения высоковольтных ТПЧ с промежуточным звеном постоянного тока на основе инвертора тока с естественной коммутацией вентилях [3, 4].

Схема подключения ТПЧ на электростанции, например ГАЭС, приведена на рис. 1. Основными элементами ТПЧ являются высоковольтный управляемый выпрямитель (УВ), инвертор тока (ИТ), сглаживающие реакторы L_{d1} и L_{d2} , включенные симметрично в каждый полюс звена постоянного тока, токоограничивающие реакторы L_p на входе и выходе ТПЧ, а при выполнении ТПЧ на пониженное напряжение относительно номинального напряжения сети согласующий трансформатор на входе (ТРС).

Особенностью высоковольтного ТПЧ, работа-

Electromagnetic processes during main emergency situation in thyristor frequency converter (TFC) with intermediate DC link relationships of emergency currents are analysed, taking into account an overload protection. Relationships emergency currents in analytical form are obtained, which make it possible to evaluate their action on thyristor valves and other equipment of TFC as well as to choose substantially on electrical strength reserve and to design an optimum algorithm for an overload protection device operation.

Key words: frequency converter, thyristor valve, DC link, emergency proces, overload protection, electrical strength

ющего в качестве пускового устройства (ТПУ), является совместная работа с системой переменного тока и синхронной машиной (двигатель-генератор ГАЭС, турбогенератор ГТУ или ПГУ), мощность которых существенно (более чем на порядок) превышает мощность ТПЧ. Поэтому надежную работу тириستоров ТПЧ следует обеспечить не только в пусковых и номинальных режимах, но и при возникающих аварийных ситуациях, которые могут сопровождаться значительными токовыми перегрузками.

К авариям, вызывающим значительные токовые перегрузки тиристоров ТПЧ, можно отнести:

внутренние КЗ выпрямителя вследствие сквозного пробоя тиристорного вентиля;

КЗ на выходе выпрямителя до сглаживающего реактора вследствие нарушения или повреждения изоляции оборудования в звене постоянного тока ТПЧ;

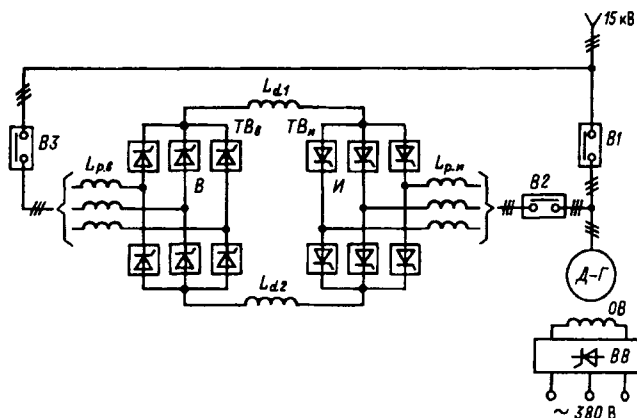


Рис. 1. Схема подключения тиристорного преобразователя частоты на электростанции

опрокидывания инвертора вследствие неисправности системы импульсно-фазового управления (СИФУ), КЗ на выходе инвертора, уменьшения времени восстановления управляющей способности тиристорных вентилей, представляемого схемой инвертора;

внутренние КЗ инвертора вследствие сквозного пробоя тиристорного вентиля.

Аварийный процесс при сквозном пробое тиристорного вентиля выпрямителя ТПЧ. Опыт эксплуатации отечественных и зарубежных тиристорных преобразователей напряжением 3—20 кВ показал, что вероятность возникновения внутренних КЗ из-за сквозного пробоя тиристорных вентилей выпрямителя мала. Малая вероятность сквозного пробоя тиристорных вентилей обеспечивается выбором необходимого числа последовательно соединенных тиристорных вентилей с определенной избыточностью и применением специальной предупредительной сигнализации и защиты при повреждении заданного числа тиристорных вентилей. Однако полностью исключить аварию, связанную со сквозным пробоем тиристорных вентилей, нельзя. Следует проанализировать такой аварийный процесс с целью определения максимально возможных аварийных токов, воздействующих на оборудование ТПЧ, и условий сохранения работоспособности неповрежденных тиристорных вентилей, подвергающихся воздействию аварийных токов в процессе аварии.

Сквозной пробой тиристорного вентиля выпрямителя в отличие от опрокидывания инвертора носит необратимый характер [5]. Поэтому основное внимание при анализе такого вида аварии и выборе соответствующего способа защиты следует уделить возможности ограничения аварийного тока и сохранения работоспособности неповрежденных тиристорных вентилей. Ограничение аварийного тока и сохранение работоспособности неповрежденных тиристорных вентилей достигается, как правило, с помощью включения реакторов на входе выпрямителя или выбором соответствующего напряжения КЗ согласующего трансформатора при одновременном воздействии системы защиты на СИФУ ТПЧ.

Основным способом защиты, предотвращающим развитие аварии при пробое тиристорного вентиля, является снятие импульсов управления с тиристорных вентилей выпрямителя ТПЧ [5] или перевод выпрямителя в инверторный режим [6].

На рис. 2 представлена схема и диаграммы напряжений трехфазного выпрямительного моста. Цифрами 1—6 обозначены тиристорные вентили. Индуктивность фазы моста L_ϕ представляет собой индуктивность токоограничивающего ре-

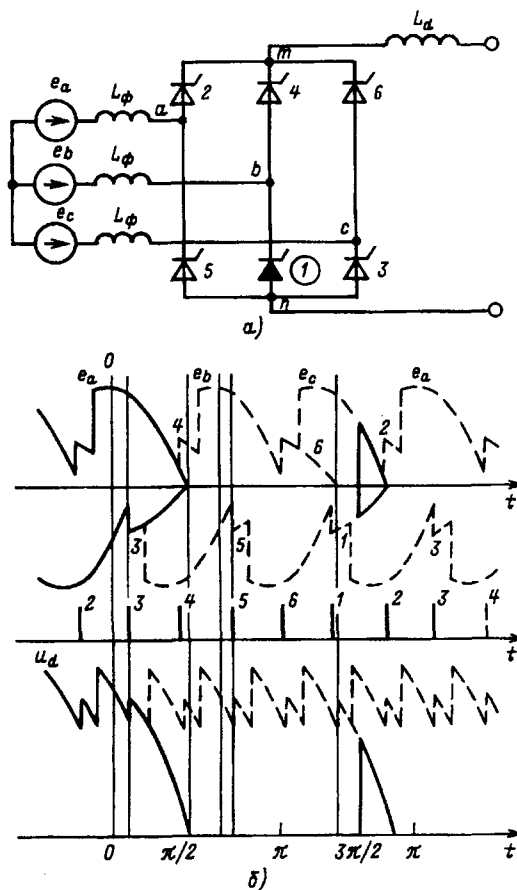


Рис. 2. Схема преобразовательного моста и диаграммы напряжений для расчета аварийного процесса при КЗ тиристорного плеча выпрямителя

актора и эквивалентную индуктивность системы переменного тока, а также может учитывать приведенную индуктивность рассеяния согласующего трансформатора при его наличии. Источники ЭДС e_a , e_b , e_c представляют собой фазные напряжения системы переменного тока или питающей сети.

За начало отсчета примем точку пересечения отрицательных волн ЭДС e_b и e_c , что соответствует моменту перехода через нуль кривой линейного напряжения $e_{bc} = e_b - e_c$. Для принятого начала отсчета фазные и линейные ЭДС питающей сети описываются следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} e_a &= E_{\phi.m} \cos \omega_n t; \\ e_b &= E_{\phi.m} \cos (\omega_n t - 2\pi/3); \\ e_c &= E_{\phi.m} \cos (\omega_n t + 2\pi/3); \\ e_{bc} &= e_b - e_c = E_{\text{л.м}} \sin \omega_n t; \\ e_{ca} &= e_c - e_a = E_{\text{л.м}} \sin (\omega_n t - 2\pi/3); \\ e_{ab} &= e_a - e_b = E_{\text{л.м}} \sin (\omega_n t + 2\pi/3), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $E_{\phi.m}$ и $E_{\text{л.м}}$ — амплитуды фазного и линейного напряжения питающей сети.

Известно, что аварийные токи максимальны при пробое тиристорного вентиля в момент окон-

чания коммутации [5]. Поэтому будем полагать, что пробой тиристорного вентиля 1 анодной группы вентиля происходит в момент окончания коммутации вентиля 1—3.

Рассмотрим протекание аварийного процесса при мгновенном воздействии системы защиты на СИФУ ТПЧ. При этом активные сопротивления схемы не учитываются, поскольку в мощных преобразователях они незначительны ($R_{\phi}/x_{\phi} < 0,05$).

В том случае, если защита снимает импульсы управления или переводит выпрямитель в инверторный режим до наступления очередной коммутации, аварийный процесс протекает только в контуре, образованном коммутирующими вентилями 1 и 3.

Аварийный ток i_k можно определить из уравнения коммутации:

$$i_k = \frac{E_{\text{л.м}}}{2x_{\phi}} (\cos \alpha_n - \cos \omega_n t), \quad (2)$$

где $x_{\phi} = \omega_n L_{\phi}$ — реактивное сопротивление фазы; α_n — начальный угол регулирования.

Если принять за базисную величину номинальный выпрямленный ток $I_{dн}$, то уравнение (2) можно записать в относительных единицах следующим образом:

$$\bar{i}_k = \frac{1}{e_k} (\cos \alpha_n - \cos \omega_n t), \quad (3)$$

где $e_k = \frac{2x_{\phi} I_{dн}}{E_{\text{л.м}}}$ — напряжение КЗ выпрямителя.

Из уравнения (3) следует, что максимальное значение аварийного тока, протекающего по неповрежденному тиристорному вентилю 3 равно $(1 + \cos \alpha_n)/e_k$ и достигается в момент времени $\omega_n t = \pi - \alpha_n$. В предельном случае при $\alpha_n = 0$ максимальное значение аварийного тока равно $2/e_k$, а длительность его протекания — 2π .

На рис. 3 приведены зависимости амплитуды аварийного тока КЗ преобразователя $\bar{I}_{k,3}$ от приведенной ЭДС короткого замыкания выпрямителя e_k при различных углах регулирования α_n . Токи в тиристорных вентилях выпрямителя соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_1 &= \bar{I}_{dн} - \bar{i}_k; \\ \bar{i}_2 &= \bar{I}_{dн}; \\ \bar{i}_3 &= \bar{i}_k. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

После прохождения кривой аварийного тока i_k через нуль и восстановления запирающей способности тиристорного вентиля 3 протекание аварийного тока в выпрямителе ТПЧ прекращается и авария ликвидируется. В том случае, если вентиль 3, по которому протекал аварийный ток,

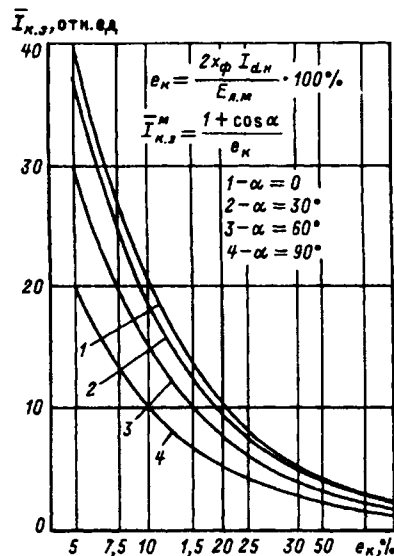


Рис. 3. Зависимость тока КЗ преобразователя $\bar{I}_{k,3}$ от приведенной ЭДС короткого замыкания питающей сети e_k

не восстановит свои запирающие свойства, авария в выпрямителе будет развиваться аналогично двухфазному КЗ системы переменного тока.

Аварийный процесс при коротком замыкании на полюсах выпрямителя ТПЧ. При КЗ на полюсах выпрямителя в отличие от пробоя тиристорного вентиля воздействию аварийного тока подвергаются тиристорные вентили как анодной, так и катодной групп. Ограничение аварийного тока достигается, как и в случае пробоя тиристорного вентиля, включением токоограничивающих реакторов на входе выпрямителя или выбором соответствующего напряжения КЗ согласующего трансформатора при одновременном воздействии системы защиты на СИФУ ТПЧ. Основным способом защиты, предотвращающим развитие аварии при КЗ на полюсах выпрямителя, является снятие импульсов управления с тиристорных вентилях выпрямителя ТПЧ или перевод выпрямителя в инверторный режим [5, 6].

Известно, что наибольшие аварийные токи при КЗ на полюсах выпрямителя получаются при возникновении аварии в момент начала коммутации вентилях [5]. Поэтому будем полагать, что замыкание на полюсах выпрямителя происходит в момент начала коммутации тиристорных вентилях 1 и 3 (рис. 2,а). После окончания коммутации и восстановления запирающей способности вентиля 1 аварийный ток продолжает протекать в контуре, образованном проводящими вентилями 2 и 3, в котором действует линейная ЭДС e_{ac} .

Если защита «снимает» импульсы управления до наступления очередной коммутации тиристорных вентилях 2—4, то через интервал $\omega_{нл} = 2\pi/3 - \alpha_n$ напряжение e_{ac} меняет свой знак и

аварийный ток в контуре начинает уменьшаться. После прохождения аварийного тока через нуль и восстановления запирающих свойств вентилей 2 и 3 аварийный процесс заканчивается.

Как следует из анализа, наиболее нагруженным является вентиль 2 катодной группы, через который протекает аварийный ток как в период коммутации вентилей 1 и 3, так и в послекоммутационный период (открыты вентили 2 и 3).

На рис. 4 представлены кривые аварийного тока в тиристорном вентиле 2 выпрямителя ТПЧ при снятии импульсов управления до наступления очередной коммутации вентилей 2—4. Кривые получены для $\alpha_n = 15^\circ$ и $e_k = 0,1$ и $\alpha_n = 20^\circ$ и $e_k = 0,2$. Как видно из кривых на рис. 4, длительность протекания аварийного тока через тиристорный вентиль 2 практически не зависит от значения e_k и составляет примерно 210° . Однако амплитуда аварийного тока существенно зависит от величины e_k . Так, при $e_k = 0,1$ амплитуда аварийного тока превышает номинальный выпрямленный ток $I_{дн}$ более чем в 13 раз, а при $e_k = 0,2$ только в 6 раз, значительно увеличивается длительность коммутации тока вентилем.

При запаздывании срабатывания защиты, снимающей импульсы управления с выпрямителя ТПЧ, включение очередного тиристорного вентиля может наступить до окончания предыдущей коммутации, что существенно усложняет протекание аварийного процесса. В этом случае целесообразно одновременно со снятием импульсов осуществлять перевод выпрямителя в инверторный режим. На рис. 4 представлены для сравнения кривые аварийного тока при КЗ на

полюсах выпрямителя и переводе его в инверторный режим.

Аварийные процессы при опрокидывании инвертора ТПЧ. При опрокидывании в инверторе ТПЧ нарушается правильное чередование интервалов проводимости тиристорных вентилей и аварийный ток протекает через тиристоры двух вентилей инвертора.

Основными причинами аварийных состояний инвертора, сопровождающихся опрокидываниями, являются:

недостаточный угол запираания инвертора, не обеспечивающий время восстановления управляющей способности тириستоров включающегося вентиля;

прямой пробой тиристорного вентиля;

однократные пропуски включения тиристорного вентиля, вызванные неисправностью СИФУ или формирователей импульсов инвертора;

пропадание коммутирующего напряжения на шинах переменного тока, например, вследствие КЗ между линейными выводами согласующего трансформатора или статорных обмоток синхронного генератора;

пропадание напряжения питания собственных нужд инвертора ТПЧ;

последовательный пропуск включения тиристорных вентилей инвертора.

Первые три неисправности приводят, как правило, к однофазным опрокидываниям, последние три — к двухфазным.

Ограничение амплитуды аварийного тока и длительности его протекания достигается следующими путями:

соответствующим выбором величины индуктивности сглаживающего реактора L_d ;

воздействием на СИФУ выпрямителя ТПЧ (перевод выпрямителя в инверторный режим) [6, 8];

воздействием на СИФУ инвертора ТПЧ (устройство подхвата, осуществляющее одновременную подачу импульсов управления на все тиристорные вентили и последующее увеличение угла опережения инвертора) [5].

Наиболее эффективным способом ограничения амплитуды аварийного тока и длительности его протекания при опрокидывании инвертора ТПЧ является перевод выпрямителя ТПЧ в инверторный режим с фиксированным углом опережения [8].

Анализ аварийных процессов при опрокидывании инвертора ТПЧ можно выполнить методом припасовывания. На рис. 5 приведены схема замещения преобразователя частоты и диаграмма фазных напряжений выпрямителя и инвертора. В схеме замещения сеть переменного тока и синхронная машина представлены своими фаз-

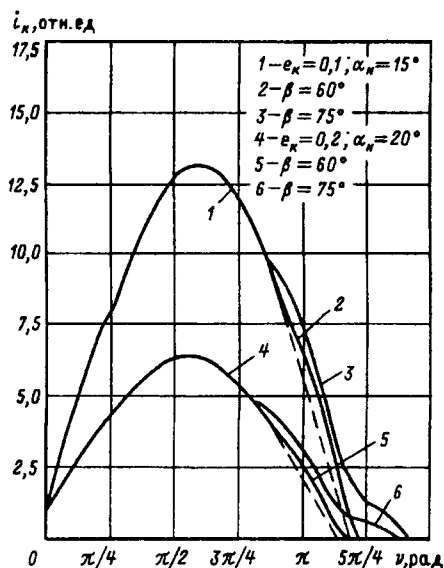


Рис. 4. Аварийный ток преобразователя $i_k = f(\nu)$ при КЗ на полюсах выпрямителя

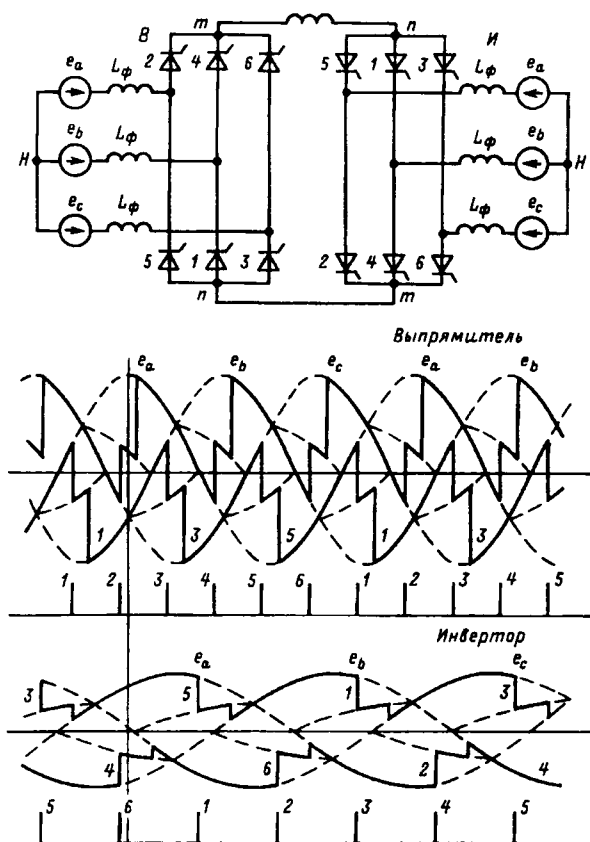


Рис. 5. Схема преобразователя частоты и диаграмма напряжений для расчета опрокидывания инвертора ТПЧ

ными ЭДС (e_a , e_b , e_c) и индуктивностями фаз L_ϕ . В индуктивностях фаз учитываются индуктивности токоограничивающих реакторов, а также сверхпереходные индуктивности синхронной машины и индуктивности рассеяния согласующих трансформаторов при их наличии. Активные сопротивления элементов оборудования при анализе не учитываются, поскольку в мощных преобразователях $x_\phi \gg R_\phi$ и $x_d \gg R_d$.

Аварийный процесс при двухфазном опрокидывании инвертора ТПЧ. Известно, что аварийные токи при двухфазном опрокидывании инвертора ТПЧ максимальны при совпадении напряжений питающей сети и синхронной машины по частоте и фазе [8]. Совпадение напряжений на входе выпрямителя и выходе инвертора по частоте и фазе возможно при синхронизации и переключении синхронной машины (турбогенератора или двигателя-генератора ГАЭС) на сеть переменного тока. Поэтому для определения максимальных токов анализ аварийного процесса при двухфазном опрокидывании инвертора ТПЧ следует выполнить при синхронных и синфазных напряжениях питающей сети и синхронной машины.

На рис. 6 представлены диаграммы фазных

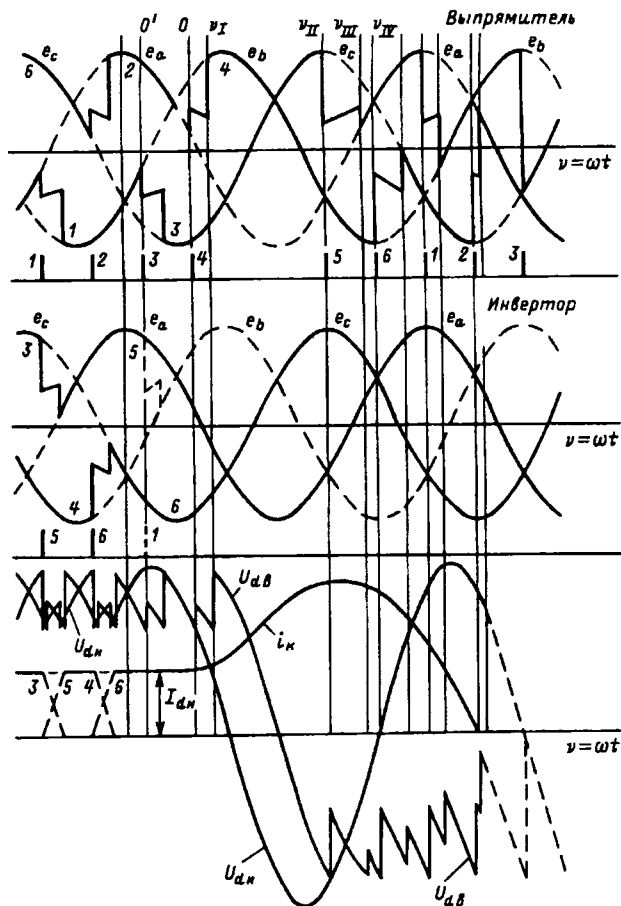


Рис. 6. Диаграмма токов и напряжений при опрокидывании инвертора ТПЧ

напряжений на входе и выходе ТПЧ и напряжения в звене постоянного тока в случае совпадения напряжений питающей сети и синхронной машины по частоте и фазе. При этом полагается, что система защиты при возникновении аварии переводит выпрямитель ТПЧ в инверторный режим с фиксированным углом опережения и после спада аварийного тока до нуля снимает импульсы управления с тиристорных вентилей выпрямителя и инвертора ТПЧ [8].

Будем полагать, что двухфазное опрокидывание произошло в результате неуспешной коммутации тиристорных вентилей 5 и 1 инвертора ТПЧ в момент $0'$ (рис. 6) и в продолжение всей аварии ток проводят вентили 5 и 6. В выпрямителе на тиристорные вентили продолжают подаваться импульсы управления. В момент $0'$ в выпрямителе заканчивается коммутация вентилей 1 и 3. Как видно из диаграммы напряжений на рис. 6, до следующей коммутации тиристорных вентилей 2 и 4 выпрямителя в момент 0 напряжения на выходе выпрямителя и входе инвертора равны и противоположны. На интервале $0'-0$ ток в преобразователе практически не меняется. За начало отсчета примем

момент коммутации тиристорных вентилях выпрямителя 2 и 4 (точка 0 на диаграммах рис. 6). Относительно выбранной точки отсчета 0 ЭДС схемы соответственно равны:

фазные ЭДС

$$\left. \begin{aligned} e_a &= -E_{\Phi, \text{м}} \cos(\omega_n t - 2\pi/3 + \alpha_n); \\ e_b &= -E_{\Phi, \text{м}} \cos(\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n); \\ e_c &= -E_{\Phi, \text{м}} \cos(\omega_n t + \alpha_n); \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

линейные ЭДС

$$\begin{aligned} e_{bc} &= e_b - e_c = -E_{\text{л.м}} \sin(\omega_n t - 2\pi/3 + \alpha_n); \\ e_{ca} &= e_c - e_a = -E_{\text{л.м}} \sin(\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n); \\ e_{ab} &= e_a - e_b = -E_{\text{л.м}} \sin(\omega_n t + \alpha_n). \end{aligned}$$

Схемы замещения преобразователя для различных интервалов двухфазного опрокидывания инвертора представлены на рис. 7. Для каждого интервала аварийного процесса схема замещения остается неизменной и меняется на его границе.

Интервал I

На этом интервале аварийного процесса происходит коммутация тиристорных вентилях выпрямителя 2 и 4. Схема замещения для этого интервала представлена на рис. 7,а. Для расчетной схемы рис. 7,а контурные токи $i_{1к}$ и $i_{2к}$ определяются следующими уравнениями:

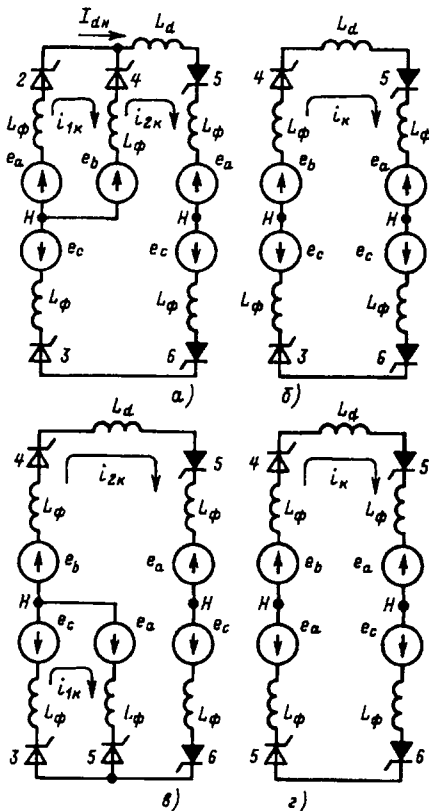


Рис. 7. Схема замещения преобразователя для расчета двухфазного опрокидывания инвертора

$$\left. \begin{aligned} i_{1к} &= -\frac{L_0}{L_{\Phi}} \frac{E_{\text{л.м}}}{\omega_n (L_0 + L_{\Sigma})} \{ \cos \alpha_n - \cos(\omega_n t + \alpha_n) \} + i_{d0}; \\ i_{2к} &= \frac{E_{\text{л.м}}}{\omega_n (L_0 + L_{\Sigma})} \{ \cos \alpha_n - \cos(\omega_n t + \alpha_n) \} + i_{d0}, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где $L_0 = L_d + 3L_{\Phi}$; $L_{\Sigma} = L_d + 4L_{\Phi}$; i_{d0} — предаварийный ток преобразователя.

Если принять за базисный ток номинальный ток преобразователя $I_{дн}$ и учесть, что $I_{дн} = \frac{e_k}{2\omega_n L_{\Phi}} E_{\text{л.м}}$ и $i_{d0} = I_{дн}$; $K_d = L_d/L_{\Phi}$, то в системе относительных единиц контурные токи будут равны:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{1к} &= -\frac{K_d + 3}{(K_d + 3,5) e_k} \{ \cos \alpha_n - \cos(\omega_n t + \alpha_n) \} + 1; \\ \bar{i}_{2к} &= \frac{1}{(K_d + 3,5) e_k} \{ \cos \alpha_n - \cos(\omega_n t + \alpha_n) \} + 1. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Аварийный ток в тиристорных вентилях инвертора равен контурному току $i_{2к}$, а токи в тиристорных вентилях выпрямителя будут соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_2 &= \bar{i}_{1к}; \\ \bar{i}_3 &= \bar{i}_{2к}; \\ \bar{i}_4 &= i_{2к} - i_{1к}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Интервал заканчивается при прохождении тока i_2 в тиристорном вентиле 2 выпрямителя через нуль. Момент перехода тока i_2 через нуль ν_I определяется из соотношения $i_2 = i_{1к} = 0$.

Величина тока $i_{2к}$ в момент окончания коммутации ν_I представляет начальное значение тока i_k на следующем интервале $\bar{I}_{0II} = i_{2к}(\nu_I)$.

Интервал II

Во втором интервале проводят ток тиристорные вентили 5 и 6 инвертора и 3 и 4 выпрямителя. Расчетная схема для второго интервала представлена на рис. 7,б. Будем полагать, что система защиты преобразователя смещает очередную коммутацию тиристорных вентилях выпрямителя 3 и 5 в зону инверторного режима с углом опережения $\beta_B = \pi - \alpha_5$. В этом случае второй интервал закончится в момент подачи очередного импульса управления на тиристорный вентиль 5, т.е. в момент $\omega_n t = \nu_{II} = 4\pi/3 - \alpha_n - \beta_B$. Аварийный ток i_k в контуре рис. 7,б определяется из уравнения (в относительных единицах):

$$\bar{i}_k = \frac{2}{(K_d + 4) e_k} \{ \cos(\nu_I + \alpha_n) - \cos(\omega_n t + \alpha_n) \} + \bar{I}_{0II}, \quad (9)$$

где ν_I — определяется из уравнения $\bar{i}_{1к} = 0$; $\bar{I}_{0II} = i_{2к}(\nu_I)$ — начальное значение аварийного тока на втором интервале.

Величина аварийного тока i_k в конце второго интервала в момент $\nu_{II} = 4\pi/3 - \alpha_n - \beta_B$ представляет начальное значение тока на следующем интервале.

Интервал III

Начиная с третьего интервала, выпрямитель работает в инверторном режиме вследствие смещения системой защиты очередной коммутации тиристорных вентилей 4—5 на угол $\beta_B = \pi - \alpha_5$. Таким образом, третий интервал начинается в момент подачи импульса управления на тиристорный вентиль 5. Схема замещения для этого интервала изображена на рис. 7,б. Для расчетной схемы рис. 7,б контурные токи $i_{1к}$ и $i_{2к}$ определяются следующими уравнениями (в системе относительных единиц):

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{1к} &= \frac{1}{(K_d + 3,5)e_k} \left\{ (K_d + 4) [\cos \beta_B - \cos (\omega_n t + \alpha_n + 2\pi/3)] + \cos (4\pi/3 - \beta_B) - \cos (\omega_n t + \alpha_n) - \right. \\ &\quad \left. - \cos (-\beta_B) + \cos (\omega_n t + \alpha_n + 2\pi/3) \right\} + \bar{I}_{0III}; \\ \bar{i}_{2к} &= \frac{1}{(K_d + 3,5)e_k} \left\{ [\cos \beta_B - \cos (\omega_n t + \alpha_n + 2\pi/3)] + \right. \\ &\quad \left. + 2 [\cos (4\pi/3 - \beta_B) - \cos (\omega_n t + \alpha_n) - \cos (-\beta_B) + \right. \\ &\quad \left. + \cos (\omega_n t + \alpha_n + 2\pi/3)] \right\} + \bar{I}_{0III}, \end{aligned} \right\} (10)$$

где \bar{I}_{0III} — начальное значение аварийного тока на третьем интервале; $\bar{I}_{0III} = \bar{i}_{1к}(v_{III})$.

Третий интервал заканчивается в момент прохождения тока в вентиле 3 через нуль $\bar{i}_3 = \bar{i}_{1к} = 0$ или в момент спада аварийного тока инвертора до нуля $\bar{i}_{2к} = 0$. В последнем случае при восстановлении запирающей способности тиристорных вентилей инвертора аварийный процесс прекращается. В случае прохождения тока в тиристорном вентиле 3 через нуль до момента ликвидации аварии момент окончания интервала v_{III} определяется из уравнения $\bar{i}_3 = \bar{i}_{1к} = 0$. Величина тока $\bar{i}_{2к}$ в момент окончания коммутации тиристорных вентилей 3 и 5 v_{III} представляет начальное значение тока $\bar{i}_{1к}$ на следующем четвертом интервале.

Интервал IV

Четвертый интервал начинается с момента окончания коммутации тиристорных вентилей 3 и 5. В выпрямителе проводят ток вентили 4 и 5, в интервале продолжают проводить ток вентили 5 и 6.

Схема замещения для этого интервала представлена на рис. 7,г.

Аварийный ток $\bar{i}_{1к}$ в контуре рис. 7,г определяется из уравнения

$$\begin{aligned} \bar{i}_{1к} &= \frac{2}{(K_d + 4)e_k} \left\{ \cos (v_{III} + \alpha_n) - \cos (\omega_n t + \alpha_n) - \right. \\ &\quad \left. - \cos (v_{III} + \alpha_n + 2\pi/3) + \cos (\omega_n t + \right. \\ &\quad \left. + \alpha_n + 2\pi/3) \right\} + \bar{I}_{0IV}, \end{aligned} \quad (11)$$

где v_{III} — определяется из уравнения $\bar{i}_{1к} = 0$; $\bar{I}_{0IV} = \bar{i}_{2к}(v_{III})$ — начальное значение аварийного тока на четвертом интервале.

Как и на предыдущем интервале, здесь возможен спад аварийного тока до нуля до подачи очередного импульса управления на тиристорный вентиль 6. В этом случае при восстановлении запирающей способности тиристорных вентилей инвертора аварийный процесс прекращается.

Момент окончания аварийного процесса находится из уравнения $\bar{i}_{1к} = 0$. Если внутри четвертого интервала спад аварийного тока $\bar{i}_{1к}$ до нуля не произойдет, аварийный процесс в преобразователе продолжает развиваться. Выпрямитель будет работать в инверторном режиме при фиксированном угле опережения β_B с периодом повторяемости $\pi/3$, включающим в себя рассмотренные выше интервалы аварии III и IV между двумя очередными коммутациями тиристорных вентилей выпрямителя.

Указанное обстоятельство дает возможность распространить полученные выше уравнения для аварийных токов в преобразователе на интервалах III и IV на все периоды повторяемости. При этом следует учитывать, что угловое время $v = \omega_n t$, входящее в уравнения (10)—(11), изменяется непрерывно.

Если через n обозначить порядковый номер периода повторяемости и принять, что для рассмотренных выше интервалов III и IV $n=1$, то в общем виде выражения для токов будут иметь следующий вид:

1. Коммутационный интервал III — $4\pi/3 - \alpha_n - \beta_B + (n-1)\pi/3 \leq \omega_n t \leq v_{III}$

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{1к} &= \frac{1}{(K_d + 3,5)e_k} \left\{ (K_d + 4) [\cos \beta_B - \cos (\omega_n t + \right. \\ &\quad \left. + 2\pi/3 + \alpha_n - (n-1)\pi/3)] + \cos (4\pi/3 - \beta_B) - \right. \\ &\quad \left. - \cos (\omega_n t + \alpha_n - (n-1)\pi/3) - \cos (-\beta_B + (n-1)\pi/3) + \right. \\ &\quad \left. + \cos (\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n) \right\} + \bar{I}_{0III}; \\ \bar{i}_{2к} &= \frac{1}{(K_d + 3,5)e_k} \left\{ [\cos \beta_B - \cos (\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n - \right. \\ &\quad \left. - (n-1)\pi/3)] + 2 [\cos (4\pi/3 - \beta_B) - \cos (\omega_n t + \right. \\ &\quad \left. + \alpha_n - (n-1)\pi/3) - \cos (-\beta_B + (n-1)\pi/3) + \right. \\ &\quad \left. + \cos (\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n) \right\} + \bar{I}_{0III}, \end{aligned} \right\} (12)$$

где \bar{I}_{0III} — значение тока в конце интервала IV предыдущего периода повторяемости.

Как было определено выше, границей рассматриваемого интервала служит момент окончания коммутации тиристорных вентилей $\omega_n t = v_{III}$, определяемый из условия $\bar{i}_{1к}(v_{III}) = 0$. Спад тока $\bar{i}_{2к}$ до нуля внутри этого интервала свидетельствует об окончании аварии.

2) Межкоммутационный интервал IV — $v_{III} \leq \omega_n t \leq 5\pi/3 - \alpha_n - \beta_B + (n-1)\pi/3$

$$\begin{aligned} \bar{i}_{1к} &= \frac{2}{(K_d + 4)e_k} \left\{ \cos (v_{III} + \alpha_n - (n-1)\pi/3) - \right. \\ &\quad \left. - \cos (\omega_n t + \alpha_n - (n-1)\pi/3) - \cos (v_{III} + 2\pi/3 + \right. \end{aligned}$$

$$+ \alpha_n) + \cos(\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n)\} + \bar{I}_{0IV}, \quad (13)$$

где \bar{I}_{0IV} — значение тока в конце третьего интервала рассматриваемого периода повторяемости, т.е. $\bar{I}_{0IV} = i_{2k}(v_{III})$.

Аналогично спад тока \bar{i}_k до нуля внутри интервала IV означает окончание аварии. Полученные аналитические выражения для аварийных токов (12) и (13) позволяют проанализировать развитие аварии при воздействии системы защиты на СИФУ выпрямителя ТПЧ для широкого диапазона параметров преобразователя.

На рис. 8 представлены расчетные кривые аварийного тока при двухфазном опрокидывании инвертора ТПЧ. Кривые получены для начального угла регулирования выпрямителя $\alpha_n = 15^\circ$, $e_k = 0,1$; $K_d = 25$. Изменение угла регулирования α_n практически не влияет на амплитуду аварийного тока.

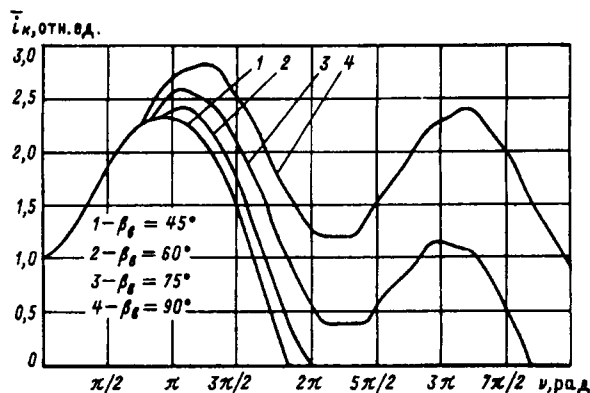


Рис. 8. Аварийный ток преобразователя $\bar{i}_k = f(v)$ при двухфазном опрокидывании инвертора

При анализе полагалось, что опрокидывание ТПЧ происходит без восстановления нормального режима работы и выпрямитель после снижения аварийного тока до номинального значения не переводится в исходный режим выпрямителя. Как видно из кривых, максимальное значение аварийного тока совпадает с амплитудой первой полуволны кривой тока. В зависимости от параметров преобразователя и угла опережения β_v , с которым выпрямитель ТПЧ переводится в инверторный режим, аварийный ток либо сразу после первой полуволны падает до нуля, либо возникают затухающие колебания аварийного тока со спадом до нуля через два—шесть периодов основной частоты (50 Гц).

На рис. 9 представлены зависимости амплитуды аварийного тока \bar{I}_a и угла погасания δ_v при переводе выпрямителя ТПЧ в инверторный режим от величины $K_d = L_d/L_\phi$ при различных значениях e_k и β_v . Из приведенных зависимостей следует, что меньшие значения угла

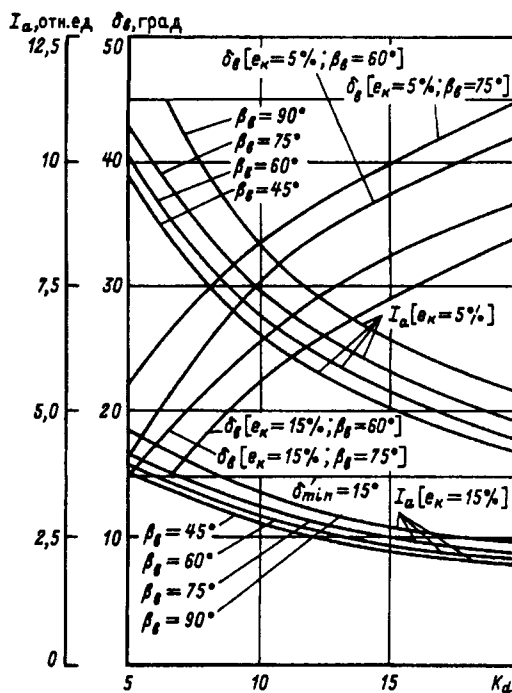


Рис. 9. Зависимости амплитуды аварийного тока \bar{I}_a и угла погасания δ_v от величины $K_d = L_d/L_\phi$ при двухфазном опрокидывании

опережения β_v при переводе выпрямителя в инверторный режим способствуют снижению амплитуды I_a и длительности протекания аварийного тока. Однако следует отметить, что при определенных значениях угла опережения β_v , например менее 45° при $e_k = 5\%$ и менее 60° при $e_k = 15\%$, угол погасания δ_v , представленный схемой при переводе выпрямителя в инверторный режим, может оказаться недостаточным для восстановления управляющей способности тиристорных вентилях. Поэтому нижнюю границу угла опережения β_v или максимальное значение угла регулирования α_{\max} следует определять из условия коммутационной устойчивости выпрямителя ТПЧ при переводе его в инверторный режим.

Кроме того, из приведенных на рис. 9 зависимостей видно, что амплитуда аварийного тока \bar{I}_a существенно зависит от параметра $K_d = L_d/L_\phi$ и снижается при увеличении значения K_d , например при $e_k = 15\%$ и увеличении $K_d \geq 10$ $\bar{I}_a \leq 3,0 I_{dH}$. Полученные зависимости $\bar{I}_a = f(K_d)$ и $\delta_v = f(K_d)$ позволяют по допустимому току аварийной перегрузки применяемых в ТПЧ тиристорных вентилях определить параметры токоограничивающих и сглаживающего реакторов, имеющие оптимальные массогабаритные показатели, и выбрать в одноканальной СИФУ предельный угол регулирования выпрямителя α_{\max} , допустимый по коммутационной устойчивости при переводе выпрямителя ТПЧ в инверторный режим.

Аварийный процесс при однофазном опрокидывании инвертора ТПЧ. Однофазное опрокидывание характеризуется проводимостью тиристорных вентилях одной фазы инвертора. Будем полагать, что авария начинается в результате неуспешной коммутации тиристорных вентилях 5 и 1 инвертора в момент времени 0' (рис. 6). В выпрямителе при этом успешно коммутируют тиристорные вентили 1 и 3. До следующей коммутации на интервале проводимости вентилях выпрямителя 2 и 3 ток i_d преобразователя практически не меняется. В момент «0» в преобразователе происходят очередные коммутации тиристорных вентилях 2 и 4 в выпрямителе и 6 и 2 — в инверторе. С этого момента выпрямитель оказывается закороченным через тиристорные вентили 2 и 5 инвертора.

Таким образом и в рассматриваемом случае аварийное нарастание тока начинается с момента «0», который и принимается за начало отсчета аварии. При однофазном опрокидывании инвертора система защиты переводит выпрямитель в инверторный режим с некоторым постоянным углом опережения β_v . Выпрямитель работает в инверторном режиме до момента прекращения тока через тиристорные вентили инвертора. Расчет аварийных токов может быть произведен по ранее представленным схемам замещения преобразователя на рис. 7, если положить в них равными нулю ЭДС инвертора ($e_n=0$) и его индуктивности фаз ($2L_\phi=0$). Эквивалентные индуктивности схемы замещения в этом случае равны:

$$L_0 = L_d + L_\phi;$$

$$L_\Sigma = L_d + 2L_\phi;$$

$$K_d = L_d/L_\phi.$$

В соответствии со схемами замещения на рис. 7 рассмотрим четыре интервала аварийного процесса преобразователя, аналогичные рассмотренным ранее для двухфазного опрокидывания.

ИНТЕРВАЛ I. На первом интервале в выпрямителе коммутируют тиристорные вентили 2 и 4 и проводят ток тиристорные вентили 3 выпрямителя и 2 и 5 фазы а инвертора. Схема замещения для этого интервала аналогична схеме на рис. 7,а. Контурные токи i_{1k} и i_{2k} для схемы рис. 7,а соответственно равны:

$$\bar{i}_{1k} = \frac{1}{(K_d + 1,5)e_k} \{ (K_d + 2) [\cos(\omega_n t + \alpha_n) - \cos \alpha_n] + \cos(\omega_n t - 2\pi/3 + \alpha_n) - \cos(-2\pi/3 + \alpha_n) \} + 1;$$

$$\bar{i}_{2k} = \frac{\sqrt{3}}{(K_d + 1,5)e_k} \{ \sin(\omega_n t + \alpha_n) - \sin \alpha_n \} + 1. \quad (14)$$

Интервал заканчивается при прохождении тока i_{1k} через нуль в момент $\omega_n t = \nu_I$, определяемый из соотношения $i_{1k}(\nu_I) = 0$. Величина тока i_{2k} в этот момент является начальным значением тока на следующем интервале $I_{0II} = i_{2k}(\nu_I)$.

ИНТЕРВАЛ II. Во втором интервале проводят ток тиристорные вентили 3 и 4 выпрямителя и 2 и 5 инвертора. Схема замещения для этого интервала соответствует схеме, представленной на рис. 7,б. Аварийный ток в контуре рис. 7,б будет равен:

$$\bar{i}_k = \frac{2}{(K_d + 2)e_k} \{ \cos(\omega_n t - 2\pi/3 + \alpha_n) - \cos(\nu_I - 2\pi/3 + \alpha_n) \} + \bar{I}_{0II}. \quad (15)$$

Интервал заканчивается в момент подачи импульса управления на тиристорный вентиль 5 выпрямителя. Если система защиты преобразователя срабатывает и смещает очередную коммутацию тиристорных вентилях выпрямителя в зону инверторного режима с углом опережения $\beta_v = \pi - \alpha_5$, то второй интервал заканчивается в момент $\omega_n t = 4\pi/3 - \alpha_n - \beta_v$.

Аварийный ток в конце интервала в момент $\omega_n t = 4\pi/3 - \alpha_n - \beta_v$ представляет начальное значение тока на следующем интервале:

$$\bar{I}_{0III} = \bar{i}_k(4\pi/3 - \alpha_n - \beta_v).$$

ИНТЕРВАЛ III. На третьем интервале происходит коммутация тиристорных вентилях выпрямителя 3 и 5 в зоне инверторного режима при проводимости тока тиристорными вентилями 2 и 5 инвертора. Схема замещения для этого интервала аналогична схеме, представленной на рис. 7,в. Контурные токи i_{1k} и i_{2k} для указанной схемы замещения соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_{1k} &= \frac{1}{(K_d + 1,5)e_k} \{ (K_d + 2) [\cos \beta_v - \cos(\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n - (n-1)\pi/3)] + \cos(4\pi/3 - \beta_v) - \cos(\omega_n t + \alpha_n - (n-1)\pi/3) \} + I_{0III}; \\ \bar{i}_{2k} &= \frac{1}{(K_d + 1,5)e_k} \{ \cos \beta_v - \cos(\omega_n t + 2\pi/3 + \alpha_n - (n-1)\pi/3) + 2[\cos(4\pi/3 - \beta_v) - \cos(\omega_n t + \alpha_n - (n-1)\pi/3)] \} + \bar{I}_{0III}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Интервал заканчивается либо при спаде аварийного тока, протекающего через тиристорные вентили инвертора, до нуля в некоторый момент времени, когда $i_{2k}(\nu_{III}) = 0$, либо в момент окончания коммутации тиристорных вентилях выпрямителя, когда $i_{1k} = (\nu_{III}) = 0$.

В первом случае при восстановлении запирающих свойств тиристорными вентилями инвертора авария прекращается.

Во втором случае аварийный процесс продолжается, при этом ток в конце интервала $i_{2к}(v_{III})$ представляет начальное значение аварийного тока на следующем интервале $i_{0IV}=i_{2к}(v_{III})$.

ИНТЕРВАЛ IV. Четвертый интервал начинается в момент окончания коммутации тиристорных вентилей 3 и 5. В выпрямителе проводят ток тиристорные вентили 4 и 5, в инверторе — 2 и 5. Схема замещения для этого интервала аналогична схеме на рис. 7,з. Аварийный ток в контуре рис. 7,з равен:

$$\bar{i}_k = \frac{2}{(K_d + 2)e_k} \left\{ \cos(v_{III} + \alpha_n - (n-1)\pi/3) - \cos(\omega_n t + \alpha_n - (n-1)\pi/3) \right\} + \bar{i}_{0IV}. \quad (17)$$

Интервал заканчивается либо при спаде аварийного тока до нуля, либо в момент подачи очередного импульса управления на тиристорный вентиль выпрямителя 6 $\omega_n t = 5\pi/3 - \alpha_n - \beta_n$. Выражения для токов третьего и четвертого интервалов даны с учетом периода повторяемости аварии $\pi/3$, где $n=1$ соответствует первому периоду повторяемости при переводе выпрямителя в инверторный режим. При $n>1$ начальное значение тока третьего интервала равно конечному значению тока четвертого интервала. Полученные аналитические выражения для аварийных токов позволяют так же как для случая двухфазного опрокидывания проанализировать развитие аварии для широкого диапазона изменения параметров преобразователя. На рис. 10 представлены расчетные кривые аварийного тока преобразователя при однофазном опрокидывании.

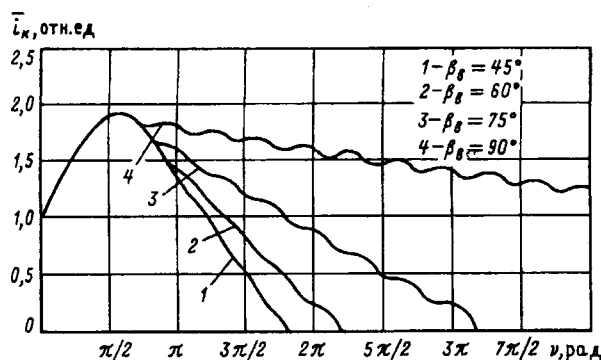


Рис. 10. Аварийный ток преобразователя $\bar{i}_k = f(v)$ при однофазном опрокидывании инвертора

Кривые получены для начального угла регулирования выпрямителя $\alpha_n = 15^\circ$ при значениях $e_k = 0,1$ и $K_d = 25$.

Общее представление о характере влияния параметров преобразователя на аварийный ток при однофазном опрокидывании дают зависимость амплитуды первой полувоны аварийного тока

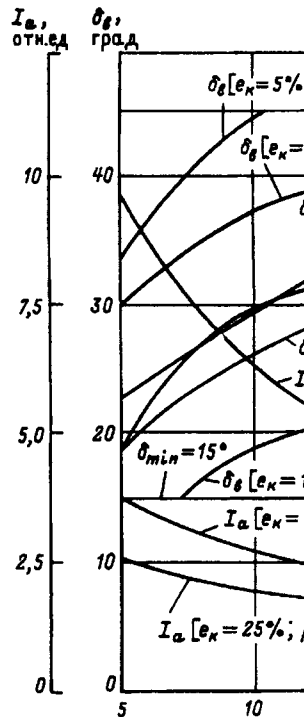


Рис. 11. Зависимости амплитуды I_a и угла погасания δ_B от величины опрокидывания

\bar{I}_a и угла погасания $\delta = L_d/L_\phi$ при различных K_d , которые представлены на рис. 11. Кривые, амплитуда аварийного тока при однофазном опрокидывании с увеличением $K_d = L_d/L_\phi$ и соответственно увеличению L_d и L_ϕ , например при $\bar{I}_a \approx 2,0$. Результаты исследования в отличие от двухфазного опрокидывания, не имеют тенденции к снижению начального угла регулирования.

Однако амплитуда аварийного тока зависит от величины угла регулирования выпрямителя, при котором выпрямитель переходит в инверторный режим.

При одинаковых индуктивностях выпрямителя и инвертора, при одинаковой коммутационной индуктивности, может работать в инверторном режиме, может работать в выпрямительном режиме. При работе с большими углами регулирования ($\beta_n \approx 90^\circ$) аварийный ток при двухфазном опрокидывании меньше, чем при однофазном.

Сопоставление аварийных процессов при двухфазном (рис. 8) и однофазном (рис. 10) опрокидывании инвертора показывает, что при одинаковых параметрах преобразователя сопровождается

ины, чем в случае одноия. Поэтому проверку раисторных вентилей инвережимах следует проводить го опрокидывания [9]. Как увеличение индуктивности ора L_d приводит к эффекмплитуды аварийного тока. ы и более быстрому проо тока через нуль способение угла опережения при в инверторный режим. Одла β_B не должно приводить опрокидыванию» переведенного выпрямителя. Расчеты по 45° выпрямитель опроки5 и $K_d < 10$ вследствие того, $\beta_B - \gamma$ становится малым, и ол запаса δ_B увеличивается ивает коммутационную успея. Работа выпрямителя с запаса δ_B при $e_k > 0,15$ и а возможной только при

ачениях β_B работа выпрям режиме становится пракй.

ислу основных научно-техникающих при разработке оборудования ГАЭС, ГТУ, ТЭС, относится создание изователей частоты (ТПЧ), отпый пуск энергоагрегатов регулирование частоты враобственных нужд ТЭС. На тных образцов необходимо ценить воздействие аварийование ТПЧ, что позволит запасы электрической прочт разработать оптимальный стемы защиты.

аварийных процессов в ТПЧ е опасные аварийные токи ном пробое тиристорного амыкании на полюсах выи выборе способа защиты иет основное внимание обвентильной прочности неорных вентилей, по котоийные токи.

ативным способом огранирийного тока и длительпри опрокидываниях иня перевод выпрямителя в с фиксированным углом ающим достаточный угол

закрытия для восстановления управляющей способности тиристорных вентилей.

Амплитуда аварийного тока получается максимальной при работе ТПЧ в режиме синхронизации, когда синхронная машина работает синхронно и синфазно с сетью. В зависимости от параметров преобразователя и величины угла опережения, с которым выпрямитель переводится в инверторный режим, аварийный ток либо сразу спадает до нуля, либо возникают затухающие колебания со спадом до нуля через два—шесть периодов основной частоты. Меньшие значения угла опережения при переводе выпрямителя в инверторный режим способствуют снижению амплитуды и длительности протекания аварийного тока. При этом нижняя граница угла опережения определяется коммутационной устойчивостью выпрямителя, работающего в инверторном режиме, и должна учитываться при выборе предельного угла регулирования выпрямителя.

4. Сопоставление аварийных токов при двух- и однофазном опрокидываниях инвертора ТПЧ показывает, что двухфазное опрокидывание сопровождается протеканием аварийных токов большей величины. Поэтому проверку теплового режима тиристорных вентилей инвертора в аварийных режимах следует проводить для случая двухфазного опрокидывания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Глебов И.А., Мамиконянц Л.Г. Проблемы пуска агрегатов ГАЭС. — М.: Энергия, 1974.
2. Глебов И.А., Шулаков Н.В., Крутяков Е.А. Проблемы пуска сверхмощных синхронных машин. — Л.: Наука, 1988.
3. Виницкий Ю.Д., Гельфанд Я.С., Сытин А.П. Тиристорные пусковые устройства в электроэнергетике. — М.: Энергоатомиздат, 1992.
4. Виницкий Ю.Д., Шакарян Ю.Г. Мощные частотно-регулируемые электроприводы механизмов собственных нужд тепловых электростанций. — Электричество, 1992, № 1.
5. Глух Е.М., Зеленов В.Е. Защита полупроводниковых преобразователей. — М.: Энергия, 1982.
6. Тормасов В.В. Исследование процесса записания выпрямителя передачи постоянного тока. — Изв. НИИПТ 1959, № 4.
7. Полупроводниковые выпрямители / Под ред Ф.И. Ковалева и Г.П. Мостковой. — М.: Энергия, 1978.
8. Тарасов А.Н., Волков Л.Р. Принцип построения токовой защиты тиристорного преобразователя частоты для мощного синхронного электропривода. — В сб.: Проблемы преобразовательной техники. — Киев: изд. ИЭД АН УССР 1987.
9. Тарасов А.Н., Толстов Ю.Г. Тепловой расчет тиристорных вентилей мощных преобразователей частоты в аварийных режимах. — Электричество, 1989, № 9.

[15.01.96]

Автор: Тарасов Анатолий Николаевич окончил электромеханический факультет Ленинградского политехнического института в 1963 г. Старший научный сотрудник АО «ЭНИН им. Г.М. Кржижановского»

Метод расчета импульсного сопротивления стержневого заземлителя

АННЕНКОВ В.З.

Разработан метод расчета импульсного сопротивления стержневого заземлителя в глинистых и перегнойных грунтах. Первые импульсные испытания при токах в несколько тысяч ампер были проведены в глинистых грунтах. Было установлено, что в глинистых грунтах нельзя не учитывать нелинейность вольт-амперной характеристики. Предлагаемый метод дает возможность выяснить вопрос об искрообразовании в грунте с нелинейной вольт-амперной характеристикой, рассчитывать импульсное сопротивление заземлителей при проектировании и эксплуатации, и анализировать аварии.

Ключевые слова: стержневой заземлитель, грунт, импульсное сопротивление, вольт-амперные характеристики, расчеты

Значения сопротивлений заземлителей воздушных линий электропередачи высокого напряжения определяются, в основном, требованиями молниезащиты. Однако в Правилах устройства электроустановок [1] указаны сопротивления таких заземлителей при промышленной частоте. Это сделано вынужденно, так как отсутствуют методы расчета величин импульсных сопротивлений заземлителей. Указанное обстоятельство приводит к ошибкам и недоразумениям при проектировании, сооружении и эксплуатации линий.

Импульсные сопротивления заземлителей молниезащиты, приведенные в Руководящих указаниях [2], были определены Е.Я. Рябковой путем моделирования в ванне с песчаным грунтом. Эта методика была применена также в [3]. Предполагалось, что критическая напряженность на границе зоны искрообразования примерно равна пробивной напряженности грунта в однородном электрическом поле и в процессе искрообразования остается неизменной [4]. Кроме того, считалось, что нелинейность вольт-амперной характеристики грунта приводит лишь к незначительному увеличению импульсного сопротивления заземлителей, а явления снижения импульсного сопротивления при увеличении тока через заземлители в глинистых грунтах имеют ту же физическую природу, что и в песчаных.

Однако при исследовании протяженных заземлителей молниезащиты — противовесов было установлено, что расхождения между расчетными и опытными импульсными сопротивлениями заземлителей увеличиваются с ростом величины импульсного тока. Было высказано предположение, что действительные критические напряжен-

A method for calculating the pulse resistance of a ground rod in various soils (clay, humus, sandy) has been developed. The first pulse experiments have been carried out in clay soil at currents of about some thousands amperes. It has been established that in clay soil it is necessary to take account non-linearity of volt-ampere characteristic. A method proposed makes it possible to elucidate a question of sparking in soil with non-linear volt-ampere characteristic as well as to calculate ground rod resistance for their designing, exploitation and for an analysis of faults.

Key words: ground rod, soils, pulse resistance, volt-ampere characteristics, calculation

ности много меньше, чем определенные в однородном электрическом поле на образцах грунта [5].

Это предположение было подтверждено при более детальном анализе результатов испытаний в натурных условиях [6].

Кроме того, было установлено, что в глинистых и перегнойных грунтах снижение импульсного сопротивления заземлителей при стекании токов молнии может определяться не искрообразованием в земле, а нелинейностью вольт-амперной характеристики грунта [7]. Найдено, что вольт-амперные характеристики всех грунтов, в том числе и песчаного, являются степенными функциями [8]:

$$E = E_n^{1-\beta} (\rho J)^\beta, \quad (1)$$

где E — напряженность электрического поля; J — плотность тока; ρ — удельное сопротивление грунта; E_n — начальная напряженность; β — коэффициент нелинейности вольт-амперной характеристики грунта.

При этом до напряженности E_n коэффициент нелинейности $\beta = 1$ и соблюдается законом Ома, а при $E = E_n$ под действием напряженности происходит скачкообразное изменение строения мицелл электролита земли, в результате чего коэффициент нелинейности в (1) скачкообразно уменьшается до меньшего значения в пределах $\beta = 1 \div 0,36$.

В [9] разработан метод расчета сосредоточенных заземлителей с помощью теории подобия и моделирования. Этот метод усовершенствован в [10] путем замены известной кривой Корсунцева аналитической зависимостью. В [11] про-

цессы искрообразования и деионизации характеризованы экспоненциальными функциями с эмпирическими коэффициентами. В результате авторы получили хорошее совпадение с опытными зависимостями импульсного сопротивления от времени не только на фронте, но и на спаде импульса тока.

В качестве первого шага земля здесь принимается однородной. Как и ранее, для приближенного учета неоднородности можно импульсное сопротивление определять по эквивалентному удельному сопротивлению грунта, найденному по сопротивлению заземлителя при промышленной частоте, а радиус нелинейности и фиктивный радиус искрообразования — по удельному сопротивлению в месте заложения заземлителя.

На торце заземлителя эквиградиентные поверхности не совпадают с эквипотенциальными, и поле при искрообразовании искажается. Однако влияние конца не так значительно. Кроме того, радиусы нелинейности и искрообразования будем определять в месте ввода тока, где электрическое поле близко к цилиндрическому. Как установлено Е.Я.Рябковой, удельное сопротивление грунта в зоне искрообразования можно считать равным нулю.

Здесь рассматривается заземлитель небольшой длины, когда его индуктивностью можно пренебречь. В грунтах обычного удельного сопротивления не применяются протяженные заземлители и, кроме того, можно пренебрегать емкостью заземлителя.

При стекании токов молнии сопротивление канала молнии много больше, чем сопротивление заземлителя, и поэтому ток можно считать заданным. Как установлено, формы кривых токов могут быть разнообразными, в том числе и фронты: как экспоненциальными, так и с нарастающей во времени крутизной. Однако для стандартизации и сравнения результатов, полученных в различных условиях, целесообразно импульсный ток считать линейно нарастающим.

Здесь, как и в [12], приняты следующие допущения:

- 1) земля однородна;
- 2) эквиградиентные поверхности совпадают с эквипотенциальными;
- 3) сопротивление зоны искрообразования пренебрежимо мало по сравнению с импульсным сопротивлением заземлителя;
- 4) сумма индуктивной и емкостной составляющих импульсного сопротивления пренебрежимо мала по сравнению с импульсным сопротивлением заземлителя;
- 5) импульсный ток (молнии) задан.

В [7] установлено, что вокруг заземлителя

могут образовываться три зоны: зона искрообразования, расположенная непосредственно около заземлителя, затем зона нелинейности, где удельное сопротивление меньше, чем в расположенной далее третьей зоне, в которой соблюдается закон Ома. Фиктивные радиусы нелинейности r_n и искрообразования $r_{\text{фнс}}$ определены ранее [12]. Здесь (после краткого перечисления найденных формул для r_n и $r_{\text{фнс}}$) предстоит вывести выражения для импульсного сопротивления для грунтов с нелинейной вольт-амперной характеристикой при искрообразовании в земле и сделать сравнения результатов расчета с данными расчетов по имеющимся методикам.

Радиус зоны нелинейности. В соответствии с (1) радиус зоны нелинейности увеличивается с ростом тока I , а также удельного сопротивления грунта ρ и для стержневого заземлителя он равен [13]:

$$r_n = l \sqrt{\sqrt{\frac{1}{4} + (r_{n1}/l)^2} - \frac{1}{2}}, \quad (2)$$

где r_{n1} — приближенная величина радиуса зоны нелинейности, когда $r_{n1} \ll l$;

$$r_{n1} = \frac{\rho l}{2\pi l E_n}; \quad (3)$$

l — длина заземлителя.

Фиктивный радиус зоны искрообразования. При дальнейшем увеличении импульсного тока вблизи заземлителя, т.е. в зоне нелинейности, начинаются процессы искрообразования или происходит пробой этой зоны и даже части зоны, в которой соблюдается закон Ома. Пробой происходит потому, что из-за задержки начала искрообразования нелинейностью вольт-амперной характеристики грунта к моменту начала искрообразования напряженности в земле возрастают. Если импульсный ток, стекающий с заземлителя, недостаточен для начала процессов искрообразования, то импульсное сопротивление уменьшается из-за нелинейности вольт-амперной характеристики грунта.

В процессе расширения зоны искрообразования критические напряженности уменьшаются по закону [14]:

$$E_k = \frac{N}{\sqrt{r_{\text{фнс}}}}, \quad (4)$$

где $N = 1,8 \cdot 10^5 \text{ В} \cdot \text{м}^{-1/2}$ — коэффициент, выбранный таким образом, что расчетные импульсные сопротивления всегда больше значений, полученных при натурных испытаниях, произведенных различными авторами.

Этот коэффициент может быть уточнен (уменьшен), если известна пробивная напряженность земли в однородном электрическом поле

$E_{пр}$, путем определения по формуле

$$N = E_{пр} \sqrt{r_0}, \quad (5)$$

где r_0 — радиус заземлителя, м.

В [12] получено следующее выражение, из которого может быть определен фиктивный радиус искрообразования стержневого заземлителя:

$$\rho I = \frac{2\pi N^{1/\beta} \sqrt{r_{фнс}^2 + l^2}}{r_{фнс}^{1/2\beta-1} E_n^{1/\beta-1}}. \quad (6)$$

Кроме того, в отдельных частных случаях получены формулы для определения этого радиуса:

1. При $r_{фнс} \ll l$

$$r_{фнс} = \left(\frac{E_n^{1-\beta}}{N} \left(\frac{\rho I}{2\pi l} \right)^\beta \right)^{\frac{1}{\beta-1/2}}. \quad (7)$$

2. При $r_{фнс} \gg l$

$$r_{фнс} = \left(\frac{E_n^{1-\beta}}{N} \left(\frac{\rho I}{2\pi} \right)^\beta \right)^{\frac{1}{2\beta-1/2}}. \quad (8)$$

3. При $\beta = 1/2$

$$r_{фнс} = l \sqrt{r_{нл}^2 \left(\frac{E_n}{N} \right)^4 - 1}. \quad (9)$$

4. При $\beta = 1$ [15]

$$r_{фнс} = r_{фт} \left(\sqrt[3]{\frac{1}{2} + M} + \sqrt[3]{\frac{1}{2} - M} \right), \quad (10)$$

где

$$M = \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{1}{27} \left(\frac{l}{r_{фт}} \right)^6};$$

$r_{фнс}$ — фиктивный радиус искрообразования без учета нелинейности; $r_{фт}$ — фиктивный радиус зоны искрообразования полушарового заземлителя;

$$r_{фт} = \sqrt[3]{\left(\frac{\rho I}{2\pi N} \right)^2}. \quad (11)$$

5. При $\beta = 0$ из (6) или (7) фиктивный радиус искрообразования получаем равным

$$r_{фнс} = \left(\frac{N}{E_n} \right)^2 \quad (12)$$

— значение, которое можно рассматривать как предел.

Как видно из (12), при $\beta = 0$ фиктивный радиус искрообразования не изменяется с ростом тока и не зависит от удельного сопротивления грунта, а также длины заземлителя.

В результате анализа процессов нелинейности и искрообразования установлено следующее. Импульсный ток, при котором начинается искрообразование в грунте с нелинейной вольт-амперной характеристикой,

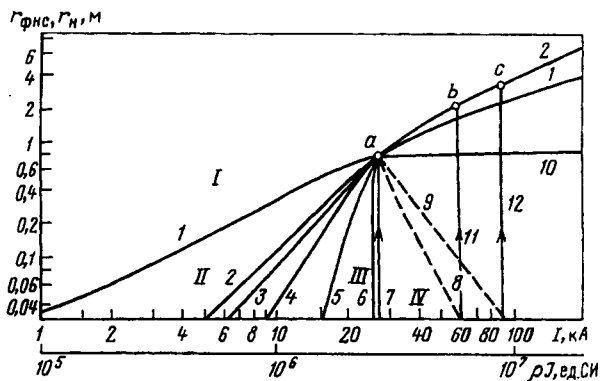


Рис. 1. Зависимости радиуса зоны нелинейности и фиктивного радиуса зоны искрообразования от тока и удельного сопротивления грунта при различных коэффициентах нелинейности вольт-амперной характеристики: I-IV — области искрообразования и нелинейности; l=2,5 м; r₀=3 см; 1 — радиус зоны нелинейности; 2 — фиктивный радиус зоны искрообразования, β=1; 3 — то же, β=0,87; 4 — то же, β=0,75; 5 — то же, β=0,6; 6 — то же, β=0,5; 7 — то же, β=0,492; 11, 8 — то же, β=0,4; 12, 9 — то же, β=0,36; 10 — то же, β=0

$$I_{ин} = \frac{2\pi N^{1/\beta}}{\rho r_0^{1/2\beta-1} E_n^{1/\beta-1}}. \quad (13)$$

Чем меньше коэффициент нелинейности грунта β , тем больше $I_{ин}$, т.е. тем больше задержка момента начала искрообразования и больше увеличение фиктивного радиуса искрообразования при росте тока. Как видно из формулы (13) и из анализа в [13], во все формулы фиктивного радиуса искрообразования, а также формулы для радиуса зоны нелинейности входит не ток I и не удельное сопротивление ρ , а их произведение ρI .

Зависимости фиктивного радиуса искрообразования стержневого заземлителя от тока и произведения ρI , подсчитанные по формуле (6), представлены на рис. 1. Как видно из рис. 1, с уменьшением коэффициента нелинейности грунта β скорость увеличения фиктивного радиуса искрообразования растет. Чтобы определить, при каком значении коэффициента нелинейности скорость увеличения фиктивного радиуса искрообразования становится бесконечно большой (частичный пробой зоны нелинейности), приравняем нулю производную произведения ρI по фиктивному радиусу искрообразования:

$$\frac{\partial(\rho I)}{\partial r_{фнс}} = 0. \quad (14)$$

Для этого преобразуем выражение (7) (при $r_{фнс} \ll l$):

$$\rho I = 2\pi l \frac{N^{1/\beta} r_{фнс}^{\beta-1/2}}{E_n^{(1-\beta)/\beta}}. \quad (15)$$

Подставляя в (14) значение ρI из (15), получаем следующее уравнение:

$$\frac{\partial(\rho I)}{\partial r_{\text{фнс}}} = K_1 (\beta - 1/2) r_{\text{фнс}}^{\beta-3/2} = 0, \quad (16)$$

где K_1 — постоянная.

Решением (16) является значение $\beta = 1/2$.

Это решение аналитически подтверждает вывод [12] о бесконечно большой скорости нарастания фиктивного радиуса при $\beta = 1/2$.

При $\beta < 1/2$ производная функции $r_{\text{фнс}} = f(\rho I)$ по ρI отрицательна, что не может быть, так как с увеличением произведения ρI радиус зоны искрообразования должен расти. Поэтому при $\beta < 1/2$, когда нелинейность вольт-амперной характеристики грунта еще больше, тем более должен происходить пробой зоны нелинейности при больших токах I , которые определяются выражением (13). Как видно из рис. 1, при $\beta < 1/2$ происходит полный пробой зоны нелинейности и даже части зоны, в которой соблюдается закон Ома. При $\beta = 1/2$ имеет место частичный пробой зоны нелинейности, так как с увеличением размеров зоны искрообразования электрическое поле из цилиндрического постепенно переходит в эллипсоидальное — в связи с тем, что значение фиктивного радиуса искрообразования становится соизмеримым с длиной заземлителя.

Пунктирные кривые 7—9 на рис. 1, пересекаясь с осью абсцисс, определяют места пробоя зоны нелинейности, изображенные сплошными прямыми со стрелками. Чем меньше коэффициент нелинейности β , тем больше ток начала искрообразования в виде пробоя зоны нелинейности. В пределе при $\beta = 0$ пунктирные кривые превращаются в прямую 10, параллельную оси абсцисс, и поэтому при $\beta = 0$ ни при каком значении тока и удельного сопротивления грунта не происходит пробоя зоны нелинейности.

Необходимо отметить, что пересечение всех кривых на рис. 1 в одной точке a обусловлено пересечением в одной точке зависимостей напряженностей в земле от радиального расстояния до заземлителя при различных коэффициентах нелинейности вольт-амперной характеристики грунта.

Импульсное сопротивление. Сопротивление зоны нелинейности и остальной земли без искрообразования определено в [13]. При этом предполагалось, что в отличие от принятого в настоящей статье искрообразование в земле не возникает. При этом импульсное сопротивление определялось как сумма сопротивлений зоны нелинейности от $r=r_0$ до $r=r_n$ и остальной земли от $r=r_n$ до ∞ .

При возникновении искрообразования в земле зона искрообразования как бы увеличивает радиус заземлителя с r_0 до радиуса зоны искрообразования, определенного ранее с учетом зоны не-

линейности — $r_{\text{фнс}}$. Подставляя в формулу импульсного сопротивления, выведенную в [13], вместо r_0 радиус зоны искрообразования $r_{\text{фнс}}$, получаем формулу импульсного сопротивления стержневого заземлителя при стекании с него импульсного тока с учетом искрообразования в земле, имеющей нелинейную вольт-амперную характеристику:

$$R_{\text{ис}} = \frac{\rho}{2\pi l} \left[\left[\frac{l}{r_{n1}} \right]^{1-\beta} F_{\beta} \left(\frac{r_{\text{фнс}}}{l}; \frac{r_n}{l} \right) + \ln \frac{1 + \sqrt{1 + (r_n/l)^2}}{r_n/l} \right], \quad (17)$$

где

$$F_{\beta} \left(\frac{r_{\text{фнс}}}{l}; \frac{r_n}{l} \right) = \int_{r_{\text{фнс}}/l}^{r_n/l} \frac{d\lambda}{(\lambda \sqrt{1 + \lambda^2})^{\beta}}, \quad (18)$$

а $r_{\text{фнс}}$ в зависимости от значения коэффициента нелинейности грунта β определяется по формулам (6) или (7), или (8), или (9), или (10).

Как здесь установлено, формула (17) используется в пределах $\beta = 1 \div 1/2$, так как при $\beta < 1/2$ зона нелинейности оказывается пробитой непосредственно после начала искрообразования. Таким образом, при $\beta < 1/2$ роль нелинейности вольт-амперной характеристики грунта сводится к задержке начала искрообразования в соответствии с формулой (13). При этом пробивная прочность грунта как бы увеличивается. А затем импульсное сопротивление стержневого заземлителя определяется так же, как это было сделано для песчаного грунта.

Если зона нелинейности оказывается пробитой (при $\beta = 0 \div 1/2$), то расчет стержневого заземлителя при токах, равных и больших тока начала искрообразования, производится по формулам из [15].

Импульсный коэффициент стержневого заземлителя, как известно, равен

$$\alpha = \frac{R_{\text{ис}}}{R_0}, \quad (19)$$

где R_0 — сопротивление заземлителя при напряжениях в земле, меньших E_n :

$$R_0 = \frac{\rho}{2\pi l} \ln \frac{2l}{r_0}. \quad (20)$$

Результаты расчетов импульсных коэффициентов стержневых заземлителей по формулам (17)—(25) в грунтах с коэффициентами нелинейности $\beta = 1$ и $\beta = 1/3$ сведены в табл. 1. Если в таблице приведено одно число, то это означает, что зона нелинейности при указанном токе пробита и искрообразование развивается так же, как

Таблица 1

Импульсные коэффициенты стержневых заземлителей в песчаных (числитель) и глинистых (знаменатель) грунтах ($E_H=2$ кВ/см, $E_{пр}=10,4$ кВ/см, $r_0=3$ см)

l, м	I, кА	Значения $\alpha=R_{ис}/R_0$ при ρ , Ом·м						
		10	50	100	500	1000	1500	2000
2,5	25	1,0/0,9	0,64/0,74	0,38/0,63	0,10	0,061	0,047	0,039
	50	0,99/0,87	0,38/0,60	0,21/0,54	0,061	0,039	0,030	0,025
	100	0,72/0,77	0,21/0,52	0,12/0,46	0,039	0,025	0,019	0,016
	200	0,46/0,67	0,12/0,46	0,074	0,025	0,016	0,012	0,010
5	25	1,0/1,0	0,92/0,87	0,68/0,87	0,20/0,64	0,12/0,44	0,087	0,071
	50	1,0/0,96	0,68/0,69	0,44/0,67	0,11/0,45	0,071	0,052	0,043
	100	0,99/0,94	0,44/0,67	0,25/0,57	0,071	0,043	0,033	0,026
	200	0,75/0,8	0,25/0,57	0,14/0,48	0,043	0,026	0,021	0,017
10	25	1,0/1,0	1,0/0,94	1,0/0,87	0,43/0,67	0,25/0,58	0,17/0,52	0,10/0,49
	50	1,0/0,99	1,0/0,87	0,71/0,79	0,25/0,58	0,10/0,49	0,096	0,081
	100	1,0/0,97	0,71/0,79	0,50/0,70	0,10/0,49	0,081	0,060	0,048
	200	0,99/0,85	0,50/0,70	0,30/0,51	0,081	0,048	0,037	0,031
20	25	1,0/1,0	1,0/1,0	1,0/0,95	0,68/0,79	0,49/0,70	0,38/0,65	0,30/0,61
	50	1,0/1,0	1,0/0,95	0,93/0,89	0,49/0,70	0,30/0,61	0,21/0,56	0,16/0,53
	100	1,0/1,0	0,93/0,89	0,74/0,81	0,30/0,61	0,17/0,53	0,12/0,48	0,094
	200	1,0/0,93	0,74/0,54	0,55/0,65	0,17/0,53	0,094	0,070	0,057

и в песчаном грунте. При этом коэффициент нелинейности $\beta=1$, а критическая напряженность на границе зоны искрообразования меньше начальной: $E_k < E_H$. Этот процесс отличается от начальной фазы искрообразования в песчаном грунте, когда $\beta=0,87 \div 0,88$. Из табл. 1 следует, что в глинистых и перегнойных грунтах вследствие задержки начала искрообразования, а также выравнивания электрического поля в процессе искрообразования коэффициенты α в основном больше, чем в песчаном грунте. При этом в глинистых грунтах, обладающих меньшими коэффициентами нелинейности, импульсные коэффициенты могут быть в несколько раз больше, чем в песчаных.

В табл. 2 в знаменателе дроби даны результаты расчета заземлителей при $\beta=1/3$ из табл. 1, которые сравниваются с данными из [3], полученными путем моделирования в ванне с песчаным грунтом (числитель). Как видно из табл. 2, в хорошо проводящих грунтах и при относительно небольших значениях токов результаты расчетов очень близки несмотря на различие физических процессов, происходящих в модели и в действительности. Это обстоятельство позволило авторам натурных испытаний считать, что в глинистых грунтах снижение импульсного сопротивления объясняется возникновением искровых процессов — так же, как и в песчаных. После пробоя зоны нелинейности разница между результатами расчетов достигает нескольких сотен процессов за счет неучета в [3] изменения критической напряженности в процессе увеличения зоны искрообразования в земле (неверно приняты критерия подобия).

Таблица 2

Сравнение результатов расчета с данными из [3]

l, м	I, кА	Значения импульсных коэффициентов при β (Ом·м), равных			
		100	500	1000	1500
2,5	25	0,7/0,63	0,38/0,1	0,3/0,061	0,26/0,047
	50	0,55/0,54	0,27/0,061	0,21/0,039	0,18/0,03
	100	0,4/0,46	0,18/0,039	0,14/0,025	0,12/0,019
10	25	1,03/0,87	0,73/0,67	0,53/0,58	0,46/0,52
	50	0,87/0,79	0,58/0,58	0,41/0,49	0,36/0,096
	100	0,71/0,70	0,42/0,49	0,30/0,081	0,25/0,060

При подсчете импульсных сопротивлений индуктивность и емкость заземлителей не учитывались (в соответствии с принятым допущением), чтобы лучше выявить роль проводимости и ее зависимость от тока, а также от удельного сопротивления грунта. Поэтому данные табл. 1 справедливы для пологих фронтов тока молнии, а также для токов короткого замыкания — кратковременных токов промышленной частоты. Детальный учет индуктивности и емкости заземлителей, например заземлителей в плохо проводящих грунтах, требует отдельного рассмотрения.

При малых токах импульсное сопротивление заземлителей в глинистых грунтах меньше, чем в песчаных. При предельных токах молнии, наоборот, в песчаных грунтах импульсное сопротивление заземлителей меньше, чем в глинистых.

Сравнение результатов расчета с данными расчетов по существующим методикам. Сравнение с расчетными зависимостями из [10] и [11] сделано на рис. 2, из которого видно, что результаты расчетов в [10] и [11] согласуются между собой. Эти результаты сравниваются с дан-

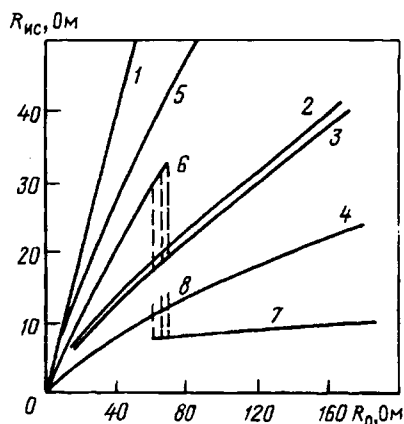


Рис. 2. Зависимости импульсного сопротивления стержневого заземлителя от сопротивления растеканию по данным различных авторов: 1 — $R_0/I=0$; 2 — [10]; $I=20$ кА; 3, 4 — [11]; 5, 6, 7 и 8 — $r_0=0,03$ м; $l=10$ м, 3, 5 — $I=25$ кА; 4, 6, 7, 8 — $I=100$ кА

ными табл. 1 при $\beta = 1/3$. Как следует из рис. 2, при импульсном токе 25 кА и длине заземлителя 10 м в глинистом грунте искрообразование не возникает, и поэтому подсчитанные здесь импульсные сопротивления (кривая 5) больше, чем в [10] и [11]. При той же длине заземлителя и токе 100 кА (кривая 6) происходит пробой зоны нелинейности, в результате чего кривая 6 переходит в кривую 7 через пунктирные прямые 8, положение которых определяется конкретными характеристиками грунта, при тех же значениях сопротивления растеканию. После пробоя зоны нелинейности рассчитанные здесь импульсные сопротивления много ниже, чем в [10] и [11]. При близких электрических характеристиках песка и глины кривая 7 близка к характеристике песчаного грунта.

О натурных испытаниях стержневых заземлителей. Сравнение результатов расчета по предлагаемому методу и данных натурных испытаний стержневых заземлителей в песчаном грунте сделано в [15], а в глинистом без учета искрообразования — в [13].

В [17], кроме данных испытаний заземлителей длиной 1–2 м в грунтах с $\rho = 27 \div 56$ Ом·м, приведены результаты испытаний стержневых заземлителей при уменьшении длины, в результате чего плотность тока, стекающего с заземлителя, увеличивалась и вероятность начала искрообразования росла. К сожалению, авторы [17] не сообщили полных данных об испытываемых заземлителях, и в отличие от песчаного грунта сравнение результатов расчета и натурных испытаний невозможно. Поэтому в приложении дан лишь пример расчета с исходными данными, близкими, по-видимому, к характеристикам заземлителей во время испытаний.

Как видно из расчета приложения, даже в

относительно хорошо проводящих грунтах принципиально возможно искрообразование в глинистом грунте в результате пробоя зоны нелинейности. При этом расчетный импульсный коэффициент такой же, какой авторы рекомендуют для песчаного грунта (по результатам испытаний авторы для больших импульсных токов рекомендуют существенно различные импульсные коэффициенты для глинистых и песчаных грунтов, отличающиеся более чем в 2 раза и соответственно равные 0,65 и 0,3.)

В связи с тем, что перегнойные грунты имеют также существенно нелинейную вольт-амперную характеристику, все сказанное о стержневых заземлителях в глинистых грунтах относится, без сомнения, и к стержневым заземлителям в перегнойных грунтах.

О зависимости импульсного сопротивления заземлителя от его длины. Считается, что с уменьшением длины заземлителя его импульсное сопротивление приближается к импульсному сопротивлению полушарового заземлителя небольшого радиуса. Кроме того, предполагается, что сопротивление при самозаземлении молнии также равно этому сопротивлению [4]. Поэтому в [4] начальная часть зависимости $z_{\text{и}} = f(l)$ соединена с зависимостью для импульсного сопротивления полушарового заземлителя. Однако более детальный анализ формулы импульсного сопротивления показал, что это неверно. Дело в том, что формулы импульсного сопротивления есть формулы сопротивления эллипсоида вращения в земле, причем эллипсоид вращения имеет такую же длину, как и заземлитель. При этом оказывается, что импульсное сопротивление эллипсоида вращения при длинах порядка долей метра примерно в 2 раза меньше, чем импульсное сопротивление полушарового заземлителя.

Как известно, после разрядов молнии в землю в песке остаются так называемые фульгуриты, или «чертовы пальцы», из расплавленного кварца,

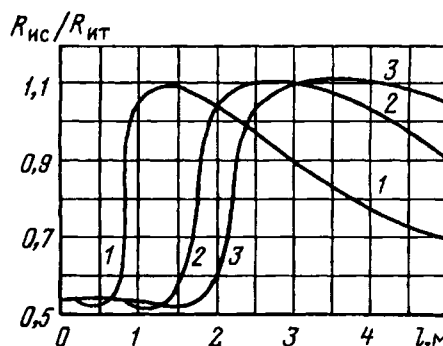


Рис. 3. Расчетные зависимости отношения импульсного сопротивления стержневого заземлителя к импульсному сопротивлению полушарового заземлителя в зависимости от длины l в песчаном грунте с удельным сопротивлением 100 Ом при различных токах молнии: 1 — $I=25$ кА, 2 — 50 кА, 3 — 100 кА

которые имеют форму, близкую к полуэллипсоиду вращения, а не к полушару. Как видно из рис. 3, при увеличении длины заземлителя, начиная с минимального значения, импульсное сопротивление заземлителя резко увеличивается вследствие выравнивания электрического поля телом заземлителя, достигая максимума, который примерно на 10% больше, чем импульсное сопротивление полушарового заземлителя. В связи с этим возникает задача выбора оптимальной длины стержневого заземлителя. Однако это требует дополнительного исследования.

Выводы. 1. При определении импульсного сопротивления заземлителей в песчаных грунтах вольт-амперную характеристику грунта можно считать прямолинейной и проходящей через начало координат.

2. При расчете импульсного сопротивления заземлителей в глинистых и перегнойных грунтах необходимо учитывать нелинейность вольт-амперной характеристики этих грунтов.

3. Импульсные сопротивления заземлителей в глинистых грунтах могут быть в несколько раз больше, чем в песчаных за счет задержки или отсутствия искрообразования в земле. Если искрообразование отсутствует, то снижение импульсного сопротивления обусловлено нелинейностью вольт-амперной характеристики грунта.

4. В глинистых грунтах с коэффициентом нелинейности, меньшим или равным $1/2$, при достаточной величине тока происходит полный или частичный пробой зоны нелинейности. В момент пробоя импульсное сопротивление стержневого заземлителя уменьшается скачкообразно. Развитие зоны искрообразования за пределами зоны нелинейности происходит при коэффициенте нелинейности, равном единице.

5. При увеличении размеров зоны искрообразования происходит падение критической напряженности на границе этой зоны. За пределами зоны нелинейности критическая напряженность меньше начальной.

6. Разработанный метод расчета импульсного сопротивления стержневого заземлителя дает меньшие значения импульсных сопротивлений, чем ранее полученные.

7. Импульсное сопротивление стержневого заземлителя с увеличением его длины может возрастать.

8. В Правилах устройства электроустановок наряду с сопротивлениями заземлителей при промышленной частоте должны быть приведены импульсные сопротивления. Первые необходимы для эксплуатационного контроля, а вторые должны учитываться при проектировании и при анализе аварий.

Приложение. Пример расчета импульсного сопротивления стержневого заземлителя в глинистом грунте.

Пусть требуется определить импульсное сопротивление стержневого заземлителя в глинистом грунте, который был испытан [17]. Сопротивление заземлителя при промышленной частоте $R_0 = 70$ Ом. В указанном авторами [17] диапазоне $\rho = 30 \div 80$ Ом·м выбираем наибольшее значение — 80 Ом·м, так как 70 Ом — наибольшее из приведенных значений сопротивления. Остальные данные принимаем согласно таблице из [8]: коэффициент нелинейности $\beta = 1/2$, пробивная прочность грунта в однородном электрическом поле — $E_{пр} = 4$ кВ/см, начальная напряженность $E_n = 1,36$ кВ/см. Принятому значению удельного сопротивления грунта (80 Ом·м) соответствует длина стержня, равная $l = 0,75$ м, что близко к длине указанной авторами на иллюстрациях — 1 м.

При принятых исходных данных ток начала искрообразования в соответствии с формулой [13]:

$$I_n = \frac{2\pi l N^2}{\rho E_n} = \frac{2\pi l E_{пр}^2 r_0}{\rho E_n} = 2750 \text{ А.}$$

Импульсный ток в момент испытания стержневого заземлителя при указанной плотности $J = 2,4$ А/см²

$$I = J 2\pi r_0 l = 2900 \text{ А.}$$

Полученный расчетный ток начала искрообразования $I_n = 2,75$ кА меньше тока при испытаниях (2,9 кА). Поэтому искрообразование возможно. Если бы было принято $E_{пр} = 5$ кВ/см, что соответствует образцу из красной глины из таблицы в [8], то, как показывает расчет, искрообразование было бы невозможно, но одновременно нельзя было бы расчетом получить достаточно низкий импульсный коэффициент только за счет нелинейности вольт-амперной характеристики грунта.

Согласно [2] радиус зоны нелинейности

$$r_n = \sqrt{1/4 + (r_{n1}/l)^2} - 1/2 = 0,33 \text{ м,}$$

где

$$r_{n1} = \frac{\rho l}{2\pi l E_n} = 0,36 \text{ м.}$$

По (9) фиктивный радиус искрообразования стержневого заземлителя

$$r_{фнс} = l \sqrt{r_{n1}^2 \left(\frac{E_n}{N}\right)^4 - 1} = 0,96 \text{ м,}$$

что больше радиуса зоны нелинейности $r_n = 0,33$ м. Поэтому при токе $I = 2,9$ кА зона нелинейности пробита и расчет следует вести при коэффициенте нелинейности $\beta = 1$, как в песчаном грунте, по методике, изложенной в [15]; согласно (10)

$$r_{\text{фнс}} = r_{\text{фс}} = r_{\text{ф}} \left(\sqrt[3]{\frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{1}{27} \left(\frac{l}{r_{\text{фт}}} \right)^6}} + \sqrt[3]{\frac{1}{2} - \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{1}{27} \left(\frac{l}{r_{\text{фт}}} \right)^6}} \right) = 0,439 \text{ м},$$

где

$$r_{\text{фт}} = \sqrt[3]{\left(\frac{\rho I}{2\pi N} \right)^2} = 0,692 \text{ м}.$$

В результате импульсное сопротивление стержневого заземлителя согласно [15]

$$R_{\text{ис}} = \frac{\rho}{2\pi l} \ln \frac{1 + \sqrt{1 + \left(\frac{r_{\text{фс}}}{l} \right)^2}}{r_{\text{фс}}/l} = 22,2 \text{ Ом}$$

и импульсный коэффициент

$$\alpha = R_{\text{ис}}/R_0 = 0,32,$$

что близко к опытному значению, равному 0,3.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Правила устройства электроустановок. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Руководящие указания по защите от перенапряжений электротехнических установок переменного тока 3—220 кВ. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1954.
3. Мишкин В.М. Молниезащита сельскохозяйственных объектов. — М.: Колос, 1979.
4. Рябкова Е.Я. Заземления в установках высокого напряжения. — М.: Энергия, 1978.

5. Анненков В.З. Исследование протяженных заземлителей грозозащиты в плохо проводящих грунтах: Автореф. дис. канд. техн. наук — М.: МЭИ, 1974.

6. Рябкова Е.Я. Уточненный метод расчета вертикальных заземлителей. — Электричество, 1986, № 2.

7. Анненков В.З. Вольт-амперные характеристики грунтов и сопротивление сосредоточенных заземлителей при токах молнии / Харьковский политехнич. ин-т. Деп. в ВИНТИ, 1209эн—Д83, 1983.

9. Корсунцев А.В. Приложение теории подобия к расчету импульсных характеристик сосредоточенных заземлителей. — Электричество, 1958, № 5.

10. Chisholm W.A., Janichewskyj W. Lightning surge response of ground electrodes. — IEEE Trans. on Power Delivery, apr. 1989, d. 4, № 2.

11. Liew A., Darveniza M. Dynamic model of impulse characteristics of concentrated earths — IEEE Proceeding, 1974, vol. 121, № 2.

12. Анненков В.З. Радиусы искрообразования и пробой грунта при растекании тока молнии с сосредоточенных заземлителей. — Электричество, 1995, № 8.

13. Анненков В.З. Расчет импульсных характеристик стержневого заземлителя с учетом нелинейности грунта. — Электричество, 1989, № 11.

14. Анненков В.З. Искрообразование в земле вокруг заземлителей молниезащиты. — Электричество, 1993, № 12.

15. Анненков В.З. Метод расчета импульсного сопротивления стержневого заземлителя в песчаном грунте. — Электричество, 1995, № 6.

16. Вольт-амперные характеристики грунта при короткозамкнутых токах промышленной частоты. — Электричество, 1991, № 3.

17. Вайнер А.Л., Потужный А.К., Фертик С.М. Импульсные характеристики единичных заземлителей. — Электрические станции, 1941, № 3.

18. Bellaschi P.L., Frimington R.E., Snouden A.E. Impulse and 60-cycle characteristics of driven grounds. II. — Trans. of the AIEE, 1942, vol. 61.

[28.03.96]

Автор: Анненков Виктор Захарович окончил электроэнергетический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1959 г. В 1975 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию по теме «Исследование протяженных заземлителей грозозащиты линий электропередачи в плохо проводящих грунтах». Старший научный сотрудник Всероссийского научно-исследовательского института электроэнергетики.

Поле точечного заземления в полубесконечной неоднородной среде

МЕЙЕР А.А.

Рассмотрено распределение потенциала от произвольно расположенного точечного источника тока в полубесконечной неоднородной среде, проводимость которой изменяется в направлении, параллельном поверхности. В качестве примера приведено решение для экспоненциального распределения проводимости.

Ключевые слова: полубесконечная неоднородная среда, точечный источник тока, распределение потенциала, расчет

Электрический потенциал $\Phi(x, y, z)$ в неоднородной среде, проводимость которой $\sigma(x, y, z)$ зависит от координат, описывается уравнением

$$\sigma(x, y, z) \Delta \Phi + \nabla \sigma(x, y, z) \nabla \Phi = 0. \quad (1)$$

В статье рассмотрен случай одномерной неоднородности, когда проводимость среды изменяется в направлении, параллельном поверхности. Принимая направление изменения проводимости за ось x , можно записать уравнение (1) в виде

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} + \frac{1}{\sigma(x)} \frac{d\sigma}{dx} \frac{\partial \Phi}{\partial x} = 0. \quad (2)$$

Аналогичная задача для точечного источника тока, расположенного на поверхности, рассматривалась ранее¹. Здесь же рассмотрим более общий случай, когда источник тока i расположен не на поверхности, а в произвольной точке (x_0, y_0, z_0) рассматриваемой среды. Не уменьшая общности рассмотрения, можно выбрать прямоугольную систему координат таким образом, чтобы ось z проходила через источник тока перпендикулярно поверхности. В этом случае $x_0=0, y_0=0$ и координаты источника тока в этой системе будут $(0, 0, -z_0)$.

Дополним рассматриваемое полупространство его зеркальным отражением до полного пространства. Тогда в дополненном пространстве окажется второй источник тока i' с координатами $(0, 0, +z_0)$, являющийся зеркальным отражением от поверхности источника i . В силу симметрии задачи относительно поверхности ток через поверхность равен нулю.

Таким образом, задача об источнике тока в полупространстве, неоднородном в направлении, параллельном поверхности, сводится к задаче о двух равных источниках токов одного знака, рас-

The paper considers a distribution of a potential of an arbitrary located point current source in a semi-infinite non-homogeneous medium with conductivity, which changes in the direction parallel to a surface. A solution for the exponential conductivity distribution is given as an example.

Key words: semi-infinite non-homogeneous medium, point current source, potential distribution, calculation

положенных на расстоянии $2z_0$ друг от друга в бесконечном пространстве, неоднородном в направлении, перпендикулярном линии, проходящей через оба источника. Далее, в силу принципа суперпозиции можем рассматривать решение для двух источников как сумму решений для каждого источника в отдельности.

Рассмотрим задачу об одном источнике тока i в неоднородной бесконечной среде, проводимость которой изменяется только в одном направлении. Эту задачу целесообразно решать в цилиндрической системе координат r, z, φ , ось z которой совпадает с направлением изменения проводимости и проходит через источник тока. Не уменьшая общности рассмотрения, можем положить $z_0=0$, т.е. поместить источник в начало цилиндрической системы координат. В этом случае решение можно представить в виде

$$\Phi = \int_0^\infty u(z, \lambda) J_0(\lambda r) d\lambda, \quad (3)$$

где $u(z, \lambda)$ есть решение уравнения

$$\frac{d^2 u}{dz^2} + \frac{1}{\sigma} \frac{d\sigma}{dz} \frac{du}{dz} - \lambda^2 u = 0. \quad (4)$$

Так как при $z=0$ имеет место сингулярность, следует рассматривать решение $u(z, \lambda)$ отдельно для области $z<0$ и для области $z>0$. Уравнение (4) имеет два линейно независимых решения. Обозначим то из них, которое стремится к нулю при $z \rightarrow -\infty$ через $u_-(z, \lambda)$, а то, которое стремится к нулю при $z \rightarrow +\infty$ — через $u_+(z, \lambda)$. Тогда для функции $u(z, \lambda)$ в выражении (3) можно написать

$$u(z, \lambda) = A_1(\lambda) u_-(z, \lambda), \quad z < 0; \quad (5)$$

$$u(z, \lambda) = A_2(\lambda) u_+(z, \lambda), \quad z > 0. \quad (6)$$

Для того чтобы потенциал $\Phi(r, z)$ был непрерывен при переходе через плоскость $z=0$, достаточно положить

¹ Мейер А.А. Потенциал точечного источника тока в полубесконечной неоднородной среде, проводимость которой изменяется в направлении, параллельном дневной поверхности. — Изв. АН СССР.

$$A_1(\lambda) = A(\lambda) u_+(0, \lambda); \quad (7)$$

$$A_2(\lambda) = A(\lambda) u_-(0, \lambda). \quad (8)$$

Определим теперь условия, накладываемые на функцию $u(z, \lambda)$ наличием источника тока i в точке $(r=0, z=0)$. Для этого рассмотрим полный ток, протекающий через боковую поверхность бесконечного круглого цилиндра радиусом ρ , ось которого совпадает с осью z , а образующая параллельна оси z . Очевидно, что этот ток должен быть равен току источника i . Поэтому можно написать

$$i = -2\pi\rho \int_{-\infty}^{+\infty} \sigma(z) \frac{d}{dr} \int_0^\infty J_0(\lambda r) |_{r=\rho} u(z, \lambda) d\lambda dr. \quad (9)$$

Выражая величину $\sigma(z)u(z, \lambda)$ из уравнения (4), получаем

$$\begin{aligned} i = 2\pi\rho \int_{-\infty}^{+\infty} J_1(\lambda\rho) \int_0^\infty \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dz} \left[\sigma(z) \frac{du}{dz} \right] d\lambda dz = 2\pi\rho \int_0^\infty J_1(\lambda\rho) \times \\ \times \left\{ \int_{-\infty}^0 \frac{d}{dz} \left[\sigma(z) \frac{du}{dz} \right] dz + \int_0^\infty \left[\sigma(z) \frac{du}{dz} \right] dz \right\} \frac{d\lambda}{\lambda} = -2\pi\rho \int_0^\infty J_1(\lambda\rho) \times \\ \times \left\{ \left[\sigma(z) \frac{du}{dz} \right]_{+0} - \left[\sigma(z) \frac{du}{dz} \right]_{-0} \right\} \frac{d\lambda}{\lambda}. \quad (10) \end{aligned}$$

Очевидно, что полученное выражение для тока не должно зависеть от радиуса ρ построенного вокруг источника бесконечного цилиндра. Поэтому на функцию $u(z, \lambda)$ следует наложить условие

$$\left[\sigma(z) \frac{du}{dz} \right]_{+0} - \left[\sigma(z) \frac{du}{dz} \right]_{-0} = -\frac{\lambda i}{2\pi}. \quad (11)$$

Тогда

$$i = \int_0^\infty J_1(\lambda\rho) \rho d\lambda = i \int_0^\infty J_1(\xi) d\xi = iJ_0(0) = i.$$

Покажем теперь, что выражение (3) с функцией $u(z, \lambda)$, непрерывной при $z=0$ и определяемой из уравнения (4) при выполнении условия (11), действительно является решением задачи о потенциале точечного источника тока в бесконечном неоднородном пространстве. Для этого достаточно доказать, что при переходе через плоскость $z=0$ имеет место непрерывность тока $-\sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z}$. Иными словами, необходимо доказать, что ток, втекающий через любую площадку $\Gamma \Delta \Gamma \Delta \varphi$ плоскости $z=0$, равен току, вытекающему из этой площадки, если только эта площадка не содержит точки $(r=0, z=0)$ в которой находится источник тока i ; т. е. необходимо доказать равенства:

$$\int_{\varphi}^{\varphi+\Delta\varphi} \int_r^{r+\Delta r} \left(\sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{z=+0} - \sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{z=-0} \right) r dr d\varphi = 0; \quad (12)$$

$$-\int_0^{2\pi} \int_0^r \left(\sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{z=+0} - \sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{z=-0} \right) r dr d\varphi = i. \quad (13)$$

Подставляя сюда выражение $\Phi(r, \varphi)$ из (3) и используя условие (11), получаем

$$\begin{aligned} & \int_{\varphi}^{\varphi+\Delta\varphi} \int_r^{r+\Delta r} \left(\sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{r=+0} - \sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{z=-0} \right) r dr d\varphi = \\ & = \Delta\varphi \int_r^{r+\Delta r} \int_0^\infty J_0(\lambda r) \left[\sigma \frac{du}{dz} \Big|_{+0} - \sigma \frac{du}{dz} \Big|_{-0} \right] r dr d\lambda = \\ & = \frac{\Delta\varphi i}{2\pi} \int_0^\infty \int_r^{r+\Delta r} J_0(\lambda r) (\lambda r) d(\lambda r) \frac{d\lambda}{\lambda} = \frac{i \Delta\varphi}{2\pi} \times \\ & \times \left\{ \int_0^\infty J_1(\lambda(r+\Delta r)(r+\Delta r)) d\lambda - \int_0^\infty J_1(\lambda r) r d\lambda \right\} = \\ & = \frac{i \Delta\varphi}{2\pi} \left[\int_0^\infty J_1(\xi) d\xi - \int_0^\infty J_1(\xi) d\xi \right] = 0. \end{aligned}$$

Аналогично имеем

$$\begin{aligned} & -\int_0^{2\pi} \int_0^r \left(\sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{z=+0} - \sigma \frac{\partial \Phi}{\partial z} \Big|_{z=-0} \right) r dr d\varphi = \\ & = -2\pi \int_0^\infty \int_0^r J_0(\lambda r) \left(\sigma \frac{du}{dz} \Big|_{+0} - \sigma \frac{du}{dz} \Big|_{-0} \right) r dr d\lambda = \\ & = i \int_0^\infty \int_0^r J_0(\lambda r) (\lambda r) dr d\lambda = i \int_0^\infty \int_0^r J_0(\xi) \xi d\xi \frac{d\lambda}{\lambda} = \\ & = i \int_0^\infty J_1(\lambda r) (\lambda r) \frac{d\lambda}{\lambda} = i \int_0^\infty J_1(\xi) d\xi = iJ_0(0) = i. \end{aligned}$$

Подставляя значения функции $u(z, \lambda)$ из (5) и (6) при учете (7) и (8) в условие (11), получим для величины $A(\lambda)$ выражение

$$A(\lambda) = -\frac{i}{2\pi} \frac{\lambda}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dz} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dz} \Big|_{-0}}. \quad (14)$$

Итак, функция $u(z, \lambda)$ имеет вид

$$\left. \begin{aligned} u(z, \lambda) &= -\frac{i}{2\pi} \frac{\lambda u_+(0, \lambda) u_-(z, \lambda)}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dz} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dz} \Big|_{-0}}, \\ z &< 0; \\ u(z, \lambda) &= -\frac{i}{2\pi} \frac{\lambda u_-(0, \lambda) u_+(z, \lambda)}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dz} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dz} \Big|_{-0}}, \\ z &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Таким образом, потенциал точечного источника тока в бесконечной среде с неоднородностью в направлении оси z можно записать в виде

$$\left. \begin{aligned} \Phi(r, z) &= -\frac{i}{2\pi} \int_0^\infty J_0(\lambda, r) \times \\ &\times \frac{\lambda u_+(0, \lambda) u_-(z, \lambda)}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dz} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dz} \Big|_{-0}}, \quad z < 0; \\ \Phi(r, z) &= -\frac{i}{2\pi} \int_0^\infty J_0(\lambda r) \times \\ &\times \frac{\lambda u_-(0, \lambda) u_+(z, \lambda)}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dz} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dz} \Big|_{-0}}, \quad z > 0. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Перейдем теперь к системе прямоугольных координат x', y', z' с центром, совпадающим с источником тока i и с направлением оси z вдоль неоднородности (т.е. ось z мы теперь обозначим через x'). В этой системе координат выражение для потенциала $\Phi(x', y', z')$ будет иметь вид

$$\Phi(x', y', z') = \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y'^2 + z'^2}) u(x', \lambda) d\lambda. \quad (17)$$

Вернемся к первоначальной системе координат x, y, z с началом координат на поверхности $z=0$:

$$x' = x; \quad y' = y; \quad z' = z - z_0. \quad (18)$$

В этой системе координат потенциал источника тока i имеет вид

$$\Phi(x, y, z) = \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z - z_0)^2}) u(x, \lambda) d\lambda. \quad (19)$$

Аналогично получим решение для второго источника тока i' . Для этого заменим z_0 на $-z_0$. Имеем

$$\Phi'(x, y, z) = \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z + z_0)^2}) u(x, \lambda) d\lambda. \quad (20)$$

Таким образом, решение поставленной задачи имеет вид

$$\begin{aligned} \Phi(x, y, z) &= \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z - z_0)^2}) u(x, \lambda) d\lambda + \\ &+ \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z + z_0)^2}) u(x, \lambda) d\lambda. \end{aligned} \quad (21)$$

Подставляя сюда выражение $u(x, \lambda)$, полученное выше, имеем окончательно:

$$\left. \begin{aligned} \Phi(x, y, z) &= -\frac{i}{2\pi} \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z - z_0)^2}) \times \\ &\times \frac{u_+(0, \lambda) u_-(x, \lambda) \lambda d\lambda}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dx} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dx} \Big|_{-0}} - \\ &- \frac{i}{2\pi} \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z + z_0)^2}) \times \\ &\times \frac{u_+(0, \lambda) u_-(x, \lambda) \lambda d\lambda}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dx} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dx} \Big|_{-0}}; \quad x < 0 \\ \Phi(x, y, z) &= \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z - z_0)^2}) \times \\ &\times \frac{u_-(0, \lambda) u_+(x, \lambda) \lambda d\lambda}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dx} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dx} \Big|_{-0}} - \\ &- \frac{i}{2\pi} \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z + z_0)^2}) \times \\ &\times \frac{u_-(0, \lambda) u_+(x, \lambda) \lambda d\lambda}{u_-(0, \lambda) \sigma \frac{du_+}{dx} \Big|_{+0} - u_+(0, \lambda) \sigma \frac{du_-}{dx} \Big|_{-0}}; \quad x > 0. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

В качестве примера рассмотрим экспоненциальное распределение проводимости вдоль поверхности

$$\sigma(x) = \sigma_0 e^{-2\alpha x}. \quad (23)$$

В этом случае уравнение (3) принимает вид

$$\frac{d^2 u}{dx^2} - 2\alpha \frac{du}{dx} - \lambda^2 u = 0 \quad (24)$$

и имеет решения

$$u(x, \lambda) = e^{(\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2})x}. \quad (25)$$

Поэтому можно принять

$$\begin{aligned} u_+(x, \lambda) &= e^{(\alpha - \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2})x}; \\ u_-(x, \lambda) &= e^{(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2})x}. \end{aligned} \quad (26)$$

Отсюда $u_+(0, \lambda) = u_-(0, \lambda) = 1$ и, следовательно,

$$\begin{aligned} u(x, \lambda) &= A e^{(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2})x}, \quad x < 0; \\ u(x, \lambda) &= A e^{(\alpha - \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2})x}, \quad x > 0, \end{aligned} \quad (27)$$

где

$$A = \frac{i\lambda}{4\pi\sigma_0 \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2}}. \quad (28)$$

Таким образом, решение принимает вид

$$\left. \begin{aligned} \Phi(x, y, z) &= \frac{i}{2\pi\sigma_0} \int_0^\infty \left\{ J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z-z_0)^2} + \right. \\ &\quad \left. + J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z+z_0)^2}) \right\} e^{(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2})x} \frac{\lambda d\lambda}{\sqrt{\alpha^2 + \lambda^2}}, x < 0; \\ \Phi(x, y, z) &= \frac{i}{2\pi\sigma_0} \int_0^\infty \left\{ J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z-z_0)^2} + \right. \\ &\quad \left. + J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z+z_0)^2}) \right\} e^{(\alpha - \sqrt{\alpha^2 + \lambda^2})x} \frac{\lambda d\lambda}{\sqrt{\alpha^2 + \lambda^2}}, x > 0. \end{aligned} \right\} (29)$$

Введем обозначения:

$$r = \sqrt{y^2 + (z-z_0)^2}; \quad r' = \sqrt{y^2 + (z+z_0)^2}. \quad (30)$$

Тогда решение можно записать в виде

$$\Phi(x, y, z) = \frac{ie^{\alpha x}}{4\pi\sigma_0} \left\{ \frac{1}{r} \int_0^\infty J_0(\xi) \frac{e^{-\sqrt{(ar)^2 + \xi^2} \frac{|x|}{r}}}{\sqrt{(ar)^2 + \xi^2}} \xi d\xi + \right. \\ \left. \frac{1}{r'} \int_0^\infty J_0(\xi) \frac{e^{-\sqrt{(ar')^2 + \xi^2} \frac{|x|}{r'}}}{\sqrt{(ar')^2 + \xi^2}} \xi d\xi \right\}. \quad (31)$$

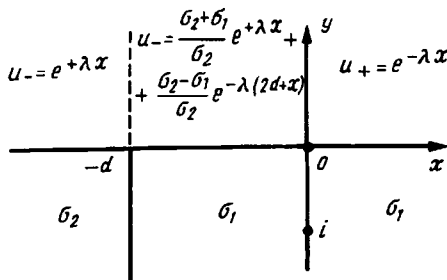
Если $ar \ll 1$, $ar' \ll 1$, то

$$\Phi(x, y, z) \approx \frac{ie^{\alpha x}}{4\pi\sigma_0} \left\{ \frac{1}{\sqrt{x^2 + r^2}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + r'^2}} \right\} = \\ = \frac{ie^{\alpha x}}{4\pi\sigma_0} \left\{ \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z-z_0)^2}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z+z_0)^2}} \right\}. \quad (32)$$

Условия $ar \ll 1$, $ar' \ll 1$ выполняются в случае, когда источник тока i находится вблизи поверхности, а измерения потенциала проводятся в направлении изменения проводимости. Если же источник тока находится на самой поверхности, а измерения потенциала проводятся на поверхности в направлении оси x , то $r=0$, $r'=0$ и потенциал имеет вид

$$\Phi(x, 0, 0) = \frac{ie^{\alpha x}}{2\pi\sigma_0 x}. \quad (33)$$

Как нетрудно видеть, в этом случае закон распределения потенциала отличается множителем $e^{\alpha x}$ от закона распределения потенциала в



Источник тока в полубесконечной среде с разрывом на вертикальной плоскости

однородной среде.

Рассмотрим теперь еще случай, когда имеется скачок проводимости на вертикальной границе двух сред с разной проводимостью (см. рисунок). Пусть граница раздела проходит на расстоянии $-d$ от источника (и, следовательно, от начала координат) так, что $\sigma = \sigma_1$ при $-d < x < +\infty$ и $\sigma = \sigma_2$ при $-\infty < x < -d$. Уравнению (4) удовлетворяют в этом случае две функции $e^{-\lambda x}$ и $e^{+\lambda x}$. Поэтому мы можем в качестве функции $u_+(x, \lambda)$ выбрать

$$u_+(x, \lambda) = e^{-\lambda x}. \quad (34)$$

В качестве функции $u_-(x, \lambda)$ можно выбрать $e^{+\lambda x}$, однако из-за разрыва проводимости при $x = -d$ это справедливо только в области $-\infty < x < -d$. В области $-d < x < 0$ возьмем в качестве функции $u_-(x, \lambda)$ линейную комбинацию функций $e^{-\lambda x}$ и $e^{+\lambda x}$. Поэтому положим

$$\left. \begin{aligned} u_-(x, \lambda) &= e^{+\lambda x}, \quad -\infty < x < -d; \\ u_-(x, \lambda) &= Ae^{+\lambda x} + Be^{-\lambda x}, \quad -d < x < 0. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

На границе $x = -d$ из условия непрерывности потенциалов и токов имеем

$$\left. \begin{aligned} e^{-\lambda d} &= Ae^{-\lambda d} + Be^{+\lambda d}; \\ \sigma_1 e^{-\lambda d} &= (Ae^{-\lambda d} - Be^{+\lambda d}) \sigma_2. \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Отсюда

$$A = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{\sigma_2}; \quad B = \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2} e^{-2\lambda d}. \quad (37)$$

Следовательно, функция $u_-(x, \lambda)$ в области $-d < x < 0$ имеет вид

$$u_-(x, \lambda) = \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2} e^{+\lambda x} + \left(1 - \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) e^{-\lambda (2d+x)}. \quad (38)$$

Таким образом,

$$\left. \begin{aligned} u_+(0, \lambda) &= 1; \\ \frac{du_+(0, \lambda)}{dx} &= -\lambda; \\ u_-(0, \lambda) &= \left(1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) + \left(1 - \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) e^{-2\lambda d}; \\ \frac{du_-(0, \lambda)}{dx} &= \left(1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) \lambda - \left(1 - \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right) \lambda e^{-2\lambda d}. \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

Подставляя эти значения в формулу (14), получаем выражение для коэффициента $A(\lambda)$:

$$A(\lambda) = \frac{i}{4\pi\sigma_1} \frac{1}{\left(1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \right)}. \quad (40)$$

Таким образом, функция $u(x, \lambda)$ имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u(x, \lambda) &= \frac{i}{4\pi\sigma_1} \frac{1}{1 + \frac{\sigma_1}{\sigma_2}} e^{+\lambda x}, \quad -\infty < x < -d \\ u(x, \lambda) &= \frac{i}{4\pi\sigma_1} \left[e^{+\lambda x} + \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1} e^{-\lambda (2d+x)} \right], \quad -d < x < 0 \\ u(x, \lambda) &= \frac{i}{4\pi\sigma_1} \left[e^{-\lambda x} + \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1} e^{-\lambda (2d+x)} \right], \quad 0 < x < +\infty \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

Итак, для потенциала $\Phi(x, y, z)$ имеем

$$\begin{aligned} \Phi(x, y, z) = & \frac{i}{4\pi\sigma_1} \left\{ \frac{\sigma_2}{\sigma_2 + \sigma_1} \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z - z_0)^2}) \times \right. \\ & \times e^{-\lambda|x|} d\lambda + \frac{\sigma_2}{\sigma_2 + \sigma_1} \int_0^\infty J_0(\lambda \sqrt{y^2 + (z + z_0)^2}) \times \\ & \times e^{-\lambda|x|} d\lambda = \frac{i}{4\pi\sigma} \frac{\sigma_2}{\sigma_2 + \sigma_1} \left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} \right] \Bigg\}; \quad -\infty < x < -d; \\ \Phi(x, y, z) = & \frac{1}{4\pi\sigma_1} \left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} \times \right. \\ & \times \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1} \frac{1}{\sqrt{(2d + x)^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} + \\ & \left. + \frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1} \frac{1}{\sqrt{(2d + x)^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} \right], \quad -d < x < +\infty. \end{aligned} \quad (42)$$

Если $\sigma_2 = \sigma_1 = \sigma$, то среда однородна и имеем известное выражение для потенциала в однородном полупространстве:

$$\begin{aligned} \Phi(x, y, z) = & \frac{1}{4\pi\sigma} \times \\ & \times \left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} + \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} \right]. \end{aligned} \quad (43)$$

Если $\sigma_1 \gg \sigma_2$, то это означает, что за границей $x = -d$ имеется непроводящая среда. Потенциал в этом случае

$$\begin{aligned} \Phi(x, y, z) = & \frac{1}{2/\pi\sigma_1} \left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} + \right. \\ & + \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} + \frac{1}{\sqrt{(x + 2d)^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} + \\ & \left. + \frac{1}{\sqrt{(x + 2d)^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} \right]. \end{aligned} \quad (44)$$

Если $\sigma_2 \gg \sigma_1$, то это означает, что за границей $x = -d$ имеется среда с высокой проводимостью (например металлическая стенка). Потенциал в этом случае

$$\begin{aligned} \Phi(x, y, z) = & \frac{1}{2/\pi\sigma_1} \left[\frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} + \right. \\ & + \frac{1}{\sqrt{x^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{(x + 2d)^2 + y^2 + (z - z_0)^2}} - \\ & \left. - \frac{1}{\sqrt{(x + 2d)^2 + y^2 + (z + z_0)^2}} \right]. \end{aligned} \quad (45)$$

Полученные результаты допускают простую интерпретацию. Если за границей раздела имеется непроводящая среда ($\sigma_1 \gg \sigma_2$), то результат можно трактовать как возникновение второго источника того же знака, что и источник i , расположенного симметрично с источником i по другую сторону границы (т.е. в точке $x = -2d$) в однородном полупространстве. Если за границей раздела находится среда с высокой проводимостью ($\sigma_2 \gg \sigma_1$), то это можно трактовать как наличие симметричного источника противоположного знака. В промежуточном случае, когда проводимости σ_1 и σ_2 не сильно различаются между собой, то это можно представить как наличие симметричного источника, сила которого равна $\frac{\sigma_2 - \sigma_1}{\sigma_2 + \sigma_1}$ и знак зависит от знака разности $(\sigma_2 - \sigma_1)$.

[26.11.95]

Автор: Мейер Александр Аркадьевич окончил в 1948 г. физический факультет Московского государственного университета. В 1952 г. в Московском государственном педагогическом институте защитил кандидатскую диссертацию, посвященную квантовой теории оптических свойств металлов. В настоящее время пенсионер.

Особенности моделирования электромеханических цепей в низкочастотном диапазоне

ЮСУПОВ Р.Х.

Рассматривается методика исследования установившихся динамических процессов в сложной неоднородной механической системе на примере дизель-электрической установки. Речь идет об изучении поведения системы в низкочастотном диапазоне колебаний. Математическая модель объекта формируется на основе метода электромеханических аналогий. Простота формализации динамической системы достигается введением в модель интегрального параметра — податливости слабой упругой связи.

Ключевые слова: сложная неоднородная механическая установка, схема замещения, упругая связь, переходный процесс, баланс энергии

Простоты расчетов электромеханических цепей (т.е. совокупностей устройств, предназначенных для прохождения в них электрического тока и осуществления взаимосвязи по силовому и скоростному факторам, электромеханические процессы в которых описываются с помощью понятий об электродвижущей силе, токе и напряжении и поступательной скорости и силе, угловой скорости и крутящем моменте) с большим разбросом постоянных времени можно достичь путем сокращения размерностей математических моделей. В статье это показывается для класса задач, не требующих прорисовки высокочастотных составляющих динамических процессов (расчет дизель-электрических установок судов, транспортных машин, металлоперерабатывающих станков с электрическим приводом, вибромашин).

Предлагаемый подход основан на методе электромеханических аналогий [1, 2], согласно которому формируется эквивалентная схема (схема замещения) объекта, представляющая собой топологическое отображение электромеханической цепи в виде определенным образом связанной совокупности условных обозначений ее элементов. Для большинства цепей можно выделить три типа простейших элементов — носителей энергии:

диссипативные (электрические сопротивления и проводимости, механические их аналоги);
накапливающие потенциальную энергию (электрический параметр — емкость, механический аналог — упругость);

накапливающие кинетическую энергию (электрический параметр — индуктивность, механический аналог — инерционность);

В табл. 1 и 2 представлены электромеханические аналоги и компонентные уравнения.

The paper considers a method for investigating steady state dynamic processes in a complex non-uniform mechanical system, using the example of a diesel-electric installation. The question is a study of the system behaviour in low-frequency oscillations. An object mathematical model is based on a method of mechanical analogies. The simplicity of the dynamic system formalization has been achieved by introducing into the model an integral parameter — the pliability of weak resilient link.

Key words: complex inhomogeneous mechanical installation, equivalent circuit, resilient link, transients, energy balance

Таблица 1

Электрические параметры	Механические параметры систем	
	поступательной	вращательной
Сопротивление R	Сопротивление β	Сопротивление β
Проводимость g	Проводимость γ	Проводимость γ
Емкость C	Податливость e	Податливость e
Индуктивность L	Масса m	Момент инерции J
Сила тока I	Сила F	Крутящий момент M
Напряжение U	Скорость V	Угловая скорость w

Таблица 2

Электрическая система	Механическая система	
	поступательная	вращательная
$I = V/R$	$F = V/\beta$	$M = w/\beta$
$I = C(dV/dt)$	$F = m(dV/dt)$	$M = J(dw/dt)$
$U = L(dI/dt)$	$V = e(dF/dt)$	$w = e(dM/dt)$

Анализ неоднородных динамических систем показывает, что в низкочастотном диапазоне колебаний может быть выявлен интегральный параметр — податливость слабой упругой связи, отражающей действие совокупности элементов и функциональных узлов системы. Так, в электрических машинах и аппаратах имеют место электромагнитные слабые связи, представляющие собой границы раздела динамической системы на подсистемы. Благодаря обнаружению слабых упругих связей облегчается процедура декомпозиции динамической системы.

На рис. 1 представлена схема замещения подсистемы, построенная на основе метода электромеханических аналогий. Многолетний опыт автора статьи по применению этого метода показал эффективность формирования схем замещения в виде определенным образом связанной совокупности механических параметров:

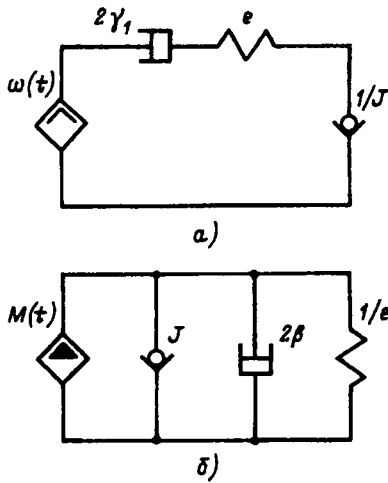


Рис. 3. Упрощенные схемы замещения подсистемы:
а — по скорости, б — по крутящему моменту

Рассмотрим схему замещения подсистемы (рис. 1). При допущении линейности ее параметров переходный процесс в ней представляется наложением двух переходных процессов: по скорости и по крутящему моменту. Переходный процесс по скорости реализуется на участке схемы с последовательно включенными элементами γ_1 , e , $1/J$ а по крутящему моменту — на участке с параллельно включенными элементами γ_2 , e , $1/J$. Большая наглядность достигается, если схему замещения подсистемы представить в виде совокупности двух упрощенных схем. Первая из них строится из последовательно включенных $2\gamma_1$, e , $1/J$ а другая — из параллельно включенных 2β , $1/e$, J (рис. 3).

Переходный процесс по скорости (для схемы на рис. 3,а) будем характеризовать декрементом колебания d_w , коэффициентом затухания α_w , периодом свободного колебания T_w . Соответственно переходный процесс по крутящему моменту — величинами d_m , α_m , T_m . Графическое изображение переходных процессов представлено на рис. 4. Для дальнейших рассуждений целесообразно под декрементом колебания понимать отношение величин изменяющихся в переходном процессе факторов (крутящего момента, скорости) в моменты времени t_1 и $t_1 + \Delta t$, а не t_1 и $t_1 + T$ [3]. Тогда:

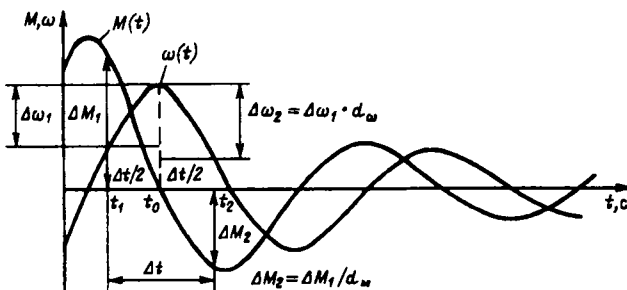


Рис. 4. Переходный процесс в подсистеме

$$d_m = \exp(\alpha_m \Delta t), \quad d_w = \exp(\alpha_w \Delta t). \quad (4)$$

С учетом декремента d_w найдем диссипативные потери по скорости на участке Δt как разность приращений кинетических энергий на участках (t_1, t_0) и (t_0, t_2) :

$$\begin{aligned} W'_w &= \Delta W_{k1} - \Delta W_{k2} = J(\Delta w_1)^2/2 - J(\Delta w_2)^2/2 = \\ &= J(\Delta w_1)^2/2 - J(\Delta w_1 d_w)^2/2 = (1 - d_w^2) J(\Delta w_1)^2/2, \end{aligned} \quad (5)$$

где ΔW_{k1} — приращение кинетической энергии на участке (t_1, t_0) ; ΔW_{k2} — то же, на участке (t_0, t_2) ; Δw_1 — приращение угловой скорости на участке (t_1, t_0) ; Δw_2 — то же, на участке (t_0, t_2) .

Аналогично определим диссипативные потери по крутящему моменту как разность приращений потенциальных энергий:

$$\begin{aligned} W'_m &= \Delta W_{p1} - \Delta W_{p2} = e(\Delta M_1)^2/2 - e(\Delta M_2)^2/2 = \\ &= e(\Delta M_1)^2/2 - e(\Delta M_1)^2/(2d_m^2) = \\ &= (1 - 1/d_m^2) e(\Delta M_1)^2/2, \end{aligned} \quad (6)$$

где ΔW_{p1} — приращение потенциальной энергии на участке (t_0, t_1) ; ΔW_{p2} — то же, на участке (t_0, t_2) ; ΔM_1 — приращение крутящего момента на участке (t_1, t_0) ; ΔM_2 — то же, на участке (t_0, t_2) .

Обозначим ΔW_{w1} диссипативные потери по скорости на участке (t_1, t_0) , ΔW_{w2} — на (t_0, t_2) , тогда

$$W_w = \Delta W_{w1} + \Delta W_{w2}. \quad (7)$$

Аналогично для диссипативных потерь по крутящему моменту имеем

$$W'_m = \Delta W_{m1} + \Delta W_{m2}. \quad (8)$$

Выразим соотношение диссипативных потерь на (t_1, t_0) и (t_0, t_2) через декременты:

$$\Delta W_{w1}/\Delta W_{w2} = (\Delta w_{cp1}^2/\gamma)/(\Delta w_{cp2}^2/\gamma) = d_w^{-2};$$

$$\Delta W_{m1}/\Delta W_{m2} = (\Delta M_{cp1}^2/\beta)/(\Delta M_{cp2}^2/\beta) = d_m^2,$$

где Δw_{cp1} , Δw_{cp2} , ΔM_{cp1} , ΔM_{cp2} — средние значения приращений скорости и момента на участках (t_1, t_0) и (t_0, t_2) .

С учетом соотношений (7), (8) получим

$$\Delta W_{w1} = W'_w/(1 + d_w^2), \quad \Delta W_{m1} = W'_m d_m^2/(1 + d_m^2). \quad (9)$$

После подстановки в (9) выражений (5) и (6) имеем

$$\Delta W_{w1} = (1 - d_w^2) J (\Delta w_1)^2 / [2 (1 + d_w^2)]; \quad (10)$$

$$\Delta W_{m1} = (d_m^2 - 1) e (\Delta M_1)^2 / [2 (d_m^2 + 1)]. \quad (11)$$

Сопоставляя (10) и (11) с (2), находим

$$n = (1 - d_w^2) / (1 + d_w^2), \quad m = (d_m^2 - 1) / (d_m^2 + 1).$$

С учетом соотношения (3) получим окончательное выражение для расчета крутильной динамической податливости упругой связи в машине:

$$e = (1 + d_m^2) J (\Delta w_1 / \Delta M_1)^2 / (1 + d_w^2). \quad (12)$$

В практических расчетах податливость рассчитывается последовательным приближением. Первое приближенное значение находится из предположения, что колебательный процесс является незатухающим, т.е. декременты $d_w = d_m = 1$. При этом $e = J (\Delta w_1 / \Delta M_1)^2$. Затем рассчитываются приближенные значения коэффициентов затухания α_w, α_m . На их основе для заданного отрезка времени Δt по (4) определяются уточненные значения декрементов и податливости. Цикл повторяется до тех пор, пока значение податливости не будет удовлетворять желаемой точности.

Крутизна $\Delta w_1 / \Delta M_1$ динамической механической характеристики численно равна комплексной механической проводимости подсистемы (рис. 1):

$$Y(j\omega) = \gamma_1 + j\omega e_1 + \gamma_2 / (1 + j\omega J_1 \gamma_2) =$$

$$= (\gamma_1 + \gamma_2) (1 - \omega^2 T_1 T_2 + j\omega T_1) / (1 + j\omega T_2).$$

Отсюда модуль комплексной механической проводимости

$$Y(\omega) = (\gamma_1 + \gamma_2) \times$$

$$\times \sqrt{[(1 - \omega^2 T_1 T_2)^2 + (\omega T_{12} + \omega T_1)^2] / (1 + \omega^2 T_2^2)},$$

где $T_1 = e_1 / (\gamma_1 + \gamma_2)$; $T_2 = J_1 \gamma_2$; $T_{12} = J_1 \gamma_1 \gamma_2 / (\gamma_1 + \gamma_2)$ — постоянные времени.

В результате формула для расчета податливости слабой упругой связи в подсистеме с учетом зависимости крутизны механической характеристики от частоты колебаний примет вид:

$$e_d = J (\gamma_1 + \gamma_2)^2 \times$$

$$\times \frac{(1 - \omega^2 T_1 T_2)^2 + (\omega T_{12} + \omega T_1)^2 (1 + d_m^2)}{(1 + \omega^2 T_2^2) (1 + d_w^2)},$$

где d_m, d_w — декременты колебаний момента и скорости в подсистеме.

Полученные результаты позволяют исследовать динамические характеристики (и в частности амплитудно-частотные) сложной механической системы, определять на основе схем замещения динамической системы ее передаточные функции.

Специальные экспериментальные исследования, проведенные с целью оценки достоверности разработанной методики применительно к дизель-электрической установке трактора ДЭТ-250 МГ (Челябинский тракторный завод), дали удовлетворительные результаты [4].

Вывод. Математическое моделирование сложных неоднородных электромеханических систем в области установившихся низкочастотных колебаний значительно упрощается при использовании интегрального параметра — податливости слабых упругих связей и последующей декомпозиции электромеханических систем на подсистемы по выявленным слабым упругим связям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лепк А. Электромеханические цепи. Системы с усредненными параметрами / Пер. с нем. — М.: Мир, 1978.
2. Дружинский И.А. Механические цепи. — Л.: Машиностроение, 1977.
3. Юсупов Р.Х. Взаимодействие элементов системы «двигатель — трансмиссия» трактора. — Красноярск: Изд-во Красноярского ун-та, 1991.
4. Юсупов Р.Х. Повышение эффективности функционирования машинно-тракторного агрегата за счет совершенствования статических и динамических характеристик его энергетической части: Автореф. дис. на соиск. д-ра техн. наук. Санкт-Петербург, 1993.

[27.09.96]

Автор: Юсупов Рамазан Хабибраманович в 1974 г. окончил энергетический факультет Челябинского политехнического института. В 1993 г. защитил докторскую диссертацию на тему «Повышение эффективности функционирования машинно-тракторного агрегата за счет совершенствования статических и динамических характеристик его энергетической части». Заведующий кафедрой автоматизации сельскохозяйственного производства Челябинского агроинженерного университета.

Моделирование параметрического стабилизатора напряжения с взаимно ортогональными магнитопроводами¹

АБДАЛОВ Ш.И.

Приводится уравнение параметрического трансформатора (ПТ) с взаимно ортогональными магнитопроводами при электрической обратной связи между входной и выходной цепями. Уравнение ПТ является нелинейным и описывает различные режимы его работы. Методами малого параметра получены укороченные уравнения, решения которых для стационарного режима, позволили построить динамическую характеристику. Результаты теоретических исследований подтверждаются данными экспериментальных исследований опытного образца параметрического стабилизатора напряжения.

Ключевые слова: стабилизаторы напряжения, параметрические трансформаторы, взаимно ортогональные магнитопроводы, математические модели

Стабилизаторы напряжения на базе параметрических трансформаторов (паратрансформаторов) с взаимно ортогональными магнитопроводами находят широкое применение в системах электропитания устройств вычислительной техники и автоматики [1–3].

Улучшение стабилизирующих свойств и повышение мощности этих стабилизаторов осуществляется путем введения дополнительной электрической или магнитной связи между входными цепями паратрансформатора [1, 2]:

В [2, 3] на основе анализа магнитной цепи и аппроксимации кривой намагничивания магнитопровода полиномом пятой степени выводится уравнение паратрансформатора с взаимно ортогональными магнитопроводами и дается его решение.

В настоящей статье приводится уравнение паратрансформатора при электрической обратной связи между входной и выходной цепями и дано его решение, на основе которого рассмотрен расчет динамической характеристики.

Уравнение магнитной цепи паратрансформатора с электрической обратной связью (рис. 1) согласно [3] может быть представлено в виде

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{2}(w_1 i_1 + w_1'' i_2) &= (c_1 + c_{12} \Phi_2^2 + c_{14} \Phi_2^4) \Phi_1 + \\ &+ (c_3 + c_{32} \Phi_2^2) \Phi_1^3 + c_5 \Phi_1^5; \\ \frac{1}{2} w_2 i_2 &= (k_1 + k_{21} \Phi_1^2 + k_{41} \Phi_1^4) \Phi_2 + \\ &+ (k_3 + k_{23} \Phi_1^2) \Phi_2^3 + k_5 \Phi_2^5, \end{aligned} \right\} (1)$$

¹ В работе принимали участие д.т.н. Кулиев И.А. и Мамедов И.Д.

An equation of a parametric transformer with mutually orthogonal magnetic circuits and electrical feedback between input and output circuits is given. This equation is non-linear and describes various regimes of its operation. By means of small parameter methods shorten equations have been obtained. On the basis of their solution for stationary regime the dynamic characteristic has been constructed. Theoretical investigations are in good agreement with experimental data.

Key words: voltage stabilizer, parametric transformer, mutually orthogonal magnetic circuit, mathematical models

где i_1 и i_2 — токи входной и выходной обмоток паратрансформатора; Φ_1 и Φ_2 — половина магнитных потоков входного и выходного сердечников; w_1 , w_1'' и w_2 — числа витков обмоток (рис. 1).

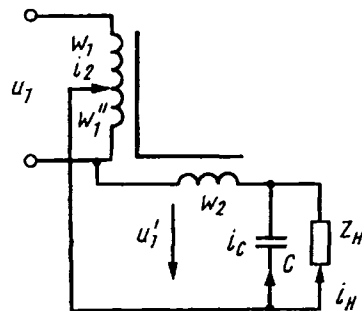


Рис. 1. Электрическая схема параметрического стабилизатора напряжений

Коэффициенты c и k в уравнениях (1) зависят от геометрических размеров и материала сердечника магнитопровода и определяются в соответствии с [3]. При обратной связи между входной и выходной цепями напряжение на выходе стабилизатора согласно рис. 1 определяется как

$$u_H = u_2 + u_1', \quad (2)$$

где u_2 — напряжение выходной обмотки паратрансформатора; u_1' — напряжение, передаваемое с первичной обмотки во вторичную цепь (электрическая связь).

Следовательно,

$$u_H = 2w_2 \frac{d\Phi_2}{dt} + 2w_1'' \frac{d\Phi_1}{dt}. \quad (3)$$

Тогда токи в конденсаторе и в нагрузочном сопротивлении R_H могут быть определены как

$$i_c = 2cw_2 \frac{d^2\Phi_2}{dt^2} + 2cw_1'' \frac{d^2\Phi_1}{dt^2}; \quad (4)$$

$$i_H = 2 \frac{w_2}{R_H} \frac{d\Phi_2}{dt} + 2 \frac{w_1''}{R_H} \frac{d\Phi_1}{dt}. \quad (5)$$

Подставляя в уравнение токов стабилизатора

$$i_H + i_c + i_2 = 0 \quad (6)$$

выражения для токов i_c , i_H и i_2 , определяемые по (4), (5), а также из второго уравнения системы (1), получаем уравнение паратрансформатора с электрической обратной связью, которое после введения безразмерных величин $\omega t = \tau$, $\frac{\Phi_2}{\Phi_{m1H}}$ преобразуется к нормированному виду:

$$\frac{d^2x}{d\tau^2} + 2\delta \frac{dx}{d\tau} + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} (1 - m_1 \cos 2\tau + m_2 \cos 4\tau)x + \gamma_3 (1 - m_3 \cos 2\tau)x^2 + \gamma_5 x^5 = k' p (\sin \tau - 2\delta \cos \tau), \quad (7)$$

где $k' = \frac{w_1'}{w_2} < 1$; $p = \frac{\Phi_{m1}}{\Phi_{m1H}} \approx \frac{u_1}{u_{1H}}$; Φ_{m1H} — амплитуда магнитного потока при номинальном входном напряжении, остальные коэффициенты определяются согласно [3].

Как следует из (7), уравнение паратрансформатора при обратной связи между входной и выходной обмотками представляет собой нелинейное параметрическое неоднородное уравнение. Такое уравнение, описывающее различные режимы работы паратрансформатора, может быть использовано для анализа условия самовозбуждения, установления стационарных колебаний и расчета характеристик при обратной связи.

Экспериментальные исследования показывают, что на выходе паратрансформатора возбуждаются синусоидальные колебания с угловой частотой входного напряжения. Это позволяет при решении уравнения (7) воспользоваться методами малого параметра. Применяв для решения этого уравнения методы медленно меняющихся амплитуд и усреднения [4, 5], получим систему укороченных уравнений, которые в установившемся режиме примут следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} b \left(1 - \frac{1}{y^2} + \frac{m_1}{2y^2} - \frac{3}{4}\gamma_3 A^2 - \frac{5}{8}\gamma_5 A^4 + \frac{m_3 \gamma_3 b^2}{2} \right) - 2\delta a &= 2k' p \delta; \\ b 2\delta + a \left(1 - \frac{1}{y^2} - \frac{m_1}{2y^2} - \frac{3}{4}\gamma_3 A^2 - \frac{5}{8}\gamma_5 A^4 - \frac{m_3 \gamma_3 a^2}{2} \right) &= -k' p, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $a = A \cos \theta$; $b = A \sin \theta$; A и θ — амплитуда и начальная фаза выходного колебания паратрансформатора; $y = \omega/\omega_0$ — относительная частота.

С целью расчета динамической характеристики опытного образца паратрансформатора и сравнения теоретических результатов с экспериментальными уравнения (8) были решены на ЭВМ.

Исследуемый опытный образец паратрансформатора имел следующие данные: $\bar{u}_1 = 1,1$; $\bar{w}_1 = \bar{w} = 800$; $\bar{w}'_1 = 400$; $\bar{c} = 1,2$; $\bar{\delta} = 0,11$.

На рис. 2 представлены динамические характеристики рассматриваемого опытного образца паратрансформатора (кривые 1 и 3). На том же рисунке представлена зависимость напряжения нагрузки u_H от входного напряжения u_1 (кривая 2), определяющая стабилизирующую способность паратрансформатора при электрической обратной связи. Кривые 1 и 2 являются экспериментальными, а кривые 3 и 4 расчетными, построенными на основе решения (8) на ЭВМ.

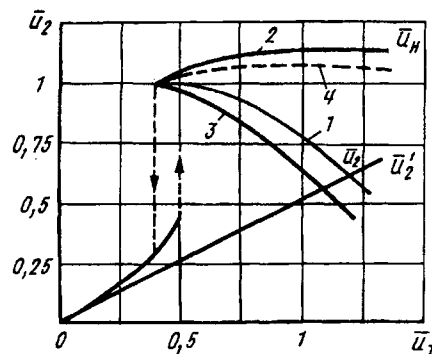


Рис. 2. Динамические характеристики параметрического стабилизатора напряжений

Как следует из рис. 2, результаты, полученные нами на основе решения уравнения (8) на ЭВМ, удовлетворительно согласуются с экспериментальными. Полученная при этом погрешность расчета порядка 10% считается допустимой при расчете нелинейных устройств, какими являются паратрансформаторы с обратной связью. Расхождение между расчетной и экспериментальными характеристиками определяется в основном магнитными и электрическими потерями в паратрансформаторе.

[02.01.96]

Автор: Абдалов Шамиль Имамгулу оглы окончил энергетический факультет Азербайджанского института нефти и химии в 1961 г. В 1993 г. в Институте электродинамики АН Украины защитил докторскую диссертацию по теме «Исследование сложнорезонансных цепей с ключевыми нелинейными элементами методом аналогового моделирования». Профессор кафедры «Теоретические основы электротехники» Азербайджанского технического университета.

Владимир Андреевич Строев

(К 60-летию со дня рождения)

В августе с.г. исполнилось 60 лет Владимиру Андреевичу Строеву, доктору технических наук, профессору, заведующему кафедрой электроэнергетических систем Московского энергетического института, действительному члену Академии электротехнических наук РФ, главному редактору журнала «Электричество».

Более 35 лет В.А.Строев работает в электроэнергетике. Крупный ученый в этой области, он внес значительный вклад в развитие теории управления режимами электроэнергетических систем (ЭЭС), разработал эффективные методы анализа и синтеза систем автоматического регулирования ЭЭС. Весьма плодотворно решает он такие проблемы электроэнергетики, как физическое и математическое моделирование, улучшение качества переходных процессов, повышение пределов устойчивости и экономичности крупных ЭЭС, применение ЭВМ для исследования установившихся режимов и переходных процессов в ЭЭС.

Опытный педагог и талантливый воспитатель, привлекающий учащуюся молодежь неиссякаемым потоком новых идей и энтузиазмом, Владимир Андреевич подготовил сотни специалистов-электроэнергетиков для нашей страны и зарубежных стран.

В 1969 г. В.А.Строев защитил кандидатскую диссертацию по вопросам синтеза структур регулирования ЭЭС.

В 1973 г., тогда еще молодой, но уже авторитетный ученый, свободно владеющий английским языком, В.А.Строев был приглашен на работу в Австралию, где читал лекции



и консультировал магистерские работы в Сиднейском университете и в университете Нового Южного Уэльса.

В 1988 г. Владимир Андреевич защитил докторскую диссертацию, посвященную проблеме статической устойчивости ЭЭС. Он подготовил 18 кандидатов технических наук, был научным консультантом по докторской и пяти кандидатским диссертациям, создав тем самым успешно развивающуюся научную школу.

С 1988 г. проф. В.А.Строев руководит кафедрой электроэнергетических систем МЭИ, ведет все виды учебной и методической работы — поставил и читает оригинальные курсы лекций по переходным электромеханическим процессам в ЭЭС, математическому моделированию ЭЭС, управлению переходными процессами, применению ЭВМ в расчетах режимов ЭЭС.

В.А.Строев является автором двух учебников и 15 учебных пособий, более 150 научных статей, имеет четыре ав-

торских свидетельства, сделал 25 докладов на международных и российских научно-технических конференциях. Один из ведущих профессоров МЭИ, он является председателем Научно-методического совета УМО по специальности «Электроэнергетические системы и сети», участвует в разработке государственных стандартов, учебных планов и программ.

С 1992 г. В.А.Строев активный участник Международной конференции по большим электрическим системам (СИГРЭ) — представитель РФ в исследовательском комитете № 39 (Управление и эксплуатация энергосистем). В течение многих лет он участвует в Международной конференции по вычислительным методам для исследования электроэнергетических систем (PCSS); в 1996 г. избран в организационный комитет PCSS.

В октябре 1996 г. решением Отделения физико-технических проблем энергетики РАН проф. В.А.Строев назначен главным редактором «Электричества», он также член редколлегии журнала «Вестник МЭИ» и международного журнала «Электроэнергетические системы».

Коллеги, ученики, друзья, которые знают Владимира Андреевича не только как известного ученого, но и как человека большого обаяния, наделенного чувством юмора, готовностью всегда прийти на помощь, сердечно поздравляют его с юбилеем, желают здоровья и дальнейших успехов в плодотворной научной и педагогической деятельности по развитию и совершенствованию ключевой отрасли российской экономики — энергетики.

Зарубежные читатели могут оформить подписку на наш журнал (на русском языке) через следующие фирмы:

Foreign readers can take a subscription to our magazine (in Russian) through the following companies:

Albania

Botimpex
Publications Import—Export
Agency
Rr. «Naim Frasheri»
P.84
Sh.2 Ap.37
Tirana
Tel./Fax: 26886

Australia

C.B.D. Library and
Subscriptions Service
P.O. Box 255
Plympton
South Australia 5038
Fax: 82938 150
Centre for Russian and
Euro-Asian Studies
135, Barry street
Carlton, Vic. 3052
Tel.: 344-5958
Fax: 344-5590
Cordon and Gotch Ltd.
Private bag 290
Burwood Vic. 3125
Tel.: 805-1850
Fax: 808-0437
Eastern Europe Trading
Company
136 Balacava Road
Caulfield North Victoria 3161
Melbourne

Azerbajdzhan

Finna «Yurd»
37001 Baku,
Niyazi, 11
Tel.: 92-89-57
Fax: 92-91-55

Беларусь

220004 Минск,
ул. Короля, 16
Изд-во «Красико-Принт»
Тел.: 20-55-54
Факс: 20-28-14

Belgique

Librairie du Monde Entier
Rue du Mide, 162
B-1000, Bruxelles
Fax: 502-7805

Brasil

Livraria V.Rozov
Rua 24 de Maio, 35
Sala 1812
Cep. 01041 São Paulo
Fax: 578-2074

България

«Hemus» Books & Press
1000 София
1B «Raiko Daskalov Square»
Fax: 88-34-19
«Razprostranenie na petchata»
1202 София
Klokotritza, 2A
Fax: 31-60-37

Canada

Troyka Limited
799 College Street
Toronto, Ontario
Canada M6G 1C7

China

China National Publications
Import-Export Corp.
P.O. box 88, 16 Congthi E.Road
Chaoyang District, Beijing
100704, PRC

Croatia

Tamaris
Book Imported and
Subscription Agent
Petrinjska, 11
41000 Zagreb

Česká Republika

«První Novinová Společnost A.S.»
Hvozdanska, 5-7
14831 Praha 4

Danmark

Arnold Busck
International Boghandel A/S
49 Kobmagergade
DK-1150 København K
MUNKSGAARD
Subscription Service
35 Norre Sogade
P.O. Box 2148
DK-1018 København K
G.E.C.GAD Stakboglader
Slavic Department
NDR. Ringgade 3
DK-8000 Aarhus C
RHODOS
International
Subscription Agency
Niels Brocks Gard
38 Strandgade
DK-1401 København K
Slavisk Boghandel
5 Christian IX's Gade
DK-1111 København K

Eesti

eesti Ajakirjanduslevi
Tuukri Poik 6, EE 0102
Tallinn
Tel.: 42-93-48

England

Dawson UK Ltd.
Cannon House
Folkestone
Kent CT 19 5EE
W.H.Everett and Son Ltd.
Sullivan Road
London SW6 3DU
B.H.Blackwell Ltd.
Periodicals Division
P.O. Box 40
Hythe Bridge Street
Oxford
England OX1 2EV
Nordic Subscription
Consultants
P.O. Box 2029
Sturminster Newton
Dorset DT 10 1YE
Thornton's of Oxford Ltd.
11 Broad Street
Oxford OX1 3AR

España

Libreria Rubinos
Alcala 98
Madrid 28009
Tel.: 435-2239
Fax: 575-3272

France

«MK Librairie du Globe»
2 Rue de Buci
75006 - Paris
Fax: 43 25 50 55
Dawson France
Rue de la Prairie
B.P.57
91871 Palaiseau Cedex
Tel.: 69 10 47 00
Fax: 64 54 83 26
«Lavoisier Abonnement»
14 Rue de Provigny
94236 Cachan Cedex

Deutschland

Kubon & Sagner
Buchexport-Import GmbH
Abt. Zeitschriftenimport
D-80328 Muenchen
Tel.: 54-218-0
Fax: 54-218-218
Lange & Springer
Wissenschaftliche
Buchhandlung GmbH &
Co.KG
Otto-Suhr-Allee 26/28
D-10 585 Berlin
Tel.: 340-05-0
Fax: 342-06-11
Buchhandlung «Raduga»
zu Hd. Frau Nina Gebhard
Friedrichstrasse 176-179
D-10117 Berlin
Tel./Fax: 203-02321
Zeitungs-Vertrieb
Gebrueder Petermann
Medien Handel GmbH,
Kurfuerstenstrasse 111
D-10787 Berlin
Tel.: 21-99-92-0
Fax: 213-86-92

Helläs

«Giannicis S.A.»
18 Fidiou str.
Athens 10878

«Hellenic Distribution»
Agency Ltd.
1 Digeny Str.
17458 Alimo
Tel.: 995-5383
Fax: 993-6043

Hong Kong

Apollo Books Co. Ltd.
T.S.T.P.O. Box 95170
Kowloon
Fax: 369-5282
Great Eastern Book Co.
P.O. Box 20005
HENNESSY Post Office
Tel.: 527-7459
Fax: 527-2172
Sinminchu Publishing Co. Ltd.
Rm.1015, Tower A
Hungghom Commercial
Centre
39 Ma Tau Wai Road
Hungghom, Kowloon
Tel.: 334-9327
Fax: 765-8471

Island

Skakhusid-the Chess House
Laugavegi 118
105 Reykjavik
Iceland
Tel.: 9768
Fax: 9768

India

International Journals
Distribution Agency, 4-E/15
Jhandewalan, New-Delhi
110005

Israel

Knizhnaia Lavka Ltd.
P/O/Box 11628
Tel-Aviv, 61118
Fax: 528-9735
«Steimatzy Ltd.»
11 Hakishon Str.
P.O. Box 1444
BNEI-BRAK, 51114
Fax: 579-4587
TELDAN
P.O.Box 18094
Tel-Aviv, 61180
Tel.: 695-0073
Fax: 695-6359

Italia

Libreria Edest
Via Cairoli 12/4
16124 Genova
Fax: 297703
Il Punto Editoriale
di Vincenzo Bernardi & Co.
Via della Cordonata 5
00187 Roma
Fax: 679-5805
Editoriale Stampa
Triestina SpA
Via Montecchi 6
34132 Trieste

Japan

Nauka Ltd.
2-30-19 Minami Ikebukuro
Toshima-ku, Tokyo, 171
Nisso-Tosho Ltd.
1-5-18 Suido
Bunkyo-ku
Tokyo, Japan

Југославија

Jugoslovenska Knjiga
Pretplata
P.O. Box 36
11000 Београд

Korea

Universal Publications
Agency Ltd.
C.P.O. Box 9084
Seoul, 100-690
Tel.: 735-7809
Fax: 723-3890

Kýpros

Odigitis Bookshop
1A Romanos Str.
Nicosia
Fax: 45-37-57

Latvija

Latvijas Pasts
LV-1000 Riga
Brivibas bulvari, 21
Tel.: 701-8842
Fax: 701-8754
000 «SCS» 7, Riga,
LV-1010, Valkas, 4

Luxembourg

Messengeris «Paul Kraus»
B.P.2022

11, Rue Christophe Plantin

Magyarország

MKM Dunatrade KFT
1035 Budapest III.
Kerak u.80
Tel.: 250-0194
Fax: 250-0233

Македонија

Knjigoizdatelstvo Makedonska
Knjiga
ul. 11 Oktomvri, b.b.
91000 Skopje

Nederland

Pegasus Subscription
Department
P.O.Box 11470
1001 GL Amsterdam
Tel.: 623-1138
Fax: 620-3478
Martinus Nijhoff International
P.O. Box 289
2501 AX 's-Gravenhage
Tel.: 684-400
Fax: 615-698

New Zealand

Mercury Direct Marketing
P.O. Box 24013 and 24235
Royal
OAK Auckland
2 Carr Road MT Roskill
Auckland
Tel.: 625-3010
Fax: 625-3006

Norge

NIC Info A/S
Attn.: LIV SKOG
P.O.Box 6512-Etterstad
0606 Oslo

Österreich

Gerold & Co.
Graben 31
1011 Wien
Tel.: 533-50-140
Fax: 533-50-1412

Polska

«Ars Polona»
Centrala Handlu
Zagranicznego
Krakowskie Przedmiescie, 7
Warszawa

IPS JOURNALS

K.Kaleta,
ul. Piekna, 24/28
00 549 Warszawa
Fax: 621-5470

Orpan
Biuro Importu
Palas Kultury i Nauki
00-901 Warszawa
Fax: 628-8670

«RUCH» S.A.
Oddzial Warszawa
ul. Towarowa, 26
00958 Warszawa
Fax: 620-1762

PRESS
Pl. Na Rozdrozu, 3
00 584 Warszawa
Fax: 628-8399

Romania

Rodipet S.A.
Piața Presei Libere No 1 -
Sector 1,
București

Србија

PROEX EXPORT-IMPORT
AGENCY
TERAZIJE, 16/1,
1001 Beograd

Slovakia

PNS S.P.
Pribinova 25
813 81 Bratislava
«Slovart» G.T.G. Ltd.
Krupinska, 4
852 99 Bratislava 5

Slovenia

Cankarjeva Zalozba
P.O. Box 201-IV
61001 Ljubljana
Drzavna Zalozba Slovenije
P.O. Box 50-I
61000 Ljubljana
Markom d.o.o.
Prvomajska, 9
61110 Ljubljana

Suisse

Pinkus Genossenschaft
Froschaugasse 7
Postfach 8025 Zürich
Tel.: 251-2674
Fax: 251-2682
Librarie Cobram
Rue Louis Favre 37
1201 Geneve
Tel.: 733-9512
Fax: 740-1530
Dynapress Marketing S.A.
Subscription Dept.
38 Avenue Vibert, CH-1227
Carouge, Geneve
Tel.: 308-0444
Fax: 308-0859

Suomi

OY TIBO-TRADING AB
Subscriptions Department
P.O. Box 33
SF-21801 Pargas
SUOMALAINEN
KIRJAKAUPPA
Subscription Department
P.O. Box 2
SF-01641 Vantaa

Akateeminen Kirjakauppa

Services
Subscription
P.O. Box 23
SF-00371 Helsinki
Tel.: 12141
Fax: 121-4450

Hansel Ltd.
P.O.Box 108
00381 Helsinki
Translatio Rustica
Isonnitynkatu 3A
SF-00520 Helsinki
Tel.: 777-2357

Sverige

Wennergren-Williams
Informationsservice AB
Subscription Department
Box 1305, 17125 Solna

USA

Victor Kamkin
Bookstore INC
4956 Boiling Brook Parkway
Rockville, MD 20852
Tel: 881-5973
Fax: 881-1637
Znание Book Store
5237 Geary Boulevard
San Francisco, CA 94118
Tel.: 752-7555
Almanac Press, Inc.
501 South Fairfax Avenue
Suite 206
Los Angeles, CA 90036
Tel.: 931-2692
Fax: 931-7748

Vietnam

XUNHASABA
32 Hai Ba Trung
Hanoi, S.R.V.

В Москве вы можете оформить подписку на наш журнал с доставкой по любому адресу в любой стране. Обращайтесь по адресу: 117049 Москва, Б.Якиманка, 39, АО «Международная книга», фирма «Периодика».

Контактный телефон 238-4967

Факс 238-4634

Преимущества такого рода подписки — скидка с экспортной цены, отправка не позже чем через две недели после подписки.

In Moscow You can take a subscription to our magazine with a delivery to any address in any country all over the world at: 117049 Moscow, Bolshaya Yakimanka, 39, AO «Mezhdunarodnaya kniga», «Periodika» company.

Contact tel.: (095) 238-4967

Fax: (095) 238-4634

Advantages of such a subscription are the following:

— a discount from the export price;

— a dispatch of the magazine not later than in two weeks after taking a subscription.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10



924-24-80, 928-88-69; факс 315-0698

101000 Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648

Художественный редактор Т.А. Дворецкова

Сдано в набор 26.05.97. Подписано в печать 26.06.97. Формат 60×80¹/₈.
Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Заказ

ЗАО «Знак», 103012 Москва, Б. Черкасский пер., 2/10

Отпечатано в типографии МЭИ

111250 Москва, ул. Красноказарменная, д. 13



*Центр “РИД”
Министерство внешних связей
Республики Башкортостан
АО “Башкирэнерго”*

**приглашают принять участие
в 3-й международной выставке
“ЭЛЕКТРИЧЕСТВО-97”
г. Уфа, 20–24 октября 1997 г.**

На выставке будут представлены:

измерительное и испытательное оборудование для контроля качества электро-технической продукции;
технологическое оборудование и оснастка для организации сборки электрического оборудования и приборов;
технологическое оборудование для производства электрических машин и электро-технического оборудования;
оборудование для организации сетей распределения и передачи электроэнергии;
технологическое оборудование для обработки металлов и других материалов;
оборудование и технология электронного производства;
вычислительная техника и программное обеспечение;
электротехническое и осветительное оборудование;
оборудование для электростанций и подстанций;
радио- и телевизионное оборудование;
продукция кабельного производства;
электрические машины и аппараты;
электробытовая техника;
электроинструменты.

Адрес оргкомитета:

450000, Россия, Уфа, Главпочтамт, а/я 1360А, Центр “РИД”.
Телефон: (3472) 224666, 225412, 221091.
Факс: (3472) 223705, 224857, 228823.
Телетайп: 162114 РИД.