



ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

1990

•ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ•

2

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ОРГАН АКАДЕМИИ НАУК СССР, ГОСУДАРСТВЕННОГО КОМИТЕТА СССР
ПО НАУКЕ И ТЕХНИКЕ, ЦП ВСЕСОЮЗНОГО НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЩЕСТВА ЭНЕРГЕТИКОВ
И ЭЛЕКТРОТЕХНИКОВ ИМЕНИ АКАДЕМИКА Г. М. КРЖИЖАНОВСКОГО

МОСКВА

ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ

УДК 621.314.2.015.38:621.316.176.027.5/.6

Воздействие сетевых перенапряжений на высоковольтный тиристорный преобразователь

ГРИНШТЕИН Б. И., ТИМОШЕНКО А. Л., БЕЗУГЛЫЙ С. Л.

Одним из главных вопросов при создании преобразователей является организация их защиты от перенапряжений, так как уровень перенапряжений определяет испытательные напряжения и в конечном счете стоимостные и массогабаритные показатели преобразователя.

Особо остро вопрос защиты от перенапряжений стоит для преобразователей класса 3—20 кВ, используемых для питания автономных объектов, например для нефтебурого привода, экскаваторов угольных разрезов и т. д. Особенностью электроснабжения таких объектов является то, что питающая сеть выполняется воздушными или кабельно-воздушными линиями или имеется автономный питающий глубокий ввод, а отходящие линии отсутствуют (так называемое тупиковое присоединение). В таких сетях сетевые перенапряжения (например грозовые) могут достигать значительных величин.

Целью работы является проверка соответствия уровней испытательных напряжений преобразователей тем электрическим воздействиям, которым они могут подвергаться в процессе эксплуатации. Для этого рассмотрим типичную 3-фазную мостовую схему преобразователя, подключенного к сети через токоограничительные реакторы L_p и имеющего на входе демпфирующие RC -цепи, соединенные по схеме треугольника. Фазы питающей

сети имеют емкость на землю $C_{\phi 1}$, а фазы преобразователя — $C_{\phi 2}$, при этом указанные емкости включают в себя емкость реактора на землю. Полюсы преобразователя имеют емкость на землю C_{n1} и C_{n2} , а каждая тиристорная ячейка защищена от коммутационных перенапряжений защитными RC -цепями с параметрами L_{RC} , R_1 , C_1 (в расчете на все тиристоры плеча), при этом L_{RC} — индуктивность для ограничения величины di/dt при разряде емкости защитной RC -цепи при включении тиристоров (как правило, это собственная индуктивность резисторов R_1). Кроме того, в каждое плечо преобразователя включены насыщающиеся дроссели с индуктивностью L_{dn} .

Подавляющее число переходных процессов (в том числе и от грозовых воздействий) в сетях переменного тока сопровождается перенапряжениями, возникающими в отдельных фазах в различные моменты времени [1]. Поэтому в качестве расчетного принимается тот случай, когда волна перенапряжения распространяется по одной из фаз линии.

Сети 3—15 кВ работают с изолированной нейтралью, в них допускается работа с замыканием одной из фаз на землю на время оперативных переключений для подготовки сети к поиску и устранению этого замыкания. В связи с этим в качестве расчетного режима работы

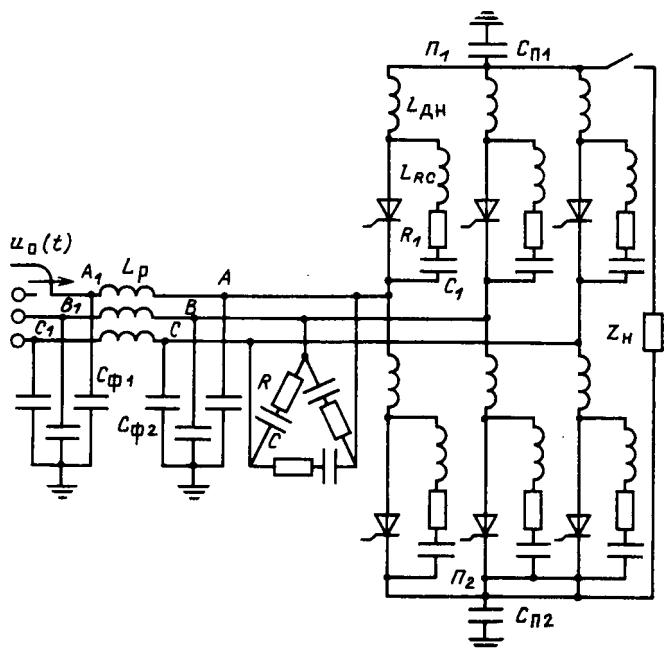


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя
преобразователя принимается работа его с заземленным полюсом.

Полагаем, что по одной из фаз линии на преобразователь набегает волна перенапряжения $u_0(t)$, один из полюсов (Π_2) преобразователя заземлен, все тиристорные плечи его выключены, нагрузка на выходе отключена. Необходимо определить напряжения в характерных узлах схемы преобразователя.

Обычно источник перенапряжения представляется генератором напряжения, который подключается к схеме преобразователя. Однако такая модель недостаточно точно отображает особенности схемы, по которой распространяется волна перенапряжений.

Для расчетов с учетом волновых процессов в линии применяется схема замещения Петерсена, согласно которой удвоенное падающее напряжение включается на электрическую цепь, состоящую из последовательно включенного волнового сопротивления Z_v линии, по которой набегает волна, и элемента Z , подключенного к узловой точке [2]. Рассчитанное в такой схеме напряжение на элементе Z будет напряжением преломленной волны, т. е. по существу напряжением в узловой точке.

Электрическую схему преобразователя можно привести к эквивалентному сопротивлению Z , которое в общем случае представляет собой комплексную величину. Однако поскольку в результате анализа необходимо определить напряжение во многих узловых точках преобразователя (напряжение на плече, на полюсах, между фазами и т. д.), рассматриваем в схеме Петерсена преобразователь полной схемы подключения (с сосредо-

точенными параметрами), пренебрегая волновыми процессами внутри преобразователя в связи с тем, что линейные размеры его схемы и присоединения не превосходят 10—15 м.

Математическое описание полной схемы рис. 1 для анализа воздействия сетевых перенапряжений на преобразователь приводит к дифференциальным уравнениям 20—22 порядков, поэтому в данном случае представляется более целесообразным применить метод симметричных составляющих, широко распространенный в электротехнике для расчета несимметричных режимов; при этом сложная полная эквивалентная схема сводится к двум существенно более простым схемам замещения для прямой (обратной) и нулевой последовательностей в связи с тем, что метод симметричных составляющих позволяет проводить расчет для каждой фазы отдельно.

Чтобы воспользоваться указанным методом, полагаем все элементы схемы линейными. На самом же деле схема содержит нелинейные элементы: насыщающиеся дроссели, нелинейные ограничители напряжений, установленные для защиты преобразователя от перенапряжений, а также тиристоры. Однако нелинейные элементы схемы можно с достаточной степенью точности заменить линейными, сделав при этом следующие допущения:

1. При воздействии импульсных волн с крутыми фронтами время фронта перенапряжения меньше времени полного перемагничивания насыщающихся дросселей. Поэтому можно полагать, что в эти моменты дроссель работает на линейном участке характеристики, а индуктивность его соответствует индуктивности при насыщенном (или ненасыщенном) состоянии магнитопровода.

2. При превышении напряжения лавинообразования в ограничителях напряжения, защищающих тиристоры, пренебрегаем их влиянием на процессы в схеме и определяем уровень перенапряжений на тиристорной части плеча преобразователя без учета действия нелинейных ограничителей.

Воздействие однократного импульса перенапряжений, набегающего по одной из фаз линии, представляет собой вырожденную 3-фазную систему воздействий. Для применения к ней метода симметричных составляющих представим действие импульса периодическим. Выберем период следования импульсов заведомо превышающим время всех переходных процессов в схеме, вызванных одиночным импульсом. Такую квазипериодическую систему импульсов можно разложить в гармонический ряд Фурье и к каждой гармонике применить метод симметричных составляющих, а затем все воздействия просуммировать.

Полагаем, что импульсная волна перенапряжений набегает по фазе A , т. е. $u_A = u_0(t)$, $u_B = 0$, $u_C = 0$.

Тогда составляющая нулевой последователь-

ности

$$u^0 = u_A^0 = u_B^0 = u_C^0 = \frac{1}{3} (u_A + u_B + u_C) = \frac{1}{3} u_0(t).$$

Сумму прямой и обратной последовательностей назовем линейной составляющей [2]. Следовательно,

$$u_A^l = u_A - u_0^0 = u_0(t) - \frac{1}{3} u_0(t) = \frac{2}{3} u_0(t);$$

$$u_B^l = u_B - u_0^0 = -\frac{1}{3} u_0(t);$$

$$u_C^l = u_C - u_0^0 = -\frac{1}{3} u_0(t).$$

На рис. 2, а приведена схема расчета воздействий на фазу линейных составляющих. При составлении схемы соединение демпфирующих RC -цепей в треугольник преобразовано в эквивалентную звезду. Поскольку вследствие симметрии воздействия системы напряжений прямой и обратной последовательностей нейтраль преобразованной звезды и незаземленный полюс P_1 имеют нулевой потенциал, их можно соединить с точкой нулевого потенциала схемы.

Переходные процессы в схеме описываются уравнениями (относительно показанных на схеме зарядов).

$$\left. \begin{aligned} \dot{q}_0 &= \frac{1}{Z_b} \left(u_0 - \frac{q_1}{C_{\phi 1}} \right); \\ \dot{q}_1 &= \frac{1}{Z_b} \left(u_0 - \frac{q_1}{C_{\phi 1}} \right) - \dot{q}_2; \\ \ddot{q}_2 &= \frac{1}{L_p} \left(\frac{q_1}{C_{\phi 1}} - \frac{q_3}{C_{\phi 2}} \right); \\ \dot{q}_3 &= q_2 - \frac{3}{R} \left(\frac{q_3}{C_{\phi 2}} - \frac{q_4}{3C} \right) - \dot{q}_5; \\ \dot{q}_4 &= \frac{3}{R} \left(\frac{q_3}{C_{\phi 2}} - \frac{q_4}{3C} \right); \\ \ddot{q}_5 &= \frac{2}{L_a} \left(\frac{q_3}{C_{\phi 2}} - \frac{q_5}{2C_1} - \frac{R}{2} \dot{q}_5 \right), \end{aligned} \right\}$$

при этом

$$L_a = L_{DH} + L_{RC}; \quad \dot{q} = \frac{dq}{dt}; \quad \ddot{q} = \frac{d^2q}{dt^2};$$

$$u_0 = 2u_A^l = \frac{4}{3} u_0(t) — для фазы A;$$

$$u_0 = 2u_B^l = -\frac{2}{3} u_0(t) — для фаз B и C.$$

Расчет воздействий на каждую фазу системы напряжений нулевой последовательности проводится по схеме рис. 2, б. При преобразовании полной схемы для схемы нулевой последовательности следует иметь в виду, что токи нулевой последовательности в демпфирующей RC -цепи, соединенной по схеме треугольника, отсутствуют. Кроме того, через емкость C_n полюса протекают токи всех фаз, поэтому в расчетной схеме эта емкость принимается равной $C_n/3$.

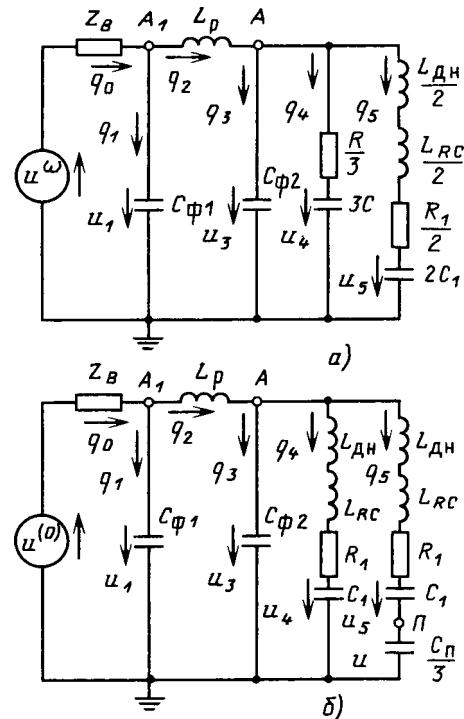


Рис. 2. Эквивалентные расчетные схемы: а — схема прямой и обратной последовательности; б — схема нулевой последовательности

С учетом принятых ранее обозначений электромагнитные процессы в схеме нулевой последовательности описываются системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \dot{q}_0 &= \frac{1}{Z_b} \left(u_0 - \frac{q_1}{C_{\phi 1}} \right); \\ \dot{q}_1 &= \frac{1}{Z_b} \left(u_0 - \frac{q_1}{C_{\phi 1}} \right) - \dot{q}_2; \\ \ddot{q}_2 &= \frac{1}{L_p} \left(\frac{q_1}{C_{\phi 1}} - \frac{q_3}{C_{\phi 2}} \right); \\ \dot{q}_3 &= \dot{q}_2 - \dot{q}_4 - \dot{q}_5; \\ \ddot{q}_4 &= \frac{1}{L_a} \left(\frac{q_3}{C_{\phi 2}} - \frac{q_4}{C_1} - R_1 \dot{q}_4 \right); \\ \ddot{q}_5 &= \frac{1}{L_a} \left[\frac{q_3}{C_{\phi 2}} - q_5 \left(\frac{1}{C_1} + \frac{3}{C_n} \right) - R_1 \dot{q}_5 \right]. \end{aligned} \right\}$$

Дальнейшие преобразования систем уравнений (1) и (2) для расчета их на ЭВМ приведены в приложении. Системы решены на ЭВМ численными методами интегрирования при широком изменении параметров схемы преобразователя. Рис. 3—5 иллюстрируют некоторые из характерных вариантов расчета, причем на рис. 3, 4 приведены результаты расчета нулевых и линейных составляющих, а также результирующие кривые.

С целью проверки корректности применения метода симметричных составляющих для решения указанной выше задачи был проведен пасчет

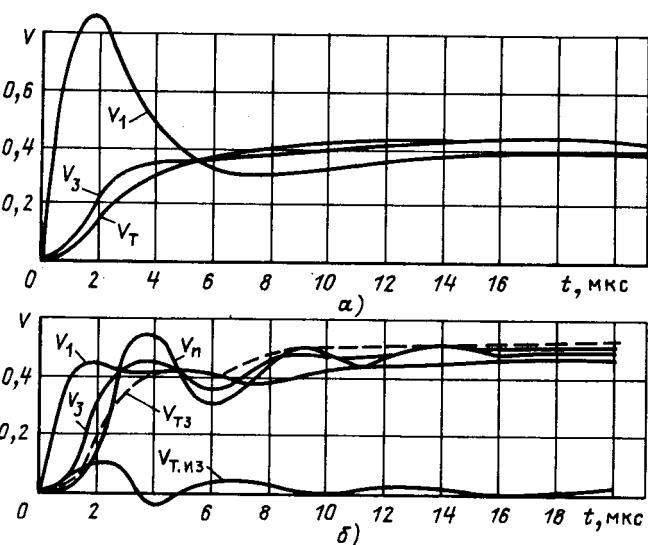


Рис. 3. Напряжения в узловых точках преобразователя фазы А: а — линейные составляющие; б — нулевые составляющие

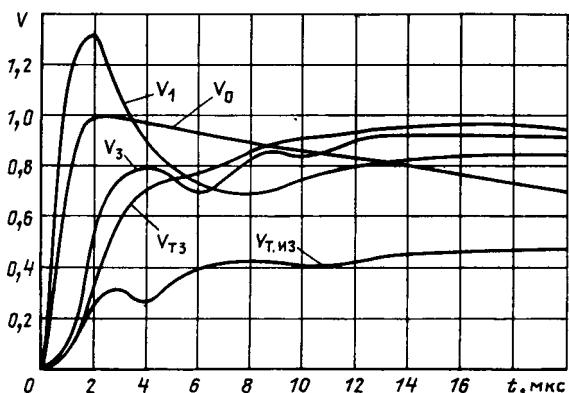


Рис. 4. Напряжения в узловых точках преобразователя фазы А

упрощенной схемы преобразователя (без реакторов L_p в фазах и емкостей $C_{\phi 2}$ на рис. 1) по полной эквивалентной схеме и по схемам для симметричных составляющих. В результате получено хорошее совпадение расчетных воздействий на элементы преобразователя в обоих методах.

Действительные напряжения в интересующих узлах схемы получаются при наложении импульсных воздействий на напряжение питающей сети. Амплитуда набегающей волны, принятая за единицу, принимается равной пробивному или остающемуся напряжению на защитном линейном разряднике, т. е.

$$V_0 = u_0/u_{np} = 1.$$

Пробивное напряжение современных вентильных разрядников — основного защитного аппарата линий и подстанций — равно $3U_\phi$ [4]. Следовательно, фазное напряжение в относительных единицах

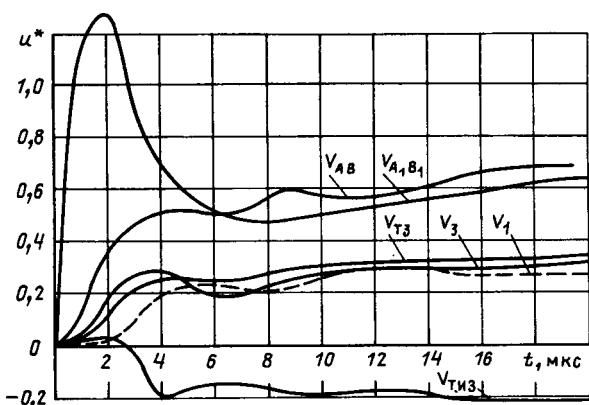


Рис. 5. Межфазные напряжения и напряжения в узловых точках преобразователя фазы В (С)

$$V_\phi = U_\phi / U_{np} = 0,333.$$

Волна перенапряжения накладывается на напряжение фазы, по которой она распространяется, и напряжение пробоя разрядника определяется суммой этих напряжений. Волна перенапряжения может возникнуть в любой момент времени. Введем коэффициент, показывающий какую часть пробивного напряжения составляет амплитуда волны, набегающей с линии:

$$k_b = 1 - V_\phi \sin \varphi = 1 - 0,333 \sin \varphi,$$

где φ — угол, соответствующий времени прихода импульса перенапряжения и отсчитываемый от момента прохождения напряжения фазы, по которой набегает волна, через нуль.

Тогда фактические напряжения в узловых точках схемы в относительных единицах в общем виде можно записать так:

для узлов фазы А

$$V = k_b V_{\text{расч}} + 0,333 \sin \varphi;$$

для узлов фазы В

$$V = k_b V_{\text{расч}} + 0,333 \sin(\varphi - 2\pi/3);$$

для узлов фазы С

$$V = k_b V_{\text{расч}} + 0,333 \sin(\varphi - 4\pi/3);$$

между фазами А и В

$$V = k_b V_{\text{расч}} + 0,333\sqrt{3} \sin(\varphi + \pi/6);$$

между фазами В и С

$$V = 0,333\sqrt{3} \sin(\varphi - \pi/2);$$

между фазами С и А

$$V = k_b V_{\text{расч}} + 0,333\sqrt{3} \sin(\varphi - 7\pi/6).$$

Напряжение фазы V_ϕ может меняться в пределах $-0,33 \div 0,33$, следовательно, k_b изменяется в диапазоне $0,67 \div 1,33$.

Рассмотрены наиболее характерные моменты прихода действующей волны перенапряжений:

а) в момент прохождения фазного напряжения через нуль, $\varphi = 0$, $k_b = 1$;

- б) в момент прохождения фазного напряжения через максимум, $\varphi = \pi/2$, $k_b = 0,67$;
 в) в момент прохождения фазного напряжения через нуль, $\varphi = \pi$, $k_b = 1$;
 г) в момент максимума противофазы, $\varphi = 3\pi/2$, $k_b = 1,33$.

На рис. 6 указаны наибольшие напряжения в узловых точках в зависимости от параметров демпфирующей цепи для реальных параметров выпускаемых электротехнической промышленностью преобразователей серии ПВТ на напряжение 3—20 кВ и токи до 1500 А.

Согласно ГОСТ для изоляции цепей преобразователя применяются два значения одноминутного испытательного напряжения частоты 50 Гц:

для установок с нормальной изоляцией

$$U_{исп} = 2,25 U_d + 3500;$$

для установок с облегченной изоляцией

$$U_{исп} = 1,5 U_d + 5000.$$

Если существует соответствие испытательного напряжения установок с облегченной изоляцией воздействиям перенапряжений со стороны переменного тока, то для установок с нормальной изоляцией оно существует тем более.

Для трехфазной мостовой схемы среднее выпрямленное напряжение холостого хода

$$U_{d0} = 2,34 U_{\phi, \text{эфф}},$$

где $U_{\phi, \text{эфф}}$ — эффективное значение фазного напряжения.

Следовательно, амплитуда испытательного напряжения промышленной частоты преобразователей с облегченной изоляцией

$$U_{исп}^{\max} = \sqrt{2}(1,5 \cdot 2,34 U_{\phi, \text{эфф}} + 5000)$$

или в относительных единицах при базовом напряжении $3U_{\phi}^{\max}$

$$V_{исп} = 1,17 + 2360/U_{\phi}^{\max}.$$

Для преобразователей, подключаемых к сетям 3—15 кВ,

$$V_{исп} = 1,17 + (0,183 \div 0,92) = 1,353 \div 2,09,$$

причем большее значение испытательного напряжения соответствует преобразователям для сети 3 кВ.

Например, для преобразователя, подключаемого к сети 10 кВ, амплитуда испытательного напряжения

$$V_{исп} = 1,17 + \frac{2360\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot 10500} = 1,446$$

или

$$U_{исп} = 1,446 \cdot 3\sqrt{2} \cdot 10,5\sqrt{3} \approx 38 \text{ кВ.}$$

Для оценки достаточности величины испытательных напряжений необходимо знать импульсную прочность фазной и полюсной изоляции преобразователя.

Запас импульсной прочности достаточен в том

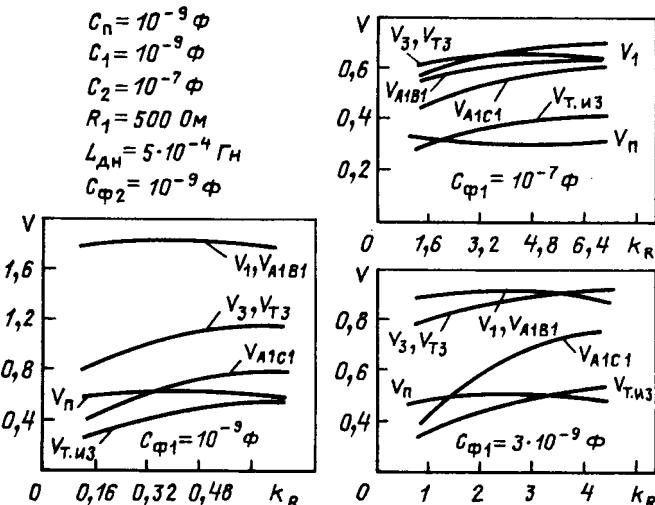


Рис. 6. Расчетные перенапряжения на преобразователе при $L_p = 10^{-2}$ Гн

случае, если $k_3 U_{ph} \leq k_i U_{исп}$, где U_{ph} — амплитуда перенапряжений; k_i — коэффициент импульса; k_3 — коэффициент запаса (обычно $k_3 = 1,2 - 1,3$).

В относительных единицах $k_3 V_{ph} \leq k_i V_{исп}$, или при $k_3 = 1,3$ применительно к преобразователям рассматриваемого класса напряжений $1,2V_{ph} \leq k_i(1,353 - 2,09)$.

Для реальных параметров сети и преобразователей уровень перенапряжения, как показали расчеты, не превосходит 1,2 относительных единиц. Следовательно $k_i \geq 1,15$. Обычно коэффициент импульса изоляционных конструкций подобных аппаратов не менее 1,5 [5], поэтому можно считать, что уровень испытательных напряжений преобразователей согласован с уровнем импульсных перенапряжений, действующих со стороны сети переменного тока.

Однако в ряде работ, например [6], показано, что испытания изоляции повышенным напряжением промышленной частоты с одноминутной выдержкой не могут гарантировать высокую надежность при грозовых и коммутационных перенапряжениях ввиду различных механизмов разряда при относительно продолжительном воздействии напряжения промышленной частоты и импульсного напряжения, что и определяет различие характеристик электрической прочности изоляции при этих воздействиях. Поэтому необходимы данные об электрической прочности изоляции при импульсных перенапряжениях различной формы (колебательной и апериодической).

Организация защиты высоковольтного тиристорного преобразователя от перенапряжений является сложной комплексной задачей. Параметры схемы преобразователя, существенно влияющие на уровни перенапряжений на его элементах, выбираются, как правило, не из условий оптимизации этих уровней, а по другим критериям.

Так, фазные реакторы выбираются по условию ограничения токов короткого замыкания при внутренних неисправностях преобразователя, демпфирующие RC -цепи на входе преобразователя и внутренняя лавинная защита тиристоров — по условию ограничения коммутационных перенапряжений на тиристорной части преобразователя до $(1,3 \div 1,4) U_{\text{ном}}$ при его работе в зарегулированном режиме.

Поэтому выполненные расчеты воздействий атмосферных перенапряжений на преобразователь являются в значительной степени проверочными для уже выбранных параметров схемы, и они позволяют вносить некоторые корректизы и накладывать дополнительные ограничения на выбор элементов силовой схемы преобразователя.

По результатам расчетов и анализа можно сделать следующие выводы:

1. При воздействии на преобразователь набегающей по линии волны перенапряжений с амплитудой, равной напряжению срабатывания защитного разрядника, в схеме преобразователя могут возникать перенапряжения, существенно превышающие перенапряжения при коммутации тиристорных плеч преобразователя. Поэтому изоляцию некоторых элементов преобразователя (например, анодных и фазных реакторов) следует выбирать с учетом этих воздействий.

2. Область применения преобразователей 3—20 кВ постоянно расширяется и, как показали исследования, непосредственно на преобразователь возможно воздействие атмосферных сетевых перенапряжений, поэтому целесообразно проводить испытания преобразователей не только повышенным напряжением промышленной частоты, но и импульсным напряжением. Целесообразность таких испытаний диктуется и тем, что испытания изоляции напряжением промышленной частоты не адекватны импульсным воздействиям ввиду различных механизмов разряда при этих видах воздействий.

3. Внутренняя лавинная защита тиристоров преобразователя, выбранная по условиям ограничения перенапряжений, следующих с частотой коммутации тиристоров, защищает преобразователь от воздействия сетевых грозовых перенапряжений.

Приложение. Приведение исходных систем дифференциальных уравнений к каноническому виду для расчета на ЭВМ. Для удобства анализа и расчетов перейдем к безразмерным величинам, выбрав в качестве базисных волновое сопротивление линии Z_b и емкость фазы линии на землю $C_{\phi 1}$. Для этого введем безразмерное время

$$T = \frac{t}{Z_b C_{\phi 1}}. \quad \text{Тогда}$$

$$\frac{dT}{dt} = \frac{1}{Z_b C_{\phi 1}}, \quad \frac{d^2T}{dt^2} = 0.$$

Заряды в схеме запишем в виде $q = C_{\phi 1} u_0 x$, где x — безразмерная переменная.

Следовательно,

$$\left. \begin{aligned} \frac{dq}{dt} &= C_{\phi 1} \left(x \frac{du_0}{dt} + u_0 \frac{dx}{dt} \right); \\ \frac{d^2q}{dt^2} &= C_{\phi 1} \left(x \frac{d^2u_0}{dt^2} + 2 \frac{du_0}{dt} \frac{dx}{dt} + u_0 \frac{d^2x}{dt^2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-1})$$

Обозначим

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_0}{dT} &= \dot{u}_0; \quad \frac{d^2u_0}{dT^2} = \ddot{u}_0; \\ \frac{dx}{dT} &= \dot{x}; \quad \frac{d^2x}{dT^2} = \ddot{x}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-2})$$

Тогда с учетом принятых обозначений

$$\left. \begin{aligned} \frac{du_0}{dt} &= \frac{1}{Z_b C_{\phi 1}} \dot{u}_0; \quad \frac{d^2u_0}{dt^2} = \frac{1}{(Z_b C_{\phi 1})^2} \ddot{u}_0; \\ \frac{dx}{dt} &= \frac{1}{Z_b C_{\phi 1}} \dot{x}; \quad \frac{d^2x}{dt^2} = \frac{1}{(Z_b C_{\phi 1})^2} \ddot{x}; \\ \frac{dq}{dt} &= \frac{1}{Z_b} (\dot{u}_0 x + u_0 \dot{x}); \quad \frac{d^2q}{dt^2} = \frac{1}{Z_b^2 C_{\phi 1}} (\ddot{u}_0 x + 2 \dot{u}_0 \dot{x} + u_0 \ddot{x}). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-3})$$

Полагаем, что по линии распространяется импульсная волна перенапряжений, имеющая форму стандартной полной испытательной волны, описываемой апериодическим импульсом второго порядка [3], т. е.

$$u_0(t) = U_m (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2}). \quad (\text{П-4})$$

Тогда для схемы линейных составляющих

$$2u_A^1(t) = \frac{4}{3} U_m (e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2})$$

или

$$2u_A^1(T) = \frac{4}{3} U_m (e^{-\tau T/T_1} - e^{-\tau T/T_2}) = U_m A_0, \quad (\text{П-5})$$

$$\text{где } A_0 = \frac{4}{3} (e^{-\tau T/T_1} - e^{-\tau T/T_2}); \quad \tau = Z_b C_{\phi 1}.$$

Поэтому

$$u_0(T) = U_m A_0;$$

$$\dot{u}_0 = \frac{du_0}{dT} = U_m A_1;$$

$$\ddot{u}_0 = \frac{d^2u_0}{dT^2} = U_m A_2,$$

причем

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{4}{3} \tau \left(\frac{1}{T_2} e^{-\tau T/T_2} - \frac{1}{T_1} e^{-\tau T/T_1} \right); \\ A_2 &= \frac{4}{3} \tau^2 \left(\frac{1}{T_1^2} e^{-\tau T/T_1} - \frac{1}{T_2^2} e^{-\tau T/T_2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (\text{П-7})$$

Из (6) следует, что

$$\dot{u}_0 = A_1 / A_0; \quad \ddot{u}_0 / u_0 = A_2 / A_0. \quad (\text{П-8})$$

При приведении системы уравнений к каноническому виду для расчета на ЭВМ, описывающей схему линейных составляющих, вновь обозначим:

$$\begin{aligned} x_0 &= y_1; \quad x_1 = y_2; \quad x_2 = y_3; \quad \dot{x}_2 = y_4; \quad x_3 = y_5; \quad x_4 = y_6; \\ x_5 &= y_7; \quad x_6 = y_8. \end{aligned} \quad (\text{П-9})$$

Тогда с учетом преобразований и принятых обозначений указанная система уравнений в безразмерных единицах принимает вид:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= -\frac{A_1}{A_0} y_1 - y_2 + 1; \\ \dot{y}_2 &= 1 - \left(1 + \frac{A_1}{A_0}\right) y_2 - \frac{A_1}{A_0} y_3 - y_4; \\ \dot{y}_3 &= y_4; \\ \dot{y}_4 &= d^2 y_2 - \frac{A_2}{A_0} y_3 - \frac{2A_1}{A_0} y_4 - \frac{d^2}{k_\phi} y_5; \\ \dot{y}_5 &= \left(\frac{A_1}{A_0} + 1\right) y_3 - \left(\frac{3d}{k_R k_\phi} + \frac{A_1}{A_0}\right) y_5 + \frac{d}{k_R k_C} y_6 - \\ &\quad - \frac{A_1}{A_0} y_7 - y_8; \\ \dot{y}_6 &= \frac{3d}{k_R k_\phi} y_5 - \left(\frac{d}{k_R k_C} + \frac{A_1}{A_0}\right) y_6; \\ \dot{y}_7 &= y_8; \\ \dot{y}_8 &= \frac{2d^2}{k_\phi k_L} y_5 - \left[\frac{d}{k_L} \left(\frac{A_1}{A_0} k_{R1} + \frac{d}{k_{C1}}\right) + \frac{A_2}{A_0}\right] y_7 - \\ &\quad - \left(\frac{dk_{R1}}{k_L} - \frac{2A_1}{A_0}\right) y_8, \end{aligned}$$

при этом $\rho = \sqrt{L_p/C_{\phi 1}}$; $k_\phi = C_{\phi 2}/C_{\phi 1}$; $k_{C1} = C_1/C_{\phi 1}$; $k_C = C/C_{\phi 1}$; $d = Z_b/\rho$; $R/\rho = k_R$; $R_1/\rho = k_{R1}$; $k_L = L_a/L_p$.

При расчетах находим напряжения в интересующих нас узлах схемы относительно земли:

$u_1 = q_1/C_{\phi 1}$ — напряжение на входе преобразователя (до реактора);

$u_3 = q_3/C_{\phi 2}$ — напряжение на входе преобразователя (после реактора);

$u_1 = u_3 - \frac{L_{DH}}{2} \ddot{q}_5$ — напряжение на тиристорной части плеча преобразователя.

Обозначим напряжения в интересующих нас точках в относительных единицах, как

$$V = u/U_m,$$

тогда

$$V_1 = y_2 A_0;$$

$$V_3 = \frac{A_0}{k_\phi} y_5; \quad (\text{П-11})$$

$$V_1 = \frac{A_0}{k_\phi} y_5 - \frac{k_{L1}}{2d^2} (A_2 y_7 + 2A_1 y_8 + A_0 \dot{y}_8),$$

$$\text{причем } k_{L1} = \frac{L_{DH}}{L_p}.$$

Поскольку, как было показано выше, $u_{BC}^{(BC)} = V_1 = A_0 y_2$; $V_3 = \frac{A_0}{k_\phi} y_5$.

$= -\frac{1}{2} u_A^0$, необходимости расчета воздействий линейных составляющих в фазах B и C нет: для этих фаз полученные значения при решении системы уравнений надо разделить пополам и взять с обратным знаком.

Отметим, что все расчеты проводятся при нулевых начальных условиях с дальнейшим наложением полученных интересующих нас напряжений на напряжения 3-фазной питающей сети.

При расчете схемы нулевой последовательности воздействия для всех фаз одинаковы:

$$2u_A^0 = 2u_B^0 = 2u_C^0 = \frac{2}{3} u_0(t),$$

соответственно

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{3} (e^{-\tau T/T_1} - e^{-\tau T/T_2}); \\ A_1 &= \frac{2}{3} \tau \left(\frac{1}{T_2} e^{-\tau T/T_2} - \frac{1}{T_1} e^{-\tau T/T_1} \right); \\ A_2 &= \frac{2}{3} \tau^2 \left(\frac{1}{T_1^2} e^{-\tau T/T_1} - \frac{1}{T_2^2} e^{-\tau T/T_2} \right). \end{aligned} \quad (\text{П-12})$$

Обозначив вновь безразмерные переменные для схемы нулевой последовательности как $x_0 = y_1$; $x_1 = y_2$; $\dot{x}_2 = y_3$; $\dot{x}_2 = y_4$; $x_3 = y_5$; $x_4 = y_6$; $\dot{x}_4 = y_7$; $x_5 = y_8$; $\dot{x}_5 = y_9$, и приняв $k_n = C_n/C_{\phi 1}$, получим систему уравнений для расчета схемы нулевой последовательности в каноническом виде:

$$\begin{aligned} \dot{y}_1 &= \frac{A_1}{A_0} y_1 - y_2 + 1; \\ \dot{y}_2 &= -(1 + A_1/A_0) y_2 - \frac{A_1}{A_0} y_3 - y_4 + 1; \\ \dot{y}_3 &= y_4; \\ \dot{y}_4 &= d^2 y_2 - \frac{A_2}{A_0} y_3 - \frac{2A_1}{A_0} y_4 - \frac{d^2}{k_\phi} y_5; \\ \dot{y}_5 &= \frac{A_1}{A_0} y_3 + y_4 - \frac{A_1}{A_0} y_5 - \frac{A_1}{A_0} y_6 - y_7 - \frac{A_1}{A_0} y_8 - y_9; \\ \dot{y}_6 &= y_7; \\ \dot{y}_7 &= \frac{d^2}{k_L k_\phi} y_5 - \left[\frac{d}{k_L} \left(\frac{d}{k_{C1}} + k_{R1} \frac{A_1}{A_0} \right) + \frac{A_2}{A_0} \right] y_6 - \\ &\quad - \left(\frac{dk_{R1}}{k_L} + \frac{2A_1}{A_0} \right) y_7; \\ \dot{y}_8 &= y_9; \\ \dot{y}_9 &= \frac{d^2}{k_L k_\phi} y_5 - \left[\frac{d}{k_L} \left(\frac{d}{k_{C1}} + \frac{3d}{k_n} + k_{R1} \frac{A_1}{A_0} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{A_2}{A_0} \right] y_8 - \left(\frac{dk_{R1}}{k_L} - \frac{2A_1}{A_0} \right) y_9. \end{aligned} \quad (\text{П-13})$$

Напряжения в соответствующих узлах схемы (по аналогии со схемой прямой последовательности):

Напряжение на изолированном полюсе

$$u_n = \frac{3q_5}{C_n} = \frac{3u_0}{k_n} x_5$$

или

$$V_n = \frac{3A_0}{k_n} y_8. \quad (\text{П-13})$$

Напряжение на тиристорной части плеча преобразователя, подключенного к заземленному полюсу,

$$u_{t,3} = u_3 - \ddot{q}_4 L_{dh},$$

чemu соответствует

$$\begin{aligned} V_{t,3} = \frac{A_0}{k_\phi} y_5 - \frac{A_2 k_{L1}}{d^2} y_6 - \frac{2 A_1 k_{L1}}{d^2} y_7 - \\ - \frac{A_0 k_{L1}}{d^2} \dot{y}_7. \end{aligned} \quad (\text{П-14})$$

Напряжение на тиристорной части плеча преобразователя, подключенного к изолированному полюсу,

$$u_{t,из} = u_3 - u_6 - \ddot{q}_5 L_{dh}$$

или в относительных единицах

$$\begin{aligned} V_{t,из} = \frac{A_0}{k_\phi} y_5 - \left(\frac{3A_0}{k_n} - \frac{k_{L1} A_2}{d^2} y_8 \right) - \frac{2k_{L1} A_1}{d^2} y_9 - \\ - \frac{k_{L1} A_0}{d^2} \dot{y}_9. \end{aligned} \quad (\text{П-15})$$

В дальнейшем можно приступать к расчетам на ЭВМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Защита от внутренних перенапряжений преобразовательных подстанций электропередач постоянного тока / Н. А. Колечкия, Н. С. Лазарев, А. В. Стукачев и др.— Труды ВЭИ, 1976, вып. 84.

2. Долгинов А. И. Перенапряжения в электрических системах.— М.: Госэнергоиздат, 1962.

3. Смирнов С. М., Терентьев П. В. Генераторы импульсов высокого напряжения.— М.—Л.: Энергия, 1964.

4. Вентильные разрядники высокого напряжения / Д. В. Шишман, А. И. Бронфман, В. И. Пружинина и др.— Л.: Энергия, 1971.

5. Бенинг П. Электрическая прочность изоляционных материалов и конструкций.— М., Л.: Госэнергоиздат, 1960.

6. Курехин В. В. Защита сетей от опасных уровней коммутационных перенапряжений / Управление электромеханическими объектами в горной промышленности.— Кемерово, 1982.

[21.03.89]

УДК 621.314.572.078

Устойчивость замкнутой системы автоматического регулирования однофазного инвертора с самовозбуждением

БЕРКОВИЧ Е. И.

Таллинн

Однофазный параллельный инвертор тока является неотъемлемой составной частью схем двухзвенных тиристорных преобразователей частоты (ТПЧ), широко применяемых в промышленности для питания установок индукционного нагрева.

Характерной чертой инверторов ТПЧ является то, что они работают в режиме самовозбуждения. При этом частота инвертора автоматически подстраивается к резонансной частоте нагрузки, обеспечивается жесткость внешней характеристики, создается возможность регулирования напряжения на нагрузке изменением выходной частоты. Регулирование выходного напряжения с помощью первого звена преобразователя частоты — управляемого выпрямителя — применяют в тех случаях, когда требуется существенно большая глубина регулирования, чем это можно обеспечить путем изменения выходной частоты.

Режим работы ТПЧ достаточно хорошо исследованы. Вместе с тем вопросы устойчивости

замкнутых систем автоматического регулирования (САР) практически не подвергались специальным исследованиям, и устранение возникавших неустойчивых режимов выполнялось в целом эмпирическим подбором параметров схемы. Такое положение объясняется большой сложностью задачи определения критериев устойчивости инвертора тока с самовозбуждением, представляющего собой структуру с несколькими весьма сложными нелинейностями.

Анализ переходных процессов в инверторах при постоянной выходной частоте в основном выполняется на базе использования линейных непрерывных и импульсных моделей [1, 2]. В [3] дано приближенное представление в виде непрерывной линеаризованной модели инвертора тока с самовозбуждением при параметрическом управлении частотой.

В настоящей статье выполнено аналитическое исследование устойчивости замкнутой автоматической системы регулирования с однофазным мос-

товым параллельным инвертором тока, работающим на электротермическую (RLC) нагрузку в режиме самовозбуждения. Исследование выполнено при рассмотрении всей структуры как существенно нелинейной при минимальных допущениях, основные из которых следующие: тиристоры идеальные, коммутация плеч инвертора мгновенная. Определение условий устойчивости анализируемой структуры выполнено с помощью прямого метода Ляпунова по аналогии с тем, как это сделано для широтно-импульсного преобразователя в [4].

Схема однофазного мостового параллельного инвертора, работающего в режиме самовозбуждения, совместно с САР представлена на рис. 1. На этом же рисунке приведены обозначения напряжений и токов, относительно которых для всей структуры ниже записана система уравнений. Структура построена, как это следует из рис. 1, следующим образом. Выходное напряжение инвертора u_h , уменьшенное в K_t раз делителем напряжения T_p , выпрямляется мостом $V_5 - V_8$ САР, затем подается на один из входов интегрального регулятора A_1 , на другой вход которого подается постоянное напряжение задания. Выходное напряжение регулятора A_1 поступает на блок модулятора угла (времени) опережения A_2 , который формирует импульсы управления тиристорами инвертора $V_1 - V_4$ и обеспечивает заданный угол (или время) опережения инвертора.

Структура содержит следующие нелинейности: тиристоры инвертора $V_1 - V_4$, переключающиеся с переменной частотой, блок модулятора A_2 и диоды $V_5 - V_8$. На вход первой из этих нелинейностей подаются импульсы управления, выходом ее являются токи инвертора i , i_d или напряжение u_h . Входом второй нелинейности является ток управления i_y , а выходом — последовательность импульсов переменной частоты, входом третьей — напряжение $K_t u_h$, а выходом — $K_t |u_h|$. Остальные части структуры представляют собой линейную часть.

Система самовозбуждения параллельного инвертора, работающего на электротермическую нагрузку, может быть построена по одному из двух принципов.

При следовании первому принципу на систему самовозбуждения возлагается функция обеспечения постоянства угла опережения β при любом изменении частоты и величины выходного напряжения инвертора. Такую систему можно построить различными способами, в частности, в серийных ТПЧ применен способ обеспечения постоянного угла β , реализующий следующее соотношение между углом β , напряжением управления u_y и некоторым заданным постоянным напряжением u_0 :

$$\beta = \frac{\pi}{2} (1 - u_0/u_y). \quad (1a)$$

При управлении согласно второму принципу

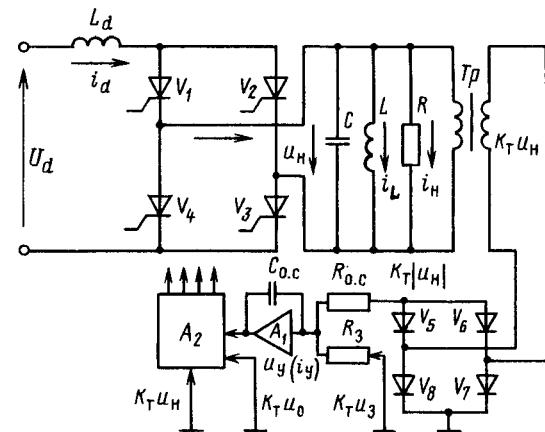


Рис. 1. Схема однофазного мостового параллельного инвертора с САР

система самовозбуждения должна обеспечивать постоянство схемного времени выключения. Используются способы управления, обеспечивающие следующую связь между схемным временем выключением t_0 , напряжением управления u_y , некоторым заданным постоянным напряжением u_0 и заданным временем T_u :

$$t_0 = \frac{u_y}{u_0} T_u, \quad (1b)$$

т. е. t_0 не зависит ни от амплитуды, ни от частоты выходного напряжения.

Отметим, что в общем случае, если необходимо обеспечить инвариантность некоторого выходного параметра x импульсного преобразователя с устройством времязадержки модуляции, то достаточно, чтобы опорная кривая этого устройства (т. е. напряжение сигнала развертки) в каждый момент времени была равна или пропорциональна функции $x(t)$ [5]. Ясно, что если момент появления импульса управления будет определяться точкой пересечения данной опорной кривой с напряжением управления u_y , то

$$\beta \equiv u_y \text{ или } t_0 \equiv u_y. \quad (1b)$$

Запишем систему дифференциальных уравнений для схемы рис. 1. С учетом обозначений напряжений и токов на рис. 1 имеем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dv} &= -\frac{i_h F}{\omega T_u} + \frac{U_d}{\omega L_d}, \\ \frac{di_h}{dv} &= -\frac{i_h}{\omega T_u} - \frac{i_L}{\omega T_u} + \frac{i}{\omega T_u}, \\ \frac{di_L}{dv} &= \frac{i_h}{\omega T_u}, \\ \frac{di_y}{dv} &= \frac{1}{\omega T_{o.c}} (i_3 - |i_h|), \end{aligned} \right\} \quad (2a)$$

где $v = \omega t$ — текущая угловая координата, а ω — круговая выходная частота инвертора; F — коммутационная функция, представляющая собой

меандр с периодом, равным периоду переключения тиристоров инвертора.

Кроме того, в уравнениях

$$m = L_d/L; \quad T_h = L/R; \quad T_k = RC; \quad i = i_d F; \quad i_h = u_h/R.$$

Величины напряжений и токов системы (2a), относящиеся к некоторому вполне определенному процессу, подлежащему исследованию и называемому в теории устойчивости по Ляпунову невозмущенным движением (НД), будем обозначать дополнительным индексом «о», например, i_{d0} , i_{h0} , ω_0 , F_0 и т. д. Вычтя из уравнения системы (2a) соответствующие уравнения невозмущенного движения, получим систему уравнений, определяющих величину разности токов между невозмущенным движением и другим процессом, который отличается только начальными условиями. Разности токов и напряжений называют отклонениями, а вызывающий их появление процесс — возмущенным движением (ВД).

Таким образом, система уравнений относительно отклонений, являющихся функциями угловой координаты v и в нашем случае из-за работы на различных частотах, имеющих вид

$\bar{i}_d = i_d - \frac{\omega}{\omega_0} i_{d0}$, $\bar{i}_h = i_h - \frac{\omega}{\omega_0} i_{h0}$ и т. д., т. е. система уравнений возмущенного движения запишется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dv} &= -\frac{1}{m\omega T_h} (i_h F - i_{h0} F_0) + \frac{U_d}{\omega L_d} \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right); \\ \frac{di_h}{dv} &= -\frac{1}{\omega T_k} \bar{i}_h - \frac{1}{\omega T_k} \bar{i}_L + \frac{1}{\omega T_k} i; \\ \frac{di_L}{dv} &= \frac{1}{\omega T_k} \bar{i}; \\ \frac{di_y}{dv} &= \frac{1}{\omega T_{o.c}} i_3 \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right) - \left(|i_h| - \frac{\omega}{\omega_0} |i_{h0}|\right). \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Найдем условия, при которых НД, описанное системой уравнений (26), будет устойчиво по Ляпунову, т. е. при достаточно малых начальных возмущениях ВД будет сколь угодно мало отличаться от НВ. При этом вначале будем рассматривать управление инвертора в соответствии с уравнением (1a):

Функцию Ляпунова зададим в виде суммы квадратичной формы и интеграла от последовательно соединенных первой и второй нелинейностей структуры — «ток управления — ток i_d »:

$$V = a_1 \bar{i}_d^2 + a_2 \bar{i}_h^2 + a_3 \bar{i}_L^2 + a_4 \int_0^{i_y} \bar{i}_d d\bar{i}_y. \quad (3)$$

Сумма первых трех членов при $a_1 > 0$, $a_2 > 0$, $a_3 > 0$ всегда положительна. Четвертый член при $a_4 > 0$ и при

$$\bar{i}_d \bar{i}_y > 0 \quad (4a)$$

также положителен. Таким образом, если пара

метры структуры выбраны так, что обеспечивает с соблюдение неравенства (4a), то это гарантирует положительность функции Ляпунова. Так как эта функция обращается в нуль только при равенстве нулю всех переменных \bar{i}_d , \bar{i}_h , \bar{i}_L , \bar{i}_y , то она является также определенно положительной.

Производная функции Ляпунова

$$\frac{dV}{dv} = 2a_1 \bar{i}_d \frac{d\bar{i}_d}{dv} + 2a_2 \bar{i}_h \frac{d\bar{i}_h}{dv} + 2a_3 \bar{i}_L \frac{d\bar{i}_L}{dv} + a_4 \bar{i}_d \frac{d\bar{i}_y}{dv} \quad (5a)$$

или после подстановки значений производных из (26):

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dv} = & -\frac{2a_1}{\omega m T_h} \bar{i}_d \left(i_h F - i_{h0} F_0 \frac{\omega}{\omega_0} \right) + \frac{2a_1 U_d}{\omega L_d} \bar{i}_d \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0} \right) - \\ & - \frac{2a_2}{\omega T_k} \bar{i}_h^2 - \frac{2a_2}{\omega T_k} \bar{i}_L \bar{i}_h + \frac{2a_2}{\omega T_k} \bar{i}_h \bar{i} - \frac{2a_3}{\omega T_k} \bar{i}_L \bar{i}_h + \\ & + \frac{a_4}{\omega T_{o.c}} \bar{i}_d \bar{i}_y \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0} \right) - \frac{a_4}{\omega T_{o.c}} \bar{i}_d \left(|i_h| - \frac{\omega}{\omega_0} |i_{h0}| \right). \end{aligned} \quad (5b)$$

Перед анализом знака производной dV/dt заметим, что если ток управления i_y ВД будет больше тока управления i_{yo} НД ($i_y - i_{yo} > 0$), то учитывая физические принципы работы инвертора, вид его регулировочной характеристики, ВД будет характеризоваться работой с большими углами опережения β , большим входным током ($i_d - i_{d0} > 0$) и, начиная с некоторого момента времени, — большим выходным напряжением ($i_h - i_{h0} > 0$), а также большей выходной частотой ($\omega > \omega_0$). Если ток управления будет меньше ($i_y - i_{yo} < 0$), то уменьшатся также углы опережения β , будет уменьшаться ток i_d ($i_d - i_{d0} < 0$), а с некоторого момента времени и выходное напряжение ($i_h - i_{h0} < 0$). Уменьшится также выходная частота инвертора. Изложенное иллюстрируется рис. 2, на котором изображен качественный характер изменения огибающих амплитуд токов i_h , i_L , i_d при скачкообразном возрастании (рис. 2, a) и уменьшении (рис. 2, б) тока управления i_y .

Так как нагрузкой инвертора является колебательный контур, работающий с небольшой расстройкой частоты, то будем исходить из того, что в переходном процессе, начиная с некоторого момента времени, относительная величина изменения частоты определенно меньше относительной величины изменения токов i_h , i_L , i_d , i_y . Это означает, что если $\bar{i}_h = i_h - i_{h0} > 0$, то и $i_h -$

$-\frac{\omega}{\omega_0} i_{h0} > 0$, если $\bar{i}_h = i_h - i_{h0} < 0$, то и $i_h -$

$-i_{h0} \frac{\omega}{\omega_0} < 0$ и так далее для всех токов.

С учетом этих замечаний в (5b) имеем:

$$1) -\frac{2a_2}{\omega T_k} \bar{i}_h^2 < 0;$$

$$2) \text{ при } \frac{2a_1}{\omega m T_h} = \frac{2a_3}{\omega T_k} - \frac{2a_2}{\omega T_k} \bar{i}_L \bar{i}_h + \frac{2a_3}{\omega T_k} \bar{i}_L \bar{i}_L = 0;$$

$$3) \frac{2a_1 U_d}{\omega L_d} \bar{i}_d \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right) < 0, \quad \frac{a_4}{\omega T_{o.c}} \bar{i}_d i_3 \left(1 - \frac{\omega}{\omega_0}\right) < 0,$$

$$\frac{a_4}{\omega T_{o.c}} \bar{i}_d \left(|i_h| - \frac{\omega}{\omega_0} |i_{h0}| \right);$$

$$4) \text{ на интервалах, когда } F = F_0, \text{ при } \frac{2a_1}{\omega mT} = \frac{2a_2}{\omega T_k} - \frac{2a_1}{\omega T_n} \bar{i}_d \left(i_h F - i_{h0} \frac{\omega}{\omega_0} F_0\right) + \frac{2a_2}{\omega T_k} \bar{i}_h \bar{i}_L = 0;$$

$$5) \text{ на интервалах, когда } F \neq F_0, - \frac{2a_1}{\omega mT_n} \bar{i}_d \times \times \left(i_h F - i_{h0} \frac{\omega}{\omega_0} F_0\right) + \frac{2a_2}{\omega T_k} \bar{i}_h \bar{i}_L - \frac{a_4}{\omega T_{o.c}} \bar{i}_d \left(|i_h| - \frac{\omega}{\omega_0} \times \times |i_{h0}| \right) < 0.$$

Таким образом, доказана отрицательность производной функции Ляпунова, а с учетом [6] — и асимптотическая устойчивость системы относительно отклонений \bar{i}_d , \bar{i}_h , \bar{i}_L , \bar{i}_y , стремящихся при $v \rightarrow \infty$ к нулю. Существенно, что стремление к нулю отклонений вида $i_d(v) - \frac{\omega}{\omega_0} i_{d0}(v)$, $i_h(v) - - \frac{\omega}{\omega_0} i_{h0}(v)$ и т. д. в нашем случае означает стремление к нулю и отклонений $i_d(t) - i_{d0}(t)$, $i_h(t) - i_{h0}(t)$ и т. д., так как равенство $i_d/i_{d0} = = \omega/\omega_0$, $i_h/i_{h0} = \omega/\omega_0$ и т. д. при большем в переходном процессе значении левых частей этих равенств может обеспечиваться только при $\omega \rightarrow \omega_0$, $i_d \rightarrow i_{d0}$, $i_h \rightarrow i_{h0}$ и т. д.

Необходимо заметить, что последнее слагаемое

$$v(3) \text{ может иметь вид } a_4 \int_0^t \bar{i}_h d\bar{i}_y \text{ или просто } a_4 \bar{i}_y^2.$$

В этих случаях сохраняется отрицательность производной dV/dt , а условие (4а) заменяется на условие

$$\bar{i}_h \bar{i}_y > 0, \quad (46)$$

т. е. условия $\bar{i}_d \bar{i}_y > 0$ или $\bar{i}_h \bar{i}_y > 0$ равнозначны. В итоге для окончательного решения задачи нам остается найти условия обеспечения неравенства (4а) или (46).

Как уже отмечалось, при росте тока управления i_y растет также входной ток i_d , и наоборот — при уменьшении тока i_y ток i_d также уменьшается. Это является достаточно хорошей предпосылкой для обеспечения неравенства (4а), однако при определенных сочетаниях параметров структуры в течение переходного процесса при $\bar{i}_d > 0$ может оказаться, что $\bar{i}_y < 0$, а при $\bar{i}_d < 0$ имеем $\bar{i}_y > 0$, т. е. неравенство (4а) будет нарушенным. Найдем условия, при которых указанное неравенство будет соблюдаться в течение всего переходного процесса. Ниже приводится один из возможных путей построения таких условий.

Пусть ток управления i_y возрастает в величину

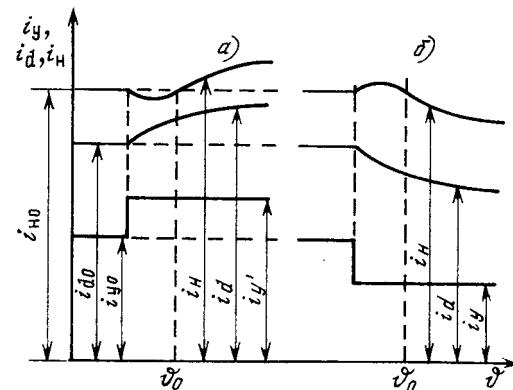


Рис. 2. Изменение огибающих токов инвертора в переходном процессе при скачкообразном изменении тока управления $\Delta I_y = I_y - I_{yo}$ (здесь I — средние значения токов управления). На основании (1а) это изменение тока связано с изменением углов управления β соотношением

$$\Delta I_y = \frac{2i_0\pi(\beta - \beta_0)}{(\pi - 2\beta)(\pi - 2\beta_0)}, \quad (6)$$

где β , β_0 — углы управления инвертора, соответствующие токам управления I_y и I_{yo} , а $i_0 = u_0/R$.

Текущее значение тока управления в процессе отработки возмущения САР

$$i_y = i_{yo} + \Delta I_y + \frac{1}{T_{o.c}} \int_0^t (i_3 - |i_h|) dt. \quad (7)$$

Необходимость обеспечения условия $i_y - i_{yo} \geq 0$ дает вытекающее из (7) неравенство

$$\Delta I_y \geq \frac{1}{T_{o.c}} \int_0^t (|i_h| - i_3) dt. \quad (8)$$

Неравенства (7) и (8) иллюстрируются рис. 3, на котором показано изменение i_y с некоторого значения $I_{yo} + \Delta I_y$, так что в течение всего переходного процесса $i_y > i_{yo}$, или $\Delta I_y > \Delta I_{y,k}$.

Полагая, что выходное напряжение на каждом полупериоде имеет синусоидальную форму и вы-

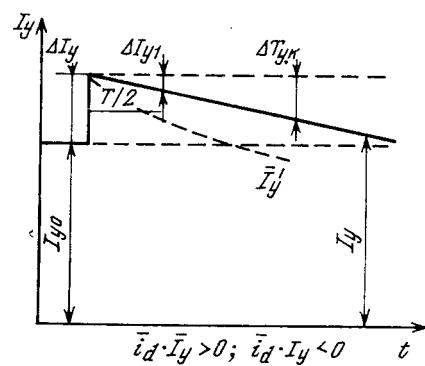


Рис. 3. К выводу условий обеспечения неравенства $\bar{i}_d \bar{i}_y > 0$ или $\bar{i}_h \bar{i}_y > 0$

полнив интегрирование в (8) на интервале полуperiода, найдем изменение тока управления в течение этого промежутка времени:

$$\Delta I_{y1} = \frac{1}{T_{o.c}} \int_0^{T/2} (I_m \sin \omega t - i_3) dt = \frac{1}{2} i_3 \frac{T_0}{T_{o.c}} \frac{T}{T_0} \left(\frac{I_m}{I_{m0}} - 1 \right), \quad (9a)$$

где I_m, I_{m0} — амплитуды токов нагрузки инвертора в ВД и НД, причем $I_{m0} = \frac{\pi}{2} i_3$; $T = 2\pi/\omega$ — период работы инвертора в ВД.

Оценку отношения I_m/I_{m0} будем производить на основании изменения углов управления инвертора β и β_0 по соотношениям установившегося режима, т. е. $I_m/I_{m0} \approx \cos \beta_0 / \cos \beta$. Однако в связи со снижением в переходном процессе отношения I_m/I_{m0} ($I_m - I_{m0} \rightarrow 0$) для уменьшения избыточности в определении границы устойчивости в качестве значения ΔI_{y1} будем принимать его усредненное значение, т. е.

$$\Delta I_{y1} = \frac{1}{4} i_3 \frac{T_0}{T_{o.c}} \frac{T}{T_0} \left(\frac{\cos \beta_0}{\cos \beta} - 1 \right). \quad (9b)$$

Принимая, что в течение каждого последующего полупериода переходного процесса изменение тока управления равно ΔI_{y1} , найдем, что за n полупериодов всего переходного процесса полное изменение тока управления будет равно:

$$\frac{1}{T_{o.c}} \int_0^t (|i_h| - i_3) dt \approx \frac{1}{4} n \frac{T}{T_0} \left(\frac{I_m}{I_{m0}} - 1 \right). \quad (10)$$

Величину n , представляющую относительную длительность переходного процесса, будем оценивать по приближенному соотношению $n \approx \frac{2L_d}{R_s T_0}$, вытекающему из упрощенного представления инвертора цепью $L_d - R_s$, где $R_s = \frac{8}{\pi^2} R \cos^2 \beta_0$. С учетом этого и на основании (8) и (10) имеем

$$\Delta I_y \geq \frac{1}{4} n i_3 \frac{T_0}{T_{o.c}} \frac{T}{T_0} \left(\frac{\cos \beta_0}{\cos \beta} - 1 \right),$$

откуда

$$\frac{T_0}{T_{o.c}} \leq \frac{4 \Delta I_y}{n i_3 \frac{T}{T_0} \left(\frac{\cos \beta_0}{\cos \beta} - 1 \right)}. \quad (11)$$

Подставив вместо ΔI_y значение из (6) и приняв $\frac{T}{T_0} \approx 1$, получим

$$\frac{T_0}{T_{o.c}} \leq \frac{8 i_0 \pi (\beta - \beta_0)}{n i_3 \left(\frac{\cos \beta_0}{\cos \beta} - 1 \right) (\pi - 2\beta) (\pi - 2\beta_0)}. \quad (12a)$$

При снижении напряжения управления формула (12a) будет иметь вид:

$$\frac{T_0}{T_{o.c}} \leq \frac{8 i_0 \pi (\beta_0 - \beta)}{n i_3 \left(1 - \frac{\cos \beta_0}{\cos \beta} \right) (\pi - 2\beta) (\pi - 2\beta_0)}. \quad (12b)$$

Таким образом, достаточное условие устойчивости в целом замкнутой системы автоматического регулирования однофазного инвертора с самовозбуждением описывается неравенством

$$\frac{T_0}{T_{o.c}} \leq \frac{4(\Delta I_y)_{\max}}{n i_3 \left(\frac{\cos \beta_0}{\cos \beta} - 1 \right)},$$

причем максимальная разность токов управления для способа управления по (1a)

$$(\Delta I_y)_{\max} = \frac{2 i_0 \pi (\beta_{\max} - \beta_0)}{(\pi - 2\beta_{\max})(\pi - 2\beta_0)},$$

для способа управления по (1b) и (1c) соответственно

$$(\Delta I_y)_{\max} = \frac{i_0}{T_u} (t_{\max} - t_0);$$

$$(\Delta I_y)_{\max} = K(\beta_{\max} - \beta_0).$$

При работе инвертора в режиме прерывистого входного тока, когда в структуре инвертора появляется еще одна нелинейность в виде диода, включенного последовательно с реактором L_d , функция Ляпунова будет иметь вид [4]:

$$V = a_1 \bar{i}_d^2 + a_2 \bar{i}_h^2 + a_3 \bar{i}_L^2 + a_4 \int_0^{\bar{i}_y} \bar{i}_d d\bar{i}_y + a_5 \int_0^{\bar{i}_d} \bar{u}_v d\bar{i}_d,$$

где \bar{u}_v — отклонение напряжения на последовательно включенном диоде.

Если выходное напряжение инвертора u_v модулировано пульсациями входного напряжения, например при питании его от выпрямителя, то в условиях (7), (8) необходимо учесть эту пульсацию, которая будет приводить к сужению зоны устойчивости, так как возможности нарушения неравенства (8) возрастают.

Известна непрерывная модель инвертора [2], представляющая собой последовательную цепь из L_d и включенных между собой параллельно конденсатора C_s и резистора R_s . Последние связаны с соответствующими параметрами инвертора соотношениями $C_s = \frac{\pi^2}{4 \cos^2 \beta} C$, $R_s = \frac{8}{\pi^2} \cos^2 \beta R$. При $\beta = \text{const}$ схема описывается линейной системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_m}{dt} &= -\frac{U_m}{2R_s C_s} + \frac{2}{\pi} \cos \beta I_d; \\ \frac{dI_d}{dt} &= -\frac{2}{\pi} \cos \beta \frac{U_m}{L_d} + \frac{U_d}{L_d}, \end{aligned} \right\} \quad (13a)$$

где U_m, I_d — гладкие составляющие соответственно амплитудных значений выходного напряжения и входного тока инвертора.

Заменив в (13a) при переменном угле управления β множитель $\frac{2}{\pi} \cos \beta$ на некоторую функцию $F(u_y)$ от напряжения управления u_y , задающую величину угла β , и дополнив (13a) урав-

нением интегрального регулятора, получим нелинейную систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dU_m}{dt} &= -\frac{U_m}{2R_sC_s} + I_d F(u_y); \\ \frac{dI_d}{dt} &= -\frac{1}{L_d} U_m F(u_y) + \frac{1}{L_d} U_d; \\ \frac{du_y}{dt} &= \frac{1}{T_{o.c}} (u_3 - U_m) \end{aligned} \right\} \quad (13b)$$

или в отклонениях

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\bar{U}_m}{dt} &= -\frac{\bar{U}_m}{2R_sC_s} + I_d F(u_y) - I_{d0} F(u_{y0}); \\ \frac{d\bar{I}_d}{dt} &= -\frac{1}{L_d} U_m F(u_y) + \frac{1}{L_d} U_{m0} F(u_{y0}); \\ \frac{d\bar{u}_y}{dt} &= -\frac{1}{T_{o.c}} \bar{U}_m. \end{aligned} \right\} \quad (13b)$$

Функцию Ляпунова зададим в виде простейшей квадратичной формы

$$V = a_1 \bar{U}_m^2 + a_2 \bar{I}_d^2 + a_3 \bar{u}_y^2. \quad (14)$$

Производная этой функции после подстановки значений из (13b), принятия равенства $a_1 = \frac{a_2}{L_d}$ и некоторых упрощений имеет вид

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{a_1}{R_s C_s} \bar{U}_m^2 - \frac{2a_3}{T_{o.c}} \bar{u}_y \bar{U}_m + 2a_1 [F(u_y) - F(u_{y0})] \left(U_m - \frac{I_d}{I_{d0}} U_{m0} \right) I_{d0}. \quad (15)$$

Первое слагаемое в правой части (15) отрицательное, второе будет отрицательным при $\bar{u}_y \bar{U}_m > 0$. Третье слагаемое равно нулю при равенстве относительных отклонений напряжения U_m и тока I_d .

Независимо от отклонения величины этого слагаемого от нуля выбором постоянной a_3 всегда можно обеспечить отрицательность величины dV/dt . Таким образом, структура будет устойчива при соблюдении неравенства $\bar{u}_y \bar{U}_m > 0$. Если в (14) вместо члена $a_3 \bar{u}_y^2$ взять последний член в виде

интеграла от нелинейности $\int \bar{I}_d d\bar{u}_y$, то знак dV/dt

не изменится, а условие устойчивости будет выражаться неравенством $\bar{I}_d \bar{u}_y > 0$. Таким образом, структура будет устойчивой при соблюдении неравенств (4a) и (4b) применительно к гладким составляющим, а следовательно останутся без изменения условия (12). В данном случае благодаря выполненному при минимуме допущений анализ точной модели инвертора удалось показать идентичность достаточных условий устойчивости точной и приближенной нелинейной модели инвертора.

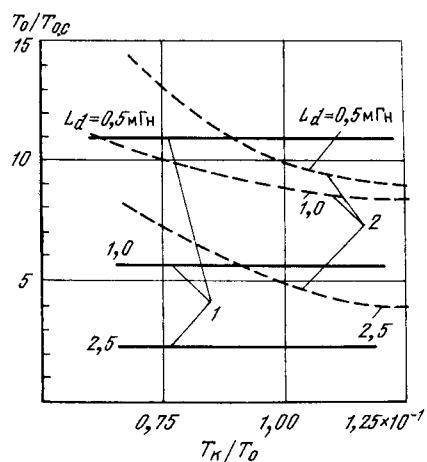


Рис. 4. Зоны устойчивости преобразователя типа ТПЧ-800-1 (1 — расчет, 2 — эксперимент, области над кривыми — неустойчивые)

В качестве примера определим граничную кривую зоны устойчивости для инвертора преобразователя ТПЧ-800-1 (800 кВт, 1 кГц), управляемого по способу (1a). Исходные данные для расчета следующие: $U_d = 515$ В, $L_d = 1,0$ мГн, $C = 800$ мкФ, $L = 42$ мкГн, $R = 0,80$ м, $U_n = 800$ В, $K_t U_3 = 1$ В, $K_t U_0 = 3,3$ В, $K_t = 1,4 \cdot 10^{-3}$. Расчет выполним в относительных единицах, что позволит получить граничную кривую, действительную и для других сочетаний параметров. Результаты расчета показаны на рис. 4 (кривые 1). Расчет выполнен также для $L_d = 0,5$ мГн, $L_d = 2,5$ мГн. Полученные с помощью ЭВМ машинные экспериментальные кривые приведены на этом же рисунке (кривые 2). Из рис. 4 видно, что результаты расчета дают хорошую для практической оценки устойчивости точность.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Шипилло В. П., Долбня В. Т., Зезулькин Г. Г. Импульсная модель однофазного автономного инвертора.— Электричество, 1978, № 11.
- Шипилло В. П., Ерисова В. В. О непрерывной модели однофазного автономного инвертора тока.— Электричество, 1981, № 2.
- Шипилло В. П., Ерисова В. В. Непрерывная модель автономного инвертора тока с самовозбуждением при параметрическом управлении.— Электротехника, 1978, № 1.
- Беркович Е. И. Устойчивость в целом замкнутой системы регулирования с широтно-импульсным преобразователем.— Электричество, 1985, № 7.
- Беркович Е. И. Принцип подобия в управлении вентильными преобразователями.— В кн.: Электрооборудование промышленных предприятий. Межвузовский сборник / Горьк. политехн. ин-т, 1986.
- Барбашин Е. А. Функции Ляпунова.— М.: Наука, 1970.

Обоснование схемы выдачи мощности электростанций

ШЕВЧЕНКО А. Т., канд. техн. наук

Москва

При обосновании параметров элементов электростанции (трансформаторов, выключателей и т. д.) требуется тщательный анализ ее работы в нормальном, ремонтных и аварийных режимах. Очевидно, что в нормальном режиме работы не должно быть запирания генерирующей мощности. Для ТЭЦ при этом рассматривается возможность перевода агрегатов в смешанный режим, чтобы в дневные и вечерние часы генераторы были загружены полностью [1]. В ремонтных и аварийных режимах работы электростанций возможно экономически обоснованное значение запираемой генерирующей мощности. При этом в ремонтных режимах надежность электроснабжения потребителей должна быть не ниже принятого уровня расчетной надежности [2]. Обеспечение принятого уровня расчетной надежности потребителей ЭЭС в ремонтных режимах и снижение их ограничений в аварийных режимах достигается планированием ремонтного и аварийного резервов генерирующей мощности в электро-энергетических системах (ЭЭС). При планировании генерирующей мощности ЭЭС учитываются снижения (разрывы) мощности электростанций по технологическим причинам (состояние агрегатов, ограничение ресурсов), но не учитываются режимные ограничения для ремонтных и аварийных состояний электростанций. Для электроснабжения потребителей ЭЭС с принятым уровнем расчетной надежности при режимных ограничениях необходимо усиливать пропускную способность элементов станции или увеличивать резерв генерирующей мощности ЭЭС.

Целевой функцией при оптимизации пропускной способности элементов схем выдачи мощности является минимум затрат Z_{Σ} на создание резервов генерирующей мощности — $f(R)$ — и на увеличение пропускной способности элементов станции — $\Phi(\Pi)$, т. е.

$$Z_\Sigma = \Phi(\Pi) + f(R), \quad (1)$$

при выдерживании принятого уровня расчетной надежности. При принятии условий выпуклости и дифференцируемости функции (1) минимум ее достигается, если

$$\frac{dZ_\Sigma}{d\Pi} = \frac{d\Phi(\Pi)}{d(\Pi)} + \frac{df(R)}{dR} \frac{dR}{d\Pi} = 0. \quad (2)$$

При конечных приращениях резерва мощности ЭЭС ΔR получается критерий для определения оптимальной пропускной способности элементов схем выдачи мощности.

где z_r , z_n — удельные приrostы затрат соответственно на создание резервной мощности и увеличение пропускной способности элементов схем:

$$\beta_r = \frac{df(R)}{dR}; \quad \beta_n = \frac{d\Phi(\Pi)}{d\Pi}.$$

Решение уравнения (3) может быть выполнено методом численного интегрирования с использованием ЭВМ. Однако при достаточной в проектной практике точности достижения принятого уровня расчетной надежности можно использовать один из указанных выше способов резервирования: увеличение пропускной способности элементов либо увеличение резерва мощности ЭЭС. Заметим, что вновь введенный резерв генерирующей мощности используется как для устранения режимных ограничений на данной станции, так и для покрытия других возникающих в ЭЭС дефицитов мощности. Поэтому для устранения дефицитов мощности, возникающих из-за режимных ограничений, достаточно запланировать резервную мощность, составляющую только часть режимного ограничения мощности на электростанции.

Увеличение резерва мощности ЭЭС при режимных ограничениях на станции целесообразно, если приведенные затраты на увеличение пропускной способности оборудования станции для снижения этих ограничений не меньше приведенных расчетных затрат на соответствующее увеличение резервной мощности ЭЭС, т. е.

$$\Delta Z \geq p k_v \Delta P, \quad (4)$$

где ΔZ — дополнительные приведенные расчетные затраты; p — коэффициент увеличения резервной мощности ЭЭС; k_y — удельные приведенные затраты на увеличение генерирующей мощности; ΔP — запираемая генерирующая мощность.

Относительно слабые функциональные связи между ремонтным и аварийным резервами генерирующей мощности ЭЭС позволяют рассматривать для каждого элемента отдельно ремонтный и аварийный режимы (значение ремонтного резерва мощности не зависит от аварийного резерва; аварийный резерв мощности незначительно зависит от ремонтного за счет неодновременности окончания ремонта одного элемента и начала другого, коэффициент заполнения «провала» графика месячных максимумов нагрузки ЭЭС оценивается на уровне 0,93).

Из (4) можно получить критериальные выражения для определения допустимых значений запираемой генерирующей мощности в ремонтных P_p и аварийных P_a режимах электро-

станций; эти же выражения устанавливают целесообразность увеличения резервной мощности ЭЭС при режимных ограничениях:

$$\Delta P_p \leq \frac{\Delta Z}{k_y p_p}; \quad \Delta P_a \leq \frac{\Delta Z}{k_y p_a}. \quad (5)$$

Ремонтный резерв мощности при планировании развития ЭЭС определяется путем вписывания потребного объема ремонтных работ (произведенной мощности каждого агрегата на нормированную длительность его годового ремонта) в «провал» графика месячных максимумов нагрузки ЭЭС [2]. При недостаточности «провала» планируется ремонтный резерв мощности (6—8 % установленной мощности ЭЭС). Поэтому коэффициент увеличения резервной мощности ЭЭС при ограничениях в ремонтных режимах электростанции в первом приближении может быть получен по выражению

$$p_p = \frac{t_s}{t_{bl}} r_p,$$

где r_p — среднестатистическая оценка необходимой ремонтной мощности ЭЭС; t_{bl} и t_s — соответственно годовая длительность планово-предупредительного ремонта блока и элемента станции.

Годовая длительность планово-предупредительного ремонта определяется по выражению

$$t = \mu_{kap} T_{kap} + \mu_{tek} T_{tek},$$

где μ_{kap} , T_{kap} — частота и длительность проведения капитального ремонта; μ_{tek} , T_{tek} — то же, текущего ремонта.

Аварийный резерв мощности ЭЭС планируется для компенсации длительных аварийных выходов генерирующего оборудования на электростанциях и определяется из условия минимума суммарных затрат на создание резерва и ущерба от ненадежности генерирующих агрегатов [3]; значение его составляет 10—12 % установленной мощности ЭЭС. В первом приближении значение аварийного резерва мощности ЭЭС пропорционально математическому ожиданию аварийного снижения генерирующей мощности [4]. Поэтому коэффициент увеличения резервной мощности ЭЭС при аварийных отказах элементов схемы выдачи мощности может быть получен по выражению

$$p_a = r_a \cdot \frac{S_a}{S_{bl}},$$

где r_a — среднестатистическая оценка необходимого аварийного резерва мощности в ЭЭС; S_a , S_{bl} — вероятность аварийного простоя соответственно элемента оборудования и блока.

При средних оценках $r_p=0,06$; $r_a=0,1$, $k_y=42$ руб./кВт из (5) получаются условия для определения допустимого значения запираемой генерирующей мощности в ремонтных —

$$\Delta P_p \leq \frac{\Delta Z}{k_y p_p t_s / t_{bl}} = 0,4 \frac{t_{bl}}{t_s} \Delta Z. \quad (6)$$

и аварийных режимах электростанции

$$\Delta P_a \leq \frac{\Delta Z}{k_y p_a t_s / t_{bl}} = 0,24 \frac{S_{bl}}{S_a} \Delta Z. \quad (7)$$

Условие (6) представляет приближенную оценку допустимой запираемой генерирующей мощности в ремонтных режимах электростанции. Если оно выполняется, то усиление пропускной способности элементов для исключения этого запирания нецелесообразно, но в ЭЭС должен быть запланирован ремонтный резерв мощности

$$R_p = \frac{t_{bl}}{t_s} r_p \Delta P_p. \quad (7a)$$

Нередко при резервировании элементов электростанции изменение приведенных затрат сводится только к дополнительным капиталовложениям ΔK . Кроме того, как отмечалось выше, в настоящее время при планировании генерирующей мощности ЭЭС режимные ограничения отдельных электростанций не учитываются, и использование выражения (6) для обоснования пропускной способности элементов станции может привести к снижению надежности электроснабжения потребителей ЭЭС. В этих условиях для определения допустимой запираемой генерирующей мощности в ремонтных режимах может быть рекомендовано выражение, полученное из (6) при $t_s/t_{bl}=1$ и $\Delta Z/\Delta K=0,21$:

$$\Delta P_p \leq 0,08 \Delta K, \quad (8)$$

которое приводит к меньшему значению ремонтного резерва ЭЭС. Использование выражения (8) оптимизирует схему выдачи мощности электростанции и в то же время практически не приводит (в пределах погрешности) к нарушению баланса генерирующей мощности ЭЭС. Дальнейшее уточнение использования условия (6) может быть достигнуто при определении ΔP_p на математической модели, например, по (4). В случае же невыполнения условий (6) или (8) запирание генерирующей мощности недопустимо, и в этих случаях необходимо усиливать пропускную способность элементов электростанции для исключения этого запирания в ремонтном режиме.

При существующих технических и экономических характеристиках оборудования из выражения (7) следует, что увеличение аварийного резерва мощности ЭЭС целесообразно только из-за повреждений генерирующего агрегата и блочного трансформатора (приложение). Их повреждаемость учитывается совместно при определении аварийного резерва мощности ЭЭС как «аварийность» энергоблока [2]. Поэтому рекомендации [5, 6] о резервировании блочных трансформаторов нельзя считать экономически оправданными. При повреждении других элементов электростанции увеличение резервной мощности ЭЭС нецелесообразно. Заметим, что при планировании резервной мощности ЭЭС аварийность блоков [2] принимается без учета высшего напряжения блочных

трансформаторов, что может привести к ощутимой погрешности. При расчетах аварийного резерва ЭЭС вначале следует оценивать целесообразность увеличения резервной мощности из-за повреждаемости отдельно блочного трансформатора и генерирующего агрегата (по выражению, аналогичному (7)). В случае положительной оценки при расчетах аварийного резерва агрегат и блочный трансформатор учитываются как последовательно соединенные (в смысле надежности) элементы. В обратном случае при расчетах следует учитывать только повреждаемость агрегата (что практически целесообразно всегда, за исключением мелких агрегатов) и отдельно решать вопрос о резервировании (дублировании) блочного трансформатора этой станции.

Целесообразность уменьшения запираемой генерирующей мощности в аварийных режимах путем увеличения пропускной способности оборудования станции может быть обоснована снижением экономических последствий у потребителей ЭЭС и показана с использованием удельных ущербов или цены надежности [7].

Анализ нормального и ремонтных режимов позволяет выбрать параметры элементов схемы выдачи мощности. Для уточнения их значений рассматриваются аварийные режимы, в которых как при обосновании развития энергосистем [2], так и при расчете параметров оборудования станции допускается экономически целесообразное (с учетом экономических последствий) значение ограничения мощности. При этом рассматриваются режимы расчетных аварий. При обосновании схем выдачи мощности расчетными авариями считаются единичные отказы оборудования и наложения отказа одного элемента на плановый ремонт другого. Состояния совместного отказа двух и более элементов не рассматриваются, так как вероятность и, следовательно, экономические последствия таких состояний на два-три порядка меньше их значений при расчетных авариях. Следует отметить, что при обосновании параметров противоаварийной автоматики состояние одновременного отказа двух элементов является расчетной аварией.

Оптимальному варианту схемы выдачи мощности соответствует минимум расчетных затрат:

$$Z = E_n K + I + U,$$

где Z — приведенные расчетные затраты; E_n — нормативный коэффициент эффективности капиталовложений; I — годовые издержки на амортизацию, обслуживание и потери энергии; U — ущерб от ненадежности.

В общем случае ущерб от ненадежности схемы выдачи мощности складывается из системного ущерба, ущерба у конкретного потребителя и ущерба станции от недовыработки энергии. Системный ущерб включает ущерб от снижения частоты в системе и ущерб потребителей, отклю-

ченных автоматической частотной разгрузкой (АЧР). К системному ущербу следует отнести также затраты на создание ремонтного резерва мощности ЭЭС при длительном запирании генерирующей мощности в ремонтных режимах схемы выдачи мощности.

При дефиците генерирующей мощности δP частота в системе снижается на

$$\Delta f = \frac{f_{\text{ном}} \delta P}{k_p P},$$

где $f_{\text{ном}} = 50$ Гц; k_p — коэффициент регулирующего эффекта; P — нагрузка системы.

Как показано выше, резерв генерирующей мощности для покрытия дефицита мощности из-за повреждений в схемах выдачи мощности в ЭЭС не планируется. Исследования автора показали, что вероятность наличия включенного оперативного резерва мощности ЭЭС при принятой методологии планирования ее генерирующей мощности составляет не более 0,6 (из-за целевого использования резервной мощности для покрытия плановых и аварийных простоеев генерирующих агрегатов и с учетом времени пуска агрегатов из холодного состояния). Для учета различных эксплуатационных ограничений и обеспечения запаса надежности дефицит мощности ЭЭС следует принимать равным отключенной генерирующей мощности из-за ненадежности элементов схем.

Если частота в системе в результате возникшего дефицита выше уставок срабатывания АЧР, то будет иметь место ущерб у потребителей системы от снижения частоты, вызванный снижением производительности предприятий и ухудшением качества продукции:

$$y_f = \sum_i y_{fi} P_{ti} S_n \frac{T_m}{8760},$$

где y_{fi} — удельный ущерб от снижения частоты в системе, руб/кВт·ч; S_n — вероятность возникновения дефицита мощности; T_m — время использования максимальной нагрузки системы.

Удельный ущерб от снижения частоты в ЭЭС определяется выражением¹

$$y_f = 0,0071 \Delta f^2. \quad (9)$$

При снижении частоты в системе до уставок срабатывания АЧР отключаются потребители с нагрузкой

$$P_{\text{отк}} = \delta P - \frac{f_{\text{ном}} - f_{\text{АЧР}}}{f_{\text{ном}}} P k_p.$$

При этом ущерб у отключенных потребителей составит

$$Y_{nf} = y_{nf} P_{\text{отк}} S_n \cdot 8760,$$

где y_{nf} — удельный ущерб у отключенных потребителей.

¹ Формула (9) получена при участии доктора эконом. наук В. А. Непомнящего.

При ограничении потребителей местного района из-за ненадежности электрической схемы имеет место ущерб у конкретного потребителя:

$$y = \sum_i y_{ni} \Delta P_{it} S_{ni},$$

где y_{ni} — удельный ущерб конкретного потребителя; ΔP_i — ограничение мощности потребителя в i -й час, определяемое с учетом графика нагрузки и автономных источников питания.

Ущерб станции от недовыработки энергии определяется выражением

$$Y_{ct} = c \Delta W,$$

где c — себестоимость электроэнергии без топливной составляющей; ΔW — энергия, недовыработанная станцией из-за ненадежности схемы выдачи мощности.

Учет ущерба позволяет лишь провести количественную оценку надежности сравниваемых вариантов схем электрических соединений при выполнении ими определенных функций (выдача мощности, электроснабжение конкретного потребителя). Из этого следует, что в приведенные затраты следует вводить составляющую ущерба только для расчетных аварий, различающихся по своим последствиям в каждом варианте.

Выводы. 1. Значение запираемой генерирующей мощности в ремонтных режимах работы схем выдачи мощности не должно превышать определяемого по (8) без учета режимных ограничений при определении резервной мощности ЭЭС и по (6) — с их учетом.

2. Планирование аварийного резерва мощности ЭЭС целесообразно только для аварийных отключений генерирующих агрегатов, блочных трансформаторов и транспортных линий электропередачи (по технологическим причинам и при электрических повреждениях) и нецелесообразно при отказах других видов оборудования.

3. В существующей практике планирования генерирующей мощности ЭЭС ненадежность блока генератор — трансформатор учитывается при определении аварийного резерва. Поэтому резервирование блочных трансформаторов нецелесообразно.

4. Необходимость усиления пропускной способности оборудования станции при его отказах следует рассматривать при расчетных авариях:

единичные повреждения и наложения отказа одного элемента на плановый ремонт другого.

Приложение. Требуется оценить целесообразность увеличения резерва мощности ЭЭС при режимных ограничениях на электростанции с блоками 300 МВт, выдающей мощность в ЭЭС напряжением 500 кВ. Установленная мощность ЭЭС $P = 15\ 000$ МВт, $T_m = 6500$ ч. Уставка АЧР — 48 Гц, $k_p = 2$. Себестоимость вырабатываемой электроэнергии без топливной составляющей равна 0,7 коп/кВт·ч.

Вероятность отказа элемента

$$S = \omega T_b / 8760,$$

где ω — параметр потока отказа; T_b — время восстановления.

Параметры элементов электростанции (согласно [8]) представлены в табл. 1.

Вероятности отказа трансформатора S_t и выключателя S_v равны $S_t = 2,28 \cdot 10^{-3}$; $S_v = 0,82 \times 10^{-3}$.

Вероятность отказа блока определяется как вероятность отказов двух последовательных (в смысле надежности) элементов: $S_{bl} = 6,39 \times 10^{-2}$.

Годовые продолжительности планового ремонта блока (t_{bl}), трансформатора (t_t) и выключателя (t_v) равны: $t_{bl} = 0,5 \cdot 1100 + 2 \cdot 30 = 610$ ч; $t_t = 0,17 \cdot 400 + 20 \cdot 20 = 108$ ч; $t_v = 0,2 \cdot 950 + 2 \times 12 = 214$ ч.

Допустимое значение запираемой генерирующей мощности в ремонтных режимах по (6) составляет:

для выключателя

$$\Delta P_{p,v} \leq 0,4 \cdot \frac{610}{214} \cdot 31,5 = 36 \text{ МВт};$$

для трансформатора

$$\Delta P_{p,t} \leq 0,4 \cdot \frac{610}{108} \cdot 113 = 255 \text{ МВт}.$$

Так как запираемая мощность блока 300 МВт при ремонте блочного трансформатора больше допустимой $\Delta P_{p,t} = 255$ МВт, необходимо резервировать блочный трансформатор для исключения запирания мощности при его ремонте. Однако блочные трансформаторы ремонтируются одновременно с ремонтом агрегата, а для его ремонта в ЭЭС планируется ремонтный резерв мощности.

Таблица 1

Элементы электростанции	Параметры элементов электростанции						
	ω , 1/год	T_b , ч	μ_{kap} , 1/год	T_{kap} , ч	μ_{tek} , 1/год	T_{tek} , ч	ΔZ , тыс. руб.
Агрегат 300 МВт	6	90	0,5	1100	2	30	—
Трансформатор	0,04	500	0,17	400	2	20	113
Выключатель	0,08	90	0,2	950	2	12	31,5

Поэтому резервировать блочные трансформаторы нецелесообразно.

Допустимые значения запираемой генерирующей мощности при повреждении блочного трансформатора ($\Delta P_{a,t}$) и выключателя ($\Delta P_{a,v}$) согласно (7) составляют:

$$\Delta P_{a,t} = 24 \cdot \frac{6,39 \cdot 10^{-2}}{2,28 \cdot 10^{-3}} \cdot 113 = 760 \text{ МВт};$$

$$\Delta P_{a,v} \leq 0,24 \cdot \frac{6,39 \cdot 10^{-2}}{0,82 \cdot 10^{-4}} \cdot 31,5 = 5891 \text{ МВт}.$$

Полученные результаты показывают, что для учета повреждаемости элементов схемы выдачи мощности следует планировать аварийный резерв мощности ЭЭС.

Оценим, при каком числе элементов n ЭЭС планирование дополнительного аварийного резерва будет покрывать дефициты мощности, возникающие при повреждениях в схеме выдачи мощности электростанции, с принятым уровнем надежности. С учетом величины R_a , вычисленной по выражению, аналогичному (7а), необходимое число элементов, обеспечивающих дополнительную резервную мощность, равную мощности блока ($P_{бл}$), определяется выражением

$$n = \frac{P_{бл}}{R_a} = \frac{P_{бл}}{\frac{S_a}{S_{бл}} r_a \Delta P_a} = \frac{S_{бл}}{S_a r_a}.$$

Как правило, при повреждении элементов станции время простоя ($T_{пр}$) определяется не временем восстановительного ремонта (T_b), а временем локализации места повреждения и восстановления технологического процесса (примерно 2 ч). При этом вероятности простоя трансформатора и выключателя соответственно равны

$$S_t = 9,3 \cdot 10^{-5}; S_b = 1,8 \cdot 10^{-5}.$$

Необходимое число блоков ЭЭС (n) представлено в табл. 2.

Полученные результаты показывают, что в обозримой перспективе развития ЭЭС планирование резервной мощности целесообразно только для учета повреждаемости блока. Увеличение резервной мощности ЭЭС из-за отказа других элементов электростанции, согласно (7), хотя и экономически выгодней, чем их резервирование, но обеспечение соответствующей резервной мощности не может быть выполнено при реальных размерах ЭЭС. Заметим, что при анализе не учитывались затраты в системообразующую сеть для передачи резервной мощности. Учет этих затрат тем более приводит к необоснованности планирования резерва для

Таблица 2

Элемент	Необходимое число блоков ЭЭС при значении времени простоя $T_{пр}$, равном	
	T_b	2 ч
Трансформатор	280	68 600
Выключатель	780	35 500

покрытия дефицитов мощности ЭЭС, возникающих при повреждении элементов электростанции.

Однако целесообразность резервирования элементов схемы выдачи мощности может быть обоснована учетом экономических последствий их отказов. Покажем, например, целесообразность резервирования блочного выключателя ($\Delta Z = 31,5$ тыс. руб.) в схеме ГТЛ при небольшой длине линии (т. е. при неучете ненадежности линии). При отказе блочного выключателя будут иметь место ущерб системы и станционный ущерб. Снижение частоты в ЭЭС для приведенного выше примера составит $\Delta f = 0,5$ Гц. Удельный ущерб по (9) $U_f = 0,0071 \cdot 0,5^2 = 18 \cdot 10^{-4}$ руб./кВт·ч. Ущерб системы равен $U_f = 21,9$ тыс. руб. Станционный ущерб $U_{ст} = 15,1$ тыс. руб.

Суммарный ущерб равен $U = 15,1 + 21,9 = 37$ тыс. руб. что больше приведенных затрат на установку дополнительного выключателя, равных 31,5 тыс. руб, т. е. целесообразно резервировать блочный выключатель.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Морозова Ю. А., Наяшкова Н. Ф. Выбор принципиальной схемы и схемы собственных нужд электрических станций и подстанций.— М.: МЭИ, 1981.
- Справочник по проектированию электроэнергетических систем / Под ред. С. С. Рокотяна и И. М. Шапиро.— М.: Энергоатомиздат, 1985.
- Маркович И. М. Режимы энергетических систем.— М.: Энергия, 1969.
- Шевченко А. Т. Уточненный алгоритм определения резерва мощности в концентрированных энергосистемах.— В кн.: Методические вопросы исследования надежности больших систем энергетики. Фрунзе: АН Киргизской ССР.
- Нормы технологического проектирования атомных электростанций.— М.: МНТИ Минэнерго СССР, 1981.
- Нормы технологического проектирования тепловых электрических станций и тепловых сетей.— М.: Минэнерго СССР, 1980.
- Смирнов Э. П. Приведенные затраты и надежность энергосистем.— Электричество, 1978, № 8.
- Балаков Ю. Н., Шевченко А. Т. Выбор схем электрических соединений станций и подстанций при проектировании.— Тр. / Моск. энерг. ин-т, 1981, вып. 521.

[02.12.88]

Параметры токов молний и выбор их расчетных значений¹

БУРГСДОРФ В. В.

Для решения вопросов грозозащиты и определения эксплуатационных показателей ЛЭП необходимо оценить вероятности амплитуд токов молний и их сочетаний с возможной скоростью нарастания тока. Это требует тщательного анализа и обобщения данных полевых измерений с учетом условий их проведения.

Основой для определения амплитуд токов молний и их вероятности долгое время были результаты проводившихся в конце 30-х — начале 40-х годов в СССР, США и Германии массовых измерений в опорах ЛЭП с помощью магнитных регистраторов. В каждой стране было зарегистрировано свыше тысячи грозовых разрядов в линии, причем полученные распределения токов молний хорошо совпадали. На их основе были определены расчетные кривые вероятности амплитуд токов молний в СССР и США [1, 2]. Эти зависимости рассматривались как весьма надежные при расчетах грозоупорности линий.

Крутизны токов молний измерялись одновременно с их амплитудами с помощью киадонографов и магнитных регистраторов, которые фиксировали максимальное изменение магнитного потока около стойки опоры, т. е. наибольшую крутизну проходящего по ней тока молний.

В дальнейшем, однако, возникли сомнения в правильности применявшейся методики определения амплитуд токов молний. Предполагалось, что при прохождении импульсного тока по уголку возникающее электромагнитное поле совпадает с полем тока, проходящего по цилиндру, ось которого совмещается с линией, проведенной вдоль центров тяжести уголков. Предпринятые непосредственные измерения магнитного поля около металлоконструкций и проходящих по ним импульсных токов от ГИТа показали, что реальный ток значительно больше, чем рассчитанный по рассмотренной выше методике [3]. В зависимости от расположения регистраторов он мог заниматься в несколько раз.

Такие же результаты были получены при одновременных измерениях токов молний в опорах, тросах и специальных молниевловителях в виде стержней, установленных на вершине опоры [4]. При ударах в троны протекающие в них токи были в 2—3,5 раза больше рассчитанных по измерениям в решетках опор, а токи в молниевловителях превышали токи в опорах в 3,5—4 раза. С учетом отсева тросами до 40—50 % тока пораженной молнией опоры, проходящие по ней токи оказались заниженными в 1,8—2,7 раза.

Таким образом, измерения токов в опорах ЛЭП при использовании методики обработки данных

по напряженностям магнитного поля привели к значительному занижению токов молний.

Следует отметить, что при определении сочетаний амплитуд и крутизн токов молний по указанной методике не представлялось возможным разделить параметры первого и последующих импульсов отрицательных молний, в силу чего наибольшие значения амплитуд и крутизн могли относиться к различным волнам токов: амплитуды — к первому импульсу, крутизны — к последующим.

Изложенное показывает, что для определения истинных значений параметров токов молний требовались новые, более точные измерения. Они были организованы на дымовых трубах и башнях в ряде стран. Во всех этих исследованиях токи молний измерялись в заземляющих тросах, по которым проходил весь ток грозового разряда. Связь между измеренной напряженностью поля и током в цилиндрическом заземляющем спуске из тросов определялась точно с помощью известных формул. Таким образом можно было определить токи в канале молний. Кроме того, в Швейцарии на горе Сан-Сальватор на высоте 650 м, а впоследствии в Италии на высоте 920 м были построены специальные станции для исследований молний с молниеприемниками в виде башен высотой 60 м. Они были оснащены осциллографами, фиксирующими весь процесс протекания тока молний по заземляющим спускам башни. Это позволило судить о развитии разряда молний во времени и его компонентах. Интересные измерения были проведены на Останкинской телебашне, позволившие получить ценные данные о механизме развития молний.

Амплитуды токов молний. Для характеристики токов молний и их распределений в последнее время используются данные измерений, организованных на дымовых трубах и башнях; в частности, они были положены в основу исследований рабочей группы по молнии ЗЗ-го исследовательского комитета СИГРЭ (ИК-ЗЗ) по перенапряжениям и координации изоляции [5—9]. В этих работах не были, однако, учтены результаты непосредственных измерений токов молний на ЛЭП, которые позволяли определить их значения в канале. К ним относятся регистрация в молниеприемниках высотой 3—10 м, установленных на вершине опоры, а также в тросах при ударах молний в пролет. Использование этих данных представляется очень важным для полной характеристики вопроса. На рис. 1 приведены результаты ряда серий таких измерений в США [4, 10, 11] и в Южной Африке [12] в виде точек

¹ Статья печатается в порядке обсуждения.

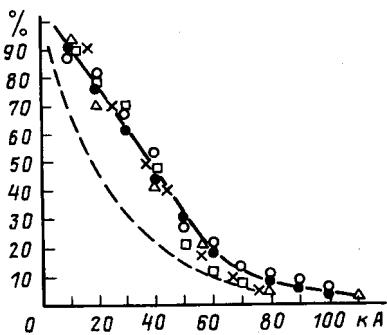


Рис. 1. Вероятности токов молний, превышающих значение абсциссы: 1 — 1, тросы по [4]; 2 — молниенеуловители по [4]; 3 — тросы по [10]; 4 — тросы и молниенеуловители по [11]; 5 — опытная линия по [12]; — СССР [1]

с различной вероятностью. Нижний предел регистрации токов в сериях 2 и 3 был высоким, порядка 10 кА, в силу чего примерно 10 % ударов не регистрировалось. Для сопоставления этих данных с результатами измерений других серий при их построении была сделана соответствующая поправка. Кроме того, точки в сериях 2 и 4 получены при низком верхнем пределе измерений. Особенно сильно насыщение магнитных регистраторов проявляется при измерениях в молниенеуловителях (точки 2). Несмотря на различия в условиях измерений у разных авторов и относительно небольшое количество регистраций (30—50 в каждой серии), результаты удовлетворительно согласуются между собой, а в определенных диапазонах полученные значения даже сливаются. Близки распределения для очень важной области токов свыше 60 кА. В целом достаточно отчетливо очерчивается кривая, характеризующая токи молнии, поражающие ЛЭП. Существенно важно, что не отличаются вероятности токов молнии на линиях с опорами 15—20 м и 45 м (серии 1, 3 и 4). Более того, с ними совпадают результаты измерений на опытной линии 11 кВ высотой 10 м, специально построенной для исследования грозовых разрядов (точки 5). Это позво-

ляет заключить, что для конструкций высотой от 10 до 45 м нет различий в распределении амплитуд токов молнии, и для ЛЭП их можно характеризовать одной обобщенной кривой.

Для сравнения на рис. 1 приведена пунктиром кривая распределения токов молнии, полученная в СССР [1] по результатам измерений в опорах. Как видно, она дает существенно меньшие значения, что вполне соответствует изложенному выше.

На рис. 2 приведены обобщенные данные по результатам измерений амплитуд токов молнии на башнях и трубах (624 регистрации, включая полученные в Сан-Сальваторе) [8]. Все приведенные данные относятся к нисходящим молниям, преимущественно отрицательным. При оценке токов молнии на линиях электропередачи это распределение вызвало возражения. На вершинах труб или башен большой высоты при грозах возникают очень большие напряженности электрического поля, достаточные для образования лидеров, развивающихся по направлению к грозовому облаку. Большой частью такой лидер имеет положительную полярность. Подобные восходящие молнии отличаются малыми токами, так как при достижении лидером грозового облака, характеризующегося небольшой проводимостью, разряд развивается сравнительно слабо. Ток может, правда, увеличиться, когда нейтрализующий заряд из облака достигает земли, но останется в пределах токов повторных импульсов опускающихся отрицательных молний.

Восходящие лидеры возникают на конструкциях высотой не менее 80 м, для конструкции высотой 200 м составляют 50 % всех разрядов, а при больших высотах становятся преобладающими. В горных условиях восходящие молнии наблюдаются на конструкциях меньшей высоты. Это связано со сближением грозовых облаков с вершинами гор и хребтов. На упоминавшейся швейцарской исследовательской станции доля восходящих молний достигала 78 %, из которых 65 % имели положительные лидеры и 13 % — отрицательные.

Восходящие молнии не характерны для ЛЭП, в силу чего при определении вероятностей токов молнии для разработки грозозащиты электрических систем ИК-33 СИГРЭ было рекомендовано учитывать только разряды в трубы и башни высотой до 60 м и нисходящие молнии, зарегистрированные в швейцарских исследованиях. Кроме того, для полной гарантии учета разрядов, характерных для ЛЭП было решено ограничиться регистрациями отрицательных молний. Такой подход допустим, поскольку доля положительных молний, которые исключаются из распределения, сравнительно невелика, и они менее опасны для линий: в силу их очень пологого фронта вероятность обратных перекрытий при таких разрядах мала, а в области небольших токов, определяю-

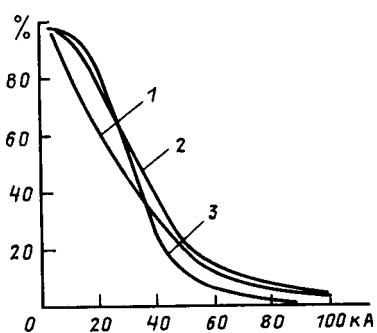


Рис. 2. Вероятности токов молний, превышающих значение абсциссы: 1 — по [8]; 2 — по [9]; 3 — по [5]

щих число отключений от прорывов молний, положительные токи меньше отрицательных при одинаковой вероятности. В результате при предложенном методе построения кривой распределения токов молний обеспечивается определенный запас надежности.

На рис. 2 приведена кривая вероятности токов молний, построенная Пополанским и Эрикссоном, исходя из сделанных выше предложений [9]. Она рекомендована ИК-33 СИГРЭ для инженерных расчетов и, кроме того, получила широкое распространение, в частности, принятая Рабочей группой Американского Института инженеров по электротехнике и электронике для оценки грозоупорности [13]. Тем самым отменены старые рекомендации, занижавшие расчетные токи молний. Вместе с тем при внимательном рассмотрении нового распределения токов молний обращает на себя внимание его сложный характер: выпуклая кривая в области токов до 25 кА, далее переход к вогнутой и быстрое снижение вероятности больших токов. Это указывает на наличие по крайней мере двух факторов, влияющих на формирование токов молний.

В еще большей степени это характерно для нисходящих отрицательных молний, исследованных при измерениях в Сан-Сальваторе (кривая 3 на рис. 2). По существу речь идет о быстром снижении вероятности больших токов молний и соответственном возрастании доли малых. Такой ход кривой связан с характерным для горных районов снижением токов молний, установленным в СССР еще в конце 30-х годов [14, 15]. Происходит оно в силу сближения грозовых облаков с поверхностью земли.

Снижение токов молний происходит не только вследствие возникновения разрядов с восходящими лидерами, но и при нисходящих молниях. Последние формируются в горах при меньшей концентрации зарядов и соответственно имеют меньшие токи.

Если разряды, обусловленные восходящими лидерами, были исключены при построении распределения токов молний Пополанского и Эрикссона,

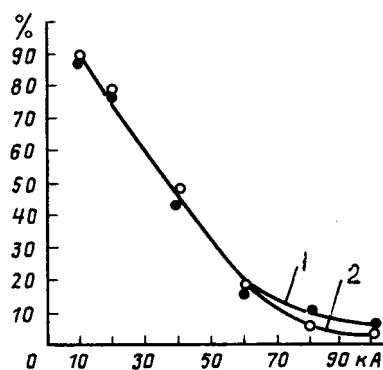


Рис. 3. Вероятности токов молний, превышающих значение абсциссы: 1 — трубы; 2 — линии

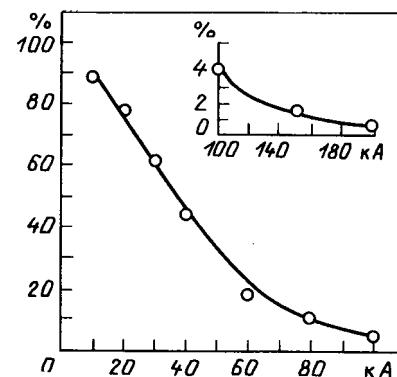


Рис. 4. Вероятности токов молний, превышающих значение абсциссы, по совокупности измерений на ЛЭП и в трубах

то токи нисходящих молний в горах должны были существенно повлиять на распределение.

Общее снижение токов молний на значительных высотах подтверждается не только ходом кривой 3 на рис. 2, но и тем, что среди более тысячи ударов отрицательных молний, зарегистрированных в Швейцарии [5, 6], и нескольких сотен в Италии [16] не было разрядов с токами более 100 кА; то же наблюдалось и при наших измерениях на Кавказе [14, 15].

Таким образом, сложная форма кривой 2 на рис. 2 связана с включением значительного числа регистраций в горах:

Для определения вероятности токов молний на обычных высотах из кривой распределения 2 на рис. 2 следует исключить данные регистрации в Сан-Сальваторе. Такая зависимость вместе с опытными точками приведена на рис. 3. Там же показаны зависимости и опытные точки, обобщающие измерения токов молний в тросах и молниеприемниках ЛЭП. Приводимые данные основаны на регистрациях 213 и 238 грозовых разрядов соответственно на трубах и ЛЭП, т. е. являются вполне представительными. Как видно, распределение правильно измеренных токов молний на ЛЭП практически совпадает с полученным при ударах молний в трубы и башни в диапазоне до 60 кА и лишь при больших токах на линиях они оказались несколько меньше измеренных в трубах. Это занижение непосредственно связано с насыщением магнитных регистраторов, работающих на ЛЭП, что ясно показано в [17]. Очевидно, для больших токов следует ориентироваться на данные измерений в башнях и трубах.

В целом приведенные результаты позволяют утверждать, что существует общая закономерность распределения токов молний, регистрируемых в инженерных сооружениях высотой до 60 м, в том числе и ЛЭП. Это распределение, которое целесообразно положить в основу исследований грозоупорности, может быть выражено формулой

$$\lg p = -I_m^{1,55}/900, \quad (1)$$

где p — вероятность (в относительных единицах) токов молний, равных и превышающих значение I_m в кА.

Такая зависимость представлена на рис. 4, где одновременно отмечены точки, соответствующие совокупности измерений на линиях, башнях и трубах. Они в целом группируются около предлагаемой кривой, что позволяет рекомендовать ее для расчетов уровней грозоупорности электроустановок высокого напряжения.

В области токов линий 100—200 кА хорошее соответствие дает более простая формула

$$p = (35/I_m)^3. \quad (2)$$

Особый учет последующих импульсов не требуется, так как амплитуды их токов при одинаковой вероятности в 2,5 раза меньше тока первого импульса (наибольшее измеренное значение было ниже 40 кА). При таких условиях обусловленные ими перенапряжения невелики и весьма кратковременны в силу их очень короткого фронта. Последующие импульсы могут представить опасность только для линий 6—10 кВ; кроме того, они имеют большое значение для грозозащиты подстанций в силу высокой крутизны на фронте волн.

Полученная зависимость не может быть использована для оценивания токов молний в горах, поскольку в статистику грозовых разрядов неизбежно входят как нисходящие, так и восходящие молнии, однако доля последних на ЛЭП значительно меньше, чем на станциях по исследованию молний, где молниеприемниками были башни высотой 60 м.

По-видимому, наиболее целесообразно сохранить принимаемое соотношение, согласно которому токи горных молний определяются уменьшением в два раза значений, зарегистрированных на небольших высотах, т. е. уменьшением в два раза значений токов, приведенных на рис. 4.

Другая особенность развития грозовых разрядов характерна для приморских районов; в частности, по данным [17] доля токов молний, превышающих 100 кА, примерно в три раза выше, чем по кривой рис. 4.

Крутизна токов молний. Для определения сочетаний амплитуд и крутизн токов молний необходимо использовать осциллографические записи, полученные на станциях по исследованию молний. Приборы, регистрирующие амплитудные значения этих параметров, будут фиксировать большей частью значения, относящиеся к разным импульсам отрицательных молний. В основу определения реальных сочетаний были положены данные регистраций в Швейцарии, обработка которых была произведена Рабочей группой ИК-33 СИГРЭ [19]. Результаты показали, что в качестве наиболее характерной может быть принята волна тока, изображенная на рис. 5. Она имеет вогнутую форму и лишь в области, близкой

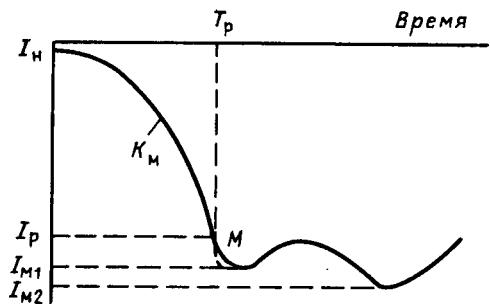


Рис. 5. Типичная волна тока первого импульса отрицательной молнии

к амплитуде первого пика становится выпуклой. Эта выпуклая часть волны является расчетной для определения напряжения на изоляции при ударе молнии в вершину опоры, поскольку большой ток молнии сочетается с высокой крутизной. При дальнейшем, даже небольшом, увеличении тока скорость его нарастания быстро снижается и при подходе к амплитуде падает до нуля. Таким образом, в качестве расчетных должны приниматься значения тока и его крутизны в точке M , когда достигается наибольший потенциал на вершине опоры от суммы падения напряжения в сопротивлении заземления, наведенного напряжения на опоре от ее индуктивности и напряжения взаимоиндукции с током в канале молнии.

С помощью машинной обработки осциллографов токов молний были построены кривые распределения для ряда стадий, характеризующих фронт тока молний, в том числе для наибольшей крутизны первого и последующих импульсов [9]. В таблице приведены полученные таким образом значения наибольшей крутизны первого и последующих импульсов тока молний для трех характерных значений вероятности.

Хотя наибольшая крутизна тока первого импульса значительно меньше, чем у последующих импульсов, она существенно выше тех значений, которые приводились ранее [5]. Это означает, что опасность обратных перекрытий при ударах молний в опоры больше, чем это следовало из предыдущих оценок крутизны. Была установлена связь между наибольшей крутизной и амплитудой первого пика тока молний I_{M1} . Среднее (50 %-ное) значение наибольшей крутизны

Импульсы	Наибольшие значения крутизны нарастания тока молний (кА/мкс) при процентном содержании ударов с крутизной, превышающей указанную, равном		
	95 %	50 %	5 %
Первый импульс	9	24	65
Последующие импульсы	10	40	160

первого импульса определяется по формуле [9] :

$$K_{50} = 3,9 I_m^{0,55}. \quad (3)$$

Распределение наибольших крутизн удовлетворительно описывается логарифмически нормальным законом. Величина стандарта распределения равна

$$\sigma_{K/I_m} = 0,54. \quad (4)$$

Токи молнии характеризуются их амплитудой I_m , причем обычно

$$I_{m1} = (0,9 - 1) I_{m2}. \quad (5)$$

Наибольшее напряжение на вершине опоры, как уже отмечалось, будет возникать при наибольшей крутизне в точке M , когда ток молнии I_p меньше тока первого пика I_{m1} . Обычно

$$I_p = 0,9 I_{m1} = (0,8 - 0,9) I_{m2}. \quad (6)$$

Оценка возможных сочетаний между амплитудами тока молнии и первого пика затруднительна и вряд ли оправдана с учетом вариации параметров токов молнии и поражаемости линий. Для повышения надежности получаемых результатов примем $I_{m1} = I_{m2} = I_m$.

Подставляя это значение в уравнения (3) и (4), получим:

$$K_{50} = 3,68 I_m^{0,55}; \quad (7)$$

$$\sigma_{K/I_m} = 0,485. \quad (8)$$

Для частных значений токов молнии стандарт распределения для крутизны

$$\sigma_K = 0,485 I_m. \quad (9)$$

С помощью этих формул были получены приведенные на рис. 6 значения наибольших крутизн для различной вероятности в зависимости от амплитуды тока молнии. Уравнения (3) и (4) были получены при токах до 100 кА, и их использование для больших значений неизбежно связано с экстраполяцией. Поскольку ход кривых является достаточно закономерным, такая экстраполяция допустима.

Полученные значения для крутизны первого импульса тока молнии показывают, что они могут быть высокими. Зная значения параметров молнии (I_m и K), при которых возникают обратные перекрытия с опоры на провод, с помощью графиков на рис. 4 и 6 можно определить их вероятность и соответственно возможное число грозовых отключений.

Наибольшие крутизны последующих импульсов токов молнии также подчиняются нормальному закону распределения, их средние значения и стандарты распределения описываются следующими выражениями:

$$K_n = 3,8 I_{n,m}^{0,93}; \quad (10)$$

$$\sigma_{K/I_{n,m}} = 0,7 \quad (11)$$

и соответственно,

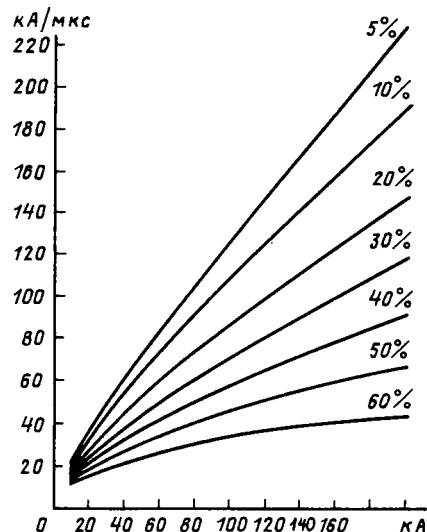


Рис. 6. Зависимости между током молнии и наибольшей крутизной его фронта для первых импульсов молнии. На кривых указаны вероятности крутизны

$$\sigma_K = 0,7 I_{n,m}. \quad (12)$$

Здесь $I_{n,m}$ — амплитуда последующего импульса тока, которая совпадает с первым.

При оценке электростатической составляющей напряжения, наводимой на проводах линии при ударе в опору, необходимо учитывать, что нарастание тока молнии идет плавно и наибольшее изменение заряда в канале происходит не в момент поражения вершины опоры, а значительно позже, в точке M (рис. 5), когда компенсирующий заряд из земли распространяется на значительное расстояние вдоль канала лидера. При этом достигается наибольшее напряжение на вершине опоры. Однако точка канала лидера, определяющая наводимое напряжение на проводе будет удалена от вершины опоры. В результате наводимое напряжение на проводе оказывается меньше, в ряде случаев существенно, по сравнению с рассчитанным в предположении, что оно определяется изменением заряда, сосредоточенного около вершины опоры.

Выходы. 1. Принимавшиеся до последнего времени расчетные значения амплитуд и крутизн токов молнии были заниженными.

2. Амплитуды токов молнии, измеренные в тросах и молниесовителях на ЛЭП и в башнях и трубах высотой до 60 м, хорошо совпадают между собой. Это позволяет рекомендовать распределение амплитуд токов молнии для расчетов молниезащиты инженерных сооружений, в том числе ЛЭП, показанное на рис. 4.

3. Построенные вероятностные зависимости между наибольшей крутизной тока молнии и его амплитудой позволяют уточнить уровни грозоупорности ЛЭП и возможное число отказов.

4. Наведенное напряжение на проводах в ста-

дии главного разряда молнии должно рассчитываться для момента времени, соответствующего наибольшей крутизне нарастания тока молнии, когда процесс нейтрализации заряда лидера распространяется на значительное расстояние от вершины опоры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Руководящие указания по защите от перенапряжений электрических установок переменного тока 3—220 кВ.—М.: Госэнергоиздат, 1954.

2. AIEE Committee report — A method of estimating lightning performance of transmission lines.—AIEE Trans., 1950, vol. 69.

3. Anderson J. G., Hagenduth J. H. Magnetic field around a transmission line tower.—Trans. on PAS, 1959, II.

4. Field investigation of lightning in 345 kV system of the OVEC / R. H. Shlomann, V. S. Price, I. V. Jonson, J. B. Anderson.—Trans. on PAS, 1958, II.

5. Berger K., Anderson R., Kroninger H. Parameters of lightning flashes.—Electra, 1975, N41.

6. Berger K. Blitzstorm-parameter von Aufwärtsblitzen.—Bull. ASE, 1978, april.

7. Popolansky F. Measurement of lightning current in Czechoslovakia and the application of obtained parameters.—CIGRE, 1970, гар. 33—03.

8. Popolansky F. Frequency distribution of amplitudes of lightning currents.—Electra, 1972, N22.

9. Anderson R., Eriksson A. Lightning parameters for engineering application.—Electra, 1980, N69.

10. Gross I. W., Lippert G. D. Lightning investigation on 132 kV transmission system.—AIEE Trans., 1942, vol. 61.

11. Lewis W. W. The protection of transmission systems against lightning.—New York: Willy and sons, 1950.

12. Eriksson A. J. The incidence of lightning strikes to power lines.—AIEEE Trans. on Power Delivery, 1987, N 3.

13. Report W. G. On lightning performance of transmission lines.—A simplified method for estimating lightning performance of transmission lines.—Trans. on PAS, 1985, N4.

14. Бургдорф В. В. Горные грозы и их особенности.—Электричество, 1939, № 1.

15. Бургдорф В. В. Расчетные токи молний и требования грозозащиты.—Электрические станции, 1944, № 4.

16. Garbagnat E. Parameter von Blitzstorm.—ETZA, 1982, N2.

17. Szpor S. Comparison polish versus american lightning records.—Trans. on PAS, 1969, N 5.

[12.04.89]

УДК 621.332.21.001.24

Система тягового электроснабжения для электрифицированных железных дорог на участках со скалистыми и вечномерзлыми грунтами

АРТЮХ А. Н., инж., КОСАРЕВ Б. И., доктор техн. наук, КУШНИР А. И., канд. техн. наук, ДОБРОВОЛЬСКИС Т. П., канд. техн. наук

В современных условиях работы железнодорожного транспорта особенно актуальной является задача внедрения новых систем электроснабжения тяговой сети с улучшенными эксплуатационными и технико-экономическими показателями. В наибольшей степени это относится к развивающейся в нашей стране системе электроснабжения на переменном токе напряжением 25 кВ. Эта система имеет различные модификации, одной из которых является система электроснабжения 2×25 кВ, позволяющая существенно улучшать экономические показатели электрифицированных участков переменного тока. Предполагается, что с использованием этой системы будет электрифицирована значительная часть участков Байкало-Амурской магистрали, в том числе при ее прохождении в зонах вечной мерзлоты, а также в районах со скалистыми грунтами.

При внедрении системы 2×25 кВ на опорах располагаются контактная сеть, непрерывный дополнительный провод и секционированный провод — трос группового заземления. На перегоне сооружаются автотрансформаторные пункты. Автотрансформатор подсоединяется высоковольт-

ными выводами к контактной сети и дополнительному (питающему) проводу, а средним выводом — к нулевой точке путевого дроссель-трансформатора. Трос группового заземления опор контактной сети секционируется, и каждая секция через заземляющий спуск соединяется с рельсовым путем, длина секции при этом не превышает 400 м. Однако в настоящее время имеются определенные трудности с выпуском специальных автотрансформаторов, применяющихся при электрификации по системе 2×25 кВ.

Естественно, возникает вопрос об использовании питающего провода. На сети дорог проходит опытную эксплуатацию система электроснабжения с усиливающим и экранирующим проводами (система УЭП). Усиливающий провод, предназначенный для увеличения нагрузочной способности контактной подвески, соединяется с ней с помощью поперечных электрических соединителей через каждые 200 м. Размещается усиливающий провод на опорах с помощью дополнительных кронштейнов с полевой стороны. Для уменьшения влияния тяговой сети на линии связи и металлические коммуникации на минимально

допустимом расстоянии от усиливающего провода располагается экранирующий провод, подключаемый к рельсовому пути с помощью заземляющих спусков через каждые два блок-участка на третий. Установлена эффективность внедрения этой системы электрификации на однопутных участках при изменении грузопотоков в диапазоне от 30 до 60 млн. т. В ближайшее десятилетие на участках БАМ грузопоток не будет превышать указанного максимального значения.

В этой связи целесообразно питающий провод системы 2×25 кВ использовать в качестве усиливающего, а трос группового заземления выполнить непрерывным и использовать его в качестве экранирующего, но согласно [1] опоры контактной сети должны быть заземлены.

Для решения этой задачи предлагается арматуру опор соединять с экранирующим проводом. Это позволит уменьшить механическую нагрузку на опоры за счет снижения числа проводов, а также в условиях дефицита трудовых ресурсов сократить объемы профилактических работ.

Для обоснования возможности такого технического решения с точки зрения надежности работы системы электроснабжения, а также обеспечения условий электробезопасности необходимо оценить потенциалы опор контактной сети относительно земли, возникающие в аварийных и нормальных режимах ее работы. Кроме того, располагая значениями этих напряжений, можно определить токи утечки, стекающие с фундаментов опор, что позволяет обосновать технические решения по предотвращению термического поражения опор, исключению коррозии и отслоения бетона от их арматуры.

В [2] решена задача расчета токораспределения в системе с УЭП, если на экранирующий провод не заземлены опоры контактной сети. Там же показано, что внедрение экранирующего провода существенно снижает напряжения рельс — земля в районах со значительными переходными сопротивлениями между рельсами и землей (районы вечной мерзлоты, районы со скалистыми грунтами). Однако изложенные в [2] результаты и алгоритмы не могут быть использованы для оценки уровня напряжений на опорах при их соединении с экранирующим проводом.

Многопроводные тяговые сети относятся к неоднородным электрическим цепям. Это объясняется тем, что рельсовый путь представляет собой цепь с распределенными параметрами, а экранирующий провод — цепь с сосредоточенными параметрами, причем со стороны контактной подвески. Кроме того, при использовании экранирующего провода в качестве троса группового заземления он соединен с землей через сопротивления растеканию тока фундаментов опор.

Общепринято представлять электрическую схему замещения рельсового пути в виде линии линий, однако на участке между двумя соседними опорами

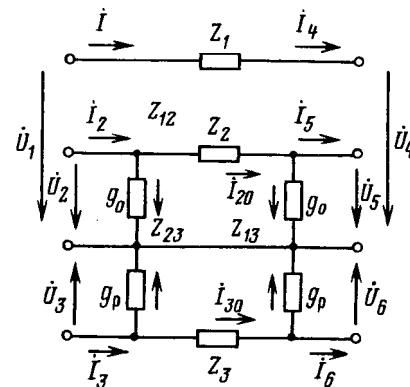


Рис. 1. Схема замещения участка тяговой сети между соседними опорами

ми опорами при частоте 50 Гц можно заменить рельсовый путь П-образной схемой замещения. Тогда схема замещения участка тяговой сети с экранирующим проводом имеет вид восьмиполюсника [3].

Обозначим через Z_1 , Z_2 , Z_3 соответственно комплексы сопротивлений контуров «контактная подвеска — земля», «экранирующий провод — земля», «рельсы — земля», а через Z_{12} , Z_{13} , Z_{23} — комплексы сопротивлений взаимной индукции между этими контурами, приведенными к расстоянию между соседними опорами. В схеме замещения (рис. 1) проводимости ветвей с сопротивлением растеканию тока фундамента опоры и распределенным переходным сопротивлением «рельсы — земля» можно представить в виде:

$$g_0 = \frac{1}{2R_{\text{оп}}},$$

где g — проводимость ветви с сопротивлением $R_{\text{оп}}$ (См); g_p — поперечная проводимость единицы длины рельсового пути, приведенная к длине пролета (См); $R_{\text{оп}}$ — сопротивление растеканию тока фундамента опоры контактной сети (Ом); N_1 — число опор на 1 км пути; r_n — переходное сопротивление «рельсы — земля» (Ом·км).

Запишем матричные уравнения, соответствующие 1-му и 2-му законам Кирхгофа:

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 - G\dot{U}_1; \quad (1)$$

$$\dot{I}_{II} = \dot{I}_0 - G\dot{U}_{II}; \quad (2)$$

$$\dot{U}_1 - \dot{U}_{II} = Z\dot{I}_0, \quad (3)$$

где \dot{U}_1 и \dot{I}_1 — векторы входных напряжений и токов; \dot{U}_{II} и \dot{I}_{II} — векторы выходных напряжений и токов; \dot{I}_0 — вектор продольных токов; Z и G — соответственно матрицы собственных и взаимных сопротивлений и проводимостей.

Подставляя \dot{I}_0 из формулы (1) в уравнения (2), (3) получим систему уравнений, связывающую напряжение и токи на входе и на выходе восьмиполюсника в матричной форме:

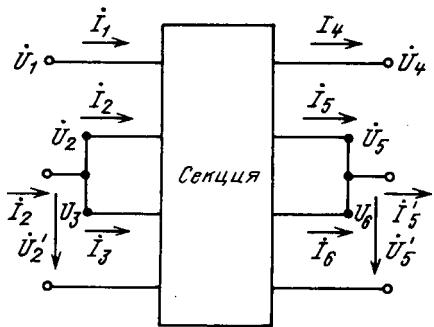


Рис. 2. Схема замещения участка тяговой сети между двумя заземляющими спусками

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (E + ZG)\dot{U}_{II} + Z\dot{I}_{II}; \\ \dot{I}_1 &= (2E + ZG)\dot{U}_{II} + (E + GZ)\dot{I}_{II}, \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (4)$$

где E — единичная матрица.

Так как матрица A многополюсника удовлетворяет матричному уравнению

$$\left| \begin{array}{c} \dot{U}_1 \\ \dot{I}_1 \end{array} \right| = A \left| \begin{array}{c} \dot{U}_{II} \\ \dot{I}_{II} \end{array} \right|, \quad (5)$$

то матрица восьмиполюсника, соответствующая схеме замещения участка тяговой сети между соседними опорами, может быть представлена в виде:

$$A_1 = \begin{vmatrix} E + ZG & Z \\ G(2E + ZG) & E + GZ \end{vmatrix}. \quad (6)$$

Или окончательно:

$$A_1 = \begin{vmatrix} 1 & g_0 Z_{12} & g_p Z_{13} & Z_1 & Z_{12} & Z_{13} \\ 0 & 1 + g_0 Z_2 & g_p Z_{23} & Z_{21} & Z_2 & Z_{23} \\ 0 & g_0 Z_{23} & 1 + g_p Z_3 & Z_{31} & Z_{32} & Z_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & g_0(2 + g_0 Z_2) & g_0 g_p Z_{23} & g_0 Z_{12} (1 + g_0 Z_2) & g_0 Z_{23} & \\ 0 & g_0 g_p Z_{23} & g_p(2 + g_p Z_3) & g_p Z_{13} & g_p Z_{23} & (1 + g_p Z_3) \end{vmatrix} \quad (7)$$

Участок тяговой сети между соседними заземляющими спусками будем называть секцией. Очевидно, схема замещения секции будет представлять каскадное соединение восьмиполюсников. Так как [4] при каскадном соединении многополюсников их матрицы для уравнений в форме A перемножаются, то матрицу восьмиполюсника, соответствующую одной секции, можно представить в виде

$$A_c = A^{q/l_c}, \quad (8)$$

где q — число опор контактной сети на одном километре; l_c — длина секции, км.

Пары входных (напряжения U_2 и U_3) и выходных (напряжения U_5 и U_6) зажимов этого восьмиполюсника объединены. Поэтому благодаря наличию перемычек между экранирующим

проводом и рельсами восьмиполюсник можно рассматривать как шестиполюсник (рис. 2).

Введем новые обозначения для входных и выходных напряжений и токов:

$$\begin{aligned} \dot{U}'_2 &= \dot{U}_2 = \dot{U}_3; \\ \dot{U}'_5 &= \dot{U}_5 = \dot{U}_6; \\ \dot{I}'_2 &= \dot{I}_2 + \dot{I}_3; \\ \dot{I}'_5 &= \dot{I}_5 + \dot{I}_6. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (9)$$

Получим систему линейных уравнений шестиполюсника.

Пусть a_{ij} — элементы матрицы A_c . Тогда для входных напряжений и токов шестиполюсника с учетом (9) можно записать:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= a_{11}\dot{U}_4 + (a_{12} + a_{13})\dot{U}'_5 + \\ &\quad + a_{14}\dot{I}_4 + a_{15}\dot{I}_5 + a_{16}\dot{I}_6; \\ \dot{U}_2 &= a_{21}\dot{U}_4 + (a_{22} + a_{23})\dot{U}'_5 + \\ &\quad + a_{24}\dot{I}_4 + a_{25}\dot{I}_5 + a_{26}\dot{I}_6; \\ \dot{U}_3 &= a_{31}\dot{U}_4 + (a_{32} + a_{33})\dot{U}'_5 + \\ &\quad + a_{34}\dot{I}_4 + a_{35}\dot{I}_5 + a_{36}\dot{I}_6; \\ \dot{I}_1 &= a_{11}\dot{U}_4 + (a_{42} + a_{43})\dot{U}'_5 + \\ &\quad + a_{44}\dot{I}_4 + a_{45}\dot{I}_5 + a_{46}\dot{I}_6; \\ \dot{I}'_2 &= (a_{51} + a_{61})\dot{U}_4 + (a_{52} + a_{53} + \\ &\quad + a_{62} + a_{63})\dot{U}'_5 + (a_{54} + a_{64})\dot{I}_4 + \\ &\quad + (a_{55} + a_{65})\dot{I}_5 + (a_{56} + a_{66})\dot{I}_6. \end{aligned} \quad \left. \right\} \quad (10)$$

Решая совместно 2- и 3-е уравнения системы (10), получим выражение для тока \dot{I}_6 :

$$\dot{I}_6 = b\dot{U}_4 + c\dot{U}'_5 + d\dot{I}_4 + k\dot{I}_5, \quad (11)$$

где

$$b = \frac{a_{21} - a_{31}}{a_{36} - a_{26}}; \quad c = \frac{a_{22} + a_{23} - a_{32} - a_{33}}{a_{36} - a_{26}};$$

$$d = \frac{a_{24} - a_{34}}{a_{36} - a_{26}}; \quad k = \frac{a_{25} - a_{35}}{a_{36} - a_{26}}.$$

Так как $\dot{I}'_5 = \dot{I}_5 + \dot{I}_6$, то

$$\dot{I}_5 = -\frac{b}{k+1}\dot{U}_4 - \frac{c}{k+1}\dot{U}'_5 - \frac{d}{k+1}\dot{I}_4 + \frac{1}{k+1}\dot{I}'_5. \quad (12)$$

Окончательно система линейных уравнений шестиполюсника в форме A примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= (a_{11} + \frac{a_{16} - a_{15}}{k+1}b)\dot{U}_4 + (a_{12} + a_{13} + \frac{a_{16} - a_{15}}{k+1}c)\dot{U}'_5 + \\ &\quad + (a_{14} + \frac{a_{16} - a_{15}}{k+1}d)\dot{I}_4 + \frac{a_{15} + a_{16}k}{k+1}\dot{I}'_5; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}'_2 &= (a_{21} + \frac{a_{26} - a_{25}}{k+1}b)\dot{U}_4 + (a_{22} + a_{23} + \frac{a_{26} - a_{25}}{k+1}c)\dot{U}'_5 + \\ &\quad + (a_{24} + \frac{a_{26} - a_{25}}{k+1}d)\dot{I}_4 + \frac{a_{25} + a_{26}k}{k+1}\dot{I}'_5; \end{aligned} \quad (14)$$

$$\dot{I}'_5 = (a_{41} + \frac{a_{46} - a_{45}}{k+1}b)\dot{U}_4 + (a_{42} + a_{43} + \frac{a_{46} - a_{45}}{k+1}c) \times$$

$$\times c) \dot{U}_5 + \left(a_{44} + \frac{a_{46} - a_{45}}{k+1} d \right) I_4 + \frac{a_{45} + a_{46} k}{k+1} I_5; \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 = & \left(a_{51} + a_{61} + \frac{a_{56} + a_{66} - a_{55} - a_{65}}{k+1} b \right) \dot{U}_4 + \\ & + \left(a_{52} + a_{53} + a_{62} + a_{63} + \frac{a_{56} + a_{66} - a_{55} - a_{65}}{k+1} c \right) \times \\ & \times \dot{U}_5 + \left(a_{54} + a_{64} + \frac{a_{56} + a_{66} - a_{55} - a_{65}}{k+1} d \right) I_4 + \\ & + \frac{a_{55} + a_{65} + k(a_{56} + a_{66})}{k+1} I_5. \end{aligned} \quad (16)$$

Коэффициенты уравнений (13)–(16) в соответствии с уравнением (5) задают матрицу B_y шестиполюсника, соответствующего одной секции тяговой сети.

Примем, что электровоз находится в месте подключения экранирующего провода к рельсам. Такое расположение соответствует наибольшим потенциалам экранирующего провода, так как на него будет выноситься весь потенциал рельсов.

Электрическую схему замещения участка тяговой сети между тяговой подстанцией и электровозом можно представить каскадно соединенными шестиполюсниками. Таким образом, матрица уравнений в форме A для шестиполюсника, соответствующая всему участку, будет равна:

$$B_y = B_c^{N_c}, \quad (17)$$

где N_c — число секций на участке тяговой сети.

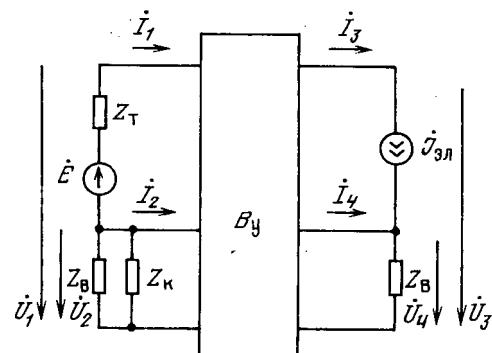
Полученная электрическая схема замещения представлена на рис. 3. Источник тока I_s , соответствует электровозу, тяговая подстанция представлена э. д. с. E и сопротивлением Z_t , включающим в себя сопротивление внешней энергосистемы и тяговых трансформаторов; входное сопротивление рельсового пути обозначим Z_b , сопротивление растеканию тока заземляющего контура тяговой подстанции — Z_k , а шестиполюсник, соответствующий участку тяговой сети между подстанцией и электровозом, через B_y . Входные и выходные напряжения и токи электрической цепи (рис. 3) удовлетворяют системе уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 + \dot{E} - I_1 Z_t; \\ \dot{U}_2 &= -Z_0(I_1 + I_2); \\ I_3 &= I_3; \\ \dot{U}_4 &= (I_3 + I_4) Z_b, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$$\text{где } Z_0 = \frac{Z_k Z_b}{Z_k + Z_b}.$$

Система (18) совместно с уравнением (5), где в качестве матрицы A используется B_y , позволяет выразить неизвестные величины \dot{U}_3 , \dot{U}_4 , I_4 .

Для определения значений напряжений и токов по всей длине участка обозначим через вектор $\bar{V}_0 = (\dot{U}_3, \dot{U}_4, I_3, I_4)$.



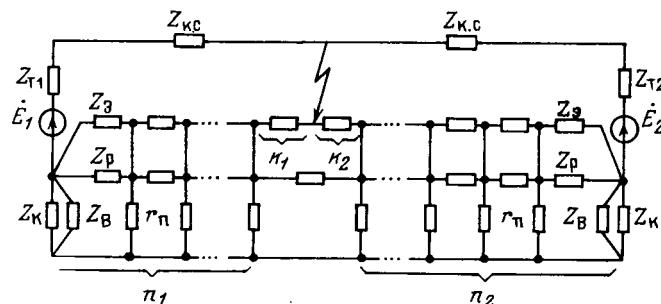


Рис. 4. Расчетная схема участка тяговой сети в режиме короткого замыкания на экранирующий провод

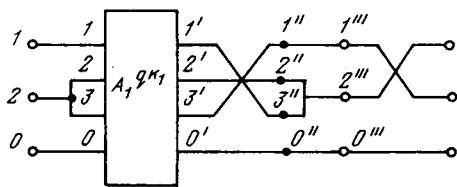


Рис. 5. Схема замещения участка тяговой сети между подстанциями в режиме короткого замыкания на экранирующий провод

$N = n_1 + n_2 + 1$ секций, где n_1 и n_2 — число целых секций между точкой к. з. и соответственно первой и второй тяговыми подстанциями. Точка к. з. делит секцию на отрезки длиной k_1 и k_2 (рис. 4). Матрицу B , соответствующую всему участку тяговой сети (рис. 5), можно определить по формуле

$$B = A_{\epsilon}^{n_1} B_1 B_2 A_{\epsilon}^{n_2}, \quad (21)$$

где B_1 и B_2 — матрицы шестиполюсников, соответствующих участкам тяговой сети длиной k_1 и k_2 , находящимся в аварийной секции слева и справа от места к. з. (рис. 4).

Матрицы B_1 и B_2 определяются по матрицам A^{qk_1} и A^{qk_2} соответствующих восьмиполюсников контактной сети.

В первой части статьи были получены выражения для определения матрицы шестиполюсника при объединении зажимов 2—3 и 5—6 произвольного восьмиполюсника. Для определения

матрицы B_1 необходимо решить аналогичную задачу при объединении зажимов 2—3 и 1'—2' восьмиполюсника (рис. 6), а для матрицы B_2 — зажимов 1—2 и 2'—3' (здесь зажимы 1', 2' и 3' соответствуют зажимам 4, 5 и 6 на рис. 2).

Нетрудно видеть, что если в восьмиполюснике (рис. 6) поменять местами зажимы $1' - 3'$, то объединению зажимов $1' - 2'$ в нем будет соответствовать объединение зажимов $2'' - 3''$. Определить матрицу такого шестиполюсника можно по (13) — (16). Поменяв в нем зажимы $1''' - 2'''$, получим искомый шестиполюсник с матрицей B_2 . Выполняя аналогичные преобразования с входными зажимами восьмиполюсника с матрицей A^{qk_1} , получим соответствующий шестиполюсник с матрицей B_1 .

Введем функцию Ψ , с помощью которой по формулам (13)–(16) проводится отображение $\bar{Y} = \Psi(X)$, где X — матрица восьмиполюсника, а \bar{Y} — матрица получившегося шестиполюсника. Очевидно, если поменять местами выходные зажимы многополюсника, то в его матрице необходимо поменять местами соответствующие столбцы, а при замене входных зажимов меняются местами строки.

Пусть $\mathbf{Y} = \alpha_n^{ij}(X)$ и $\mathbf{Y} = \beta_n^{ij}(X)$ — матричные функции, определенные на множестве квадратных матриц порядка n и осуществляющие перестановку i -й и j -й строк (α_n^{ij}) или i -го и j -го столбцов (β_n^{ij}). Пользуясь введенными функциями, можно выразить аналитически матрицы преобразованных шестиполюсников:

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= \beta_4^{12} \beta_4^{34} \Psi \beta_6^{46} \beta_6^{13} (A^{qk_1}) \\ B_2 &= \alpha_4^{12} \alpha_4^{34} \Psi \alpha_6^{46} \alpha_6^{13} (A^{qk_2}) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

определить по формуле (21) матрицу B шестиполюсника для всего участка тяговой сети.

Аналогичные расчеты можно выполнить для случая к. з. на рельсы. Формулы (22) в этом случае примут вид:

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= \beta_4^{12} \beta_3^{34} \Psi \beta^{45} \beta^{12} (A_1^{qk_1}); \\ B_2 &= \alpha_4^{12} \alpha_3^{34} \Psi \alpha^{45} \alpha^{12} (A_1^{qk_2}). \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

Токи и напряжения на подстанциях (рис. 7) связаны системой линейных уравнений

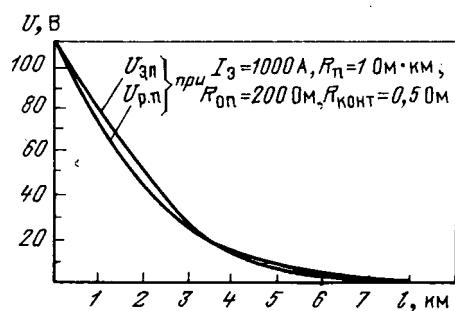
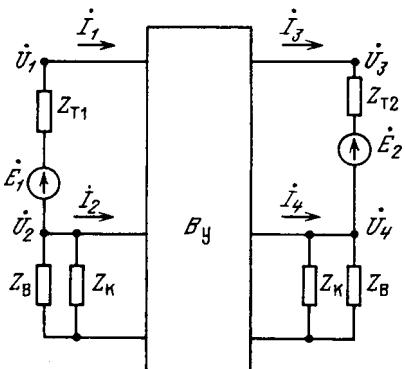


Рис. 6. Элементы преобразования восьмиполосника для служебной короткого замыкания на рельсы

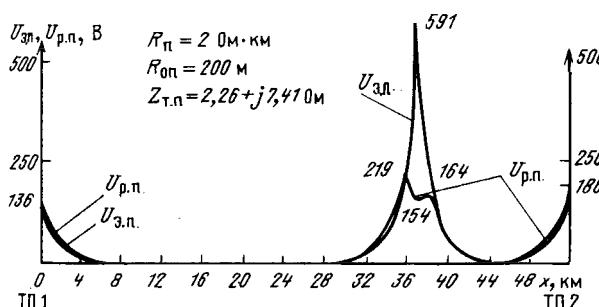


Рис. 8. Распределение напряжений «экранирующий провод — земля» и «рельсы — земля» на тяговой подстанции в нормальном режиме

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 + \dot{E}_1 - \dot{I}_1 Z_{11}; \\ \dot{U}_2 &= -Z_{01}(\dot{I}_1 + \dot{I}_2); \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}_4 + \dot{E}_2 + \dot{I}_3 Z_{22}; \\ \dot{U}_4 &= Z_{02}(\dot{I}_3 + \dot{I}_4). \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Уравнения (24) совместно с (5), где в качестве \mathbf{A} используется найденная матрица \mathbf{B} , позволяют выразить неизвестные \dot{U}_3 , \dot{U}_4 , \dot{I}_3 , \dot{I}_4 . По напряжениям и токам на выходе шестиполюсника можно с помощью формул (18) (19), по аналогии с тем, как это было сделано для случая нормального режима, определить распределение токов и напряжение по длине участка тяговой сети.

По разработанным алгоритмам были составлены соответствующие программы для расчета потенциалов и токораспределения в многопроводной тяговой сети в нормальном и аварийных режимах ее работы. При расчетах э. д. с. и сопротивления, соответствующие тяговым подстанциям, принимались равными 29 кВ и $Z_t = 0.1 + 5.0$ [4].

На рис. 8 представлены полученные кривые распределения потенциалов «экранирующий провод — земля» и «рельсы — земля» в рабочем режиме при токе электровоза 300 А.

Необходимо отметить, что при наличии на перегоне нескольких электровозов нужно согласно методу наложения повторить расчеты для каждого электровоза и суммировать результаты.

На рис. 9 представлены аналогичные результаты при к. з. на экранирующий провод и рельсы. По приведенным результатам можно сделать вывод, что напряжения на элементах многопроводной тяговой сети с непрерывным тросом группового заземления (ТГЗ) не превышают соответствующих значений для тяговой сети с секционированным ТГЗ. Анализ токов фидеров тяговых подстанций в режимах к. з. на рельсы или экранирующий провод показал, что значения токов (935 и 1234 А) достаточны для срабатывания устройств защиты.

Результаты расчетов с использованием алгоритма [5] показали, что можно заземлять опоры

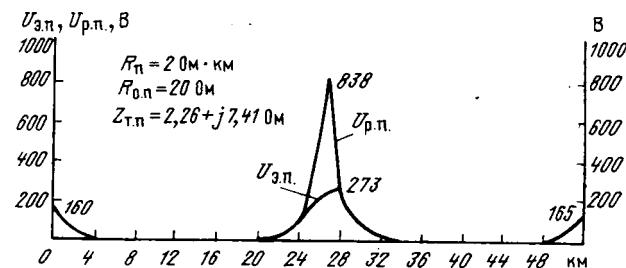


Рис. 9. а — распределение напряжений «экранирующий провод — земля» и «рельсы — земля» в режиме короткого замыкания на экранирующий провод; б — распределение напряжений «экранирующий провод — земля» и «рельсы — земля» в режиме короткого замыкания на рельсы

контактной сети на экранирующий провод с точки зрения обеспечения электробезопасности. Математическое ожидание числа опасных ситуаций при обслуживании опор контактной сети, соединенных с экранирующим проводом, не превышает аналогичной величины при их объединении троек группового заземления.

Анализ полученных результатов также показал, что с точки зрения возможного термического поражения фундаментов опор наиболее неблагоприятное условие имеет место у опор, расположенных на расстоянии 1,5 км в обе стороны от точки присоединения отсасывающей линии, т. е. отсоса тяговой подстанции.

Для исключения токов, стекающих с фундаментов этих опор, необходимо осуществить дополнительные мероприятия. На этих опорах экранирующий провод подвешивается на одном изоляторе типа ПФБ-А. Арматура опор контактной сети через искровой промежуток типа ИМП-62 с пробивным напряжением 500—600 В соединяется с экранирующим проводом.

При пробое изоляции контактной сети по опоре, заземленной на экранирующий провод через искровой промежуток, появится напряжение контактной сети, превышающее пробивное напряжение искрового промежутка. При пробое искрового промежутка ток к. з. возрастает, срабатывает токовая защита, и выключатель тяговой подстанции отключает поврежденный участок сети.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Инструкция по заземлению устройств электроснабжения на электрифицированных железных дорогах. — М.: Транспорт, 1985.
- Электрический расчет многопроводных тяговых сетей переменного тока / Б. И. Косарев, Е. И. Коннова, С. Д. Соколов и др. — Вестник ВНИИЖТ, 1982, № 8.
- Зелях Э. В. Основы общей теории линейных электрических схем. — М.: Изд. АН СССР, 1951.
- Внешние характеристики тяговых подстанций и эквивалентные схемы для электрических расчетов / Р. И. Карапев, С. П. Власов, В. И. Болдырев, В. А. Цыбанков. — Вестник ВНИИЖТ, 1982, № 2.
- Косарев Б. И., Косолапов Г. Н., Кушнир А. И. Вероятностно-статистическая оценка эффективности заземления опор контактной сети переменного тока. — Электричество, 1986, № 8.

Проектирование автономных асинхронизированных генераторов на базе серийных электрических машин

АРУТЮНЯН М. В., канд. техн. наук

Ереван

Исследования последних лет [1, 2, 4] свидетельствуют о перспективности использования автономных асинхронизированных генераторов (ААГ), которые совмещают ряд свойств асинхронной и синхронной машин и конструктивно подобны асинхронному двигателю с фазным ротором (АДФ), в роторную обмотку которого подано напряжение, частота и значение которого регулируются определенным образом в зависимости от генераторной нагрузки и частоты вращения привода. Частота и амплитуда выходного напряжения ААГ, как в обычном синхронном генераторе (СГ), могут поддерживаться неизменными, как это требуется для автономной нагрузки.

В комплексе работ, связанных с исследованием, разработкой и промышленным освоением ААГ, важную роль играют вопросы выбора базовой конструкции. Здесь рассматриваются некоторые характерные особенности при проектировании ААГ на базе серийных АДФ и СГ.

При применении АДФ в качестве базы для ААГ магнитопроводы статора и ротора используются полностью. Из обмоток наибольшему изменению подвергается роторная, которую следует согласовать с питающим ее преобразователем частоты по мощности, числу фаз, частоте, току. Этот вариант заманчив для практической реализации при небольшом объеме выпуска и распространился в наибольшей мере. Однако качество электроэнергии при этом может оказаться неприемлемым, поскольку статор АДФ проектируется обычно с целым числом пазов на полюс и фазу (q_1), при малости воздушного зазора, из-за чего даже при скосе выходное напряжение может оказаться неприемлемо загрязненным зубцовыми гармониками. Кроме того, при базировании генераторной конструкции на АДФ имеет место потеря выходной мощности по следующим причинам.

При упрощенном подходе к тепловыделениям можно считать, что ток ротора АДФ ($I_2^{\text{адф}}$) обуславливает перегревы в роторе, а ток статора $I_1^{\text{адф}}$ (включающий и ток намагничения $I_{\mu}^{\text{адф}}$) —

перегревы в статоре. При переводе АДФ в режим работы ААГ — генератора в этой же машине имеет место иное распределение токов и перегревов: ток возбуждения ААГ — I_{f_n} (аналог тока $I_{\mu}^{\text{адф}}$), протекает уже по обмотке ротора ААГ, а обмотка статора ААГ нагружена лишь током I_1 (но, без намагничивающей составляющей). Ток I_{f_n} , создающий основной поток, сам по себе значителен в силу необходимости компенсации как возросшего насыщения после перевода в работу генератором (требующего возрастания расчетной э. д. с.), так и проявления противотока от реакции якоря, который в машине с малым воздушным зазором относительно велик.

Таким образом, в сравнении с АДФ статорная обмотка ААГ оказывается недогруженной, а роторная (ОВ) — перегруженной. Описанные обстоятельства подтверждаются конкретными электромагнитными расчетами по разработанной в ЕПЧ методике, проведенными для ААГ на базе серийных двигателей типа АК, подобранных по той же мощности ($P_{2n}^{\text{адф}}$), напряжению ($U_1^{\text{адф}}$), полюсности (2р·4) (табл. 1). Например, АДФ мощностью 2,8 кВт, будучи использован в качестве ААГ, генерирует мощность, равную базовой машине, при перегрузке ОВ током в 1,58 раз. Для снижения плотности тока j_{f_n} в ОВ до уровня в базовом АДФ, необходимо либо увеличить размеры пазов ротора, либо снизить выходную мощность ААГ. Рассмотрим эти случаи отдельно.

1. Пусть сечение паза ротора ААГ (Q_{nf}) увеличивается относительно исходного двигателя ($Q_{n2}^{\text{адф}}$) в c раз:

$$c = Q_{nf}/Q_{n2}^{\text{адф}} = j_{f_n}/j_2^{\text{адф}} > 1. \quad (1)$$

(Параметры ААГ приводятся без значка сверху, обозначающего объект.)

Увеличение производится за счет одновременного увеличения внешнего диаметра ротора и ширины его паза соответственно в α и β раз:

$$Q_{nf} = (1 + \alpha)(1 + \beta) h_{n2}^{\text{адф}} b_{n2}^{\text{адф}}, \quad (2)$$

Таблица 1

Тип асинхронного двигателя с фазным ротором	Параметр						
	$P_{2n}^{\text{адф}}, P_{n2}^{\text{кВт}}$	$U_1, U_1^{\text{адф}}, \text{ В}$	$\cos \varphi$	$I_1^{\text{адф}}, I_1, \text{ А}$	$j_1^{\text{адф}}, j_1, \text{ А/мм}^2$	$I_2^{\text{адф}}, I_{f_n}, \text{ А}$	$j_2^{\text{адф}}, j_{f_n}, \text{ А/мм}^2$
АК 51-4	2,8/2,8	380/400	0,82/0,80	6,70/5,05	4,27/3,22	22,5/35,9	6,26/9,90
АК 52-4 в генераторном режиме	4,5/4,5	380/400	0,83/0,80	10,30/8,12	3,88/3,06	22,0/15,5	6,13/12,70

Примечание. В числителе указаны значения параметра в двигательном режиме, в знаменателе — в генераторном.

где $h_{n2}^{\text{адф}}$, $b_{n2}^{\text{адф}}$ — средние высота и ширина паза ротора АДФ.

Тогда

$$c = (1 + \alpha)(1 + \beta). \quad (3)$$

Здесь α и β — неизвестные, которые определяются по условию неизменности индукции в зубцах ротора. Так, для случая прямоугольной конфигурации паза, дополнительно к (3) имеем:

$$\alpha = \frac{3}{4} \frac{z_2}{\pi h_{n2}^{\text{адф}}} \frac{b_{n2}^{\text{адф}}}{r_2^{\text{адф}}} \beta, \quad (4)$$

где $z_2^{\text{адф}}$ — число зубцов ротора.

Соответствующее увеличение внешнего диаметра статора ААГ равно:

$$D_{al} = D_{al}^{\text{адф}} + 2h_{n2}^{\text{адф}} \alpha. \quad (5)$$

Подсчет для ААГ, созданного на базе АДФ мощностью 4,5 кВт, показал, что для уменьшения плотности тока ОВ ААГ в $c = 12,7/6,13 = 2,065$ раз необходимо увеличить $D_{al}^{\text{адф}}$ с 0,245 до 0,269 м (на 11 %). Проведя обобщение по ААГ на базе разных АДФ, приходим к заключению, что требуемое увеличение $D_{al}^{\text{адф}}$ составляет 11—13 %.

2. На практике, однако, как правило, имеет место противоположный случай, когда обеспечивают допустимую плотность тока в заданном объеме ротора, с неизбежной при этом потерей выходной активной мощности. Итак, для обеспечения нормального тепловыделения на роторе необходимо принять (для эффективных значений):

$$I_{fh} = I_2^{\text{адф}}, \text{ A.} \quad (6)$$

Для простоты ограничимся сравнением электромагнитных мощностей ААГ и базового АДФ. Уравнения напряжений цепей статора ААГ в синхронных осях d , q при работе на активно-индуктивную автономную нагрузку (r^h , x^h) можно представить в виде [1] (отн. ед.):

$$\begin{aligned} 0 &= -(x_1 + x^h) I_{qm} - x_{f-1} I_{fqm} + (r_1 + r^h) I_{dm}; \\ 0 &= (x_1 + x^h) I_{dm} + x_{f-1} I_{fdm} + (r_1 + r^h) I_{qm}, \end{aligned} \quad (7)$$

где x_1 , r_1 — индуктивное (синхронное) и активное сопротивления статорной обмотки; x_{f-1} — сопротивление взаимоиндукции между статорной и роторной обмотками; I_{dm} , I_{qm} , I_{fdm} , I_{fqm} — амплитудные значения d , q -составляющих изображающих векторов токов статора и ротора ААГ.

Выражая I_{dm} , I_{qm} через I_{fdm} , I_{fqm} , для электромагнитной мощности ААГ в соответствии с [5] (отн. ед.):

$$P_{\text{эм}} = x_{f-1} (I_{fdm} I_{dm} - I_{fqm} I_{qm}) = \frac{x_{f-1}^2 r_\Sigma}{r_\Sigma^2 + x_\Sigma^2} \times \\ \times (I_{fdm}^2 + I_{fqm}^2), \quad (8)$$

где $r_\Sigma = r_1 + r^h$; $x_\Sigma = x_1 + x^h$.

Соответствующее выражение для электромагнитной мощности АДФ [3] (отн. ед.):

$$P_{\text{эм}}^{\text{адф}} = m_1^{\text{адф}} I_2^{\text{адф}} r_2^{\text{адф}} / s. \quad (8')$$

Из (8) и (8') для случая симметричной ОВ ААГ (в которой $I_{fh} = I_{fdm} = I_{fqm} = I_{fm}$) и трехфазной обмотки статора, имеем (отн. ед.):

$$\frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{эм}}^{\text{адф}}} = \frac{2}{3} \left(\frac{x_{f-1}^2 r_\Sigma}{r_\Sigma^2 + x_\Sigma^2} \right) \frac{1}{r_2^{\text{адф}} / s}. \quad (9)$$

В АДФ при $x_k^{\text{адф}}$, $r_1^{\text{адф}} \approx 0$ имеем $I_1^{\text{адф}} U_1^{\text{адф}} S / r_2^{\text{адф}}$.

Для номинального режима при $I_1^{\text{адф}}$, $U_1^{\text{адф}} = 1$ имеем $r_2^{\text{адф}} / s = 1$ (отн. ед.) [3]. В результате (отн. ед.):

$$\frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{эм}}^{\text{адф}}} \approx \frac{2}{3} x_{f-1}^2 r_\Sigma / (r_\Sigma^2 + x_\Sigma^2). \quad (9')$$

Упростим (9'), приняв для ААГ $r_1 \approx 0$; $x_1 \approx x_{f-1}$; $r_\Sigma^2 \ll x_\Sigma^2$. В результате приходим к примечательной записи (отн. ед.):

$$\frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{эм}}^{\text{адф}}} \approx \frac{2}{3} r^h / (1 + x^h / x_{f-1})^2. \quad (10)$$

Отсюда для примерной качественной принципиальной оценки приходим к чрезвычайно простому (отн. ед.):

$$\frac{P_{\text{эм}}}{P_{\text{эм}}^{\text{адф}}} \approx \frac{2}{3} r^h, \quad (11)$$

т. е. мощность, которая может быть получена из АДФ при его использовании в качестве ААГ определяется в основном, режимом нагрузки ($\cos \varphi$) и в меньшей степени — индуктивностью машины. Наименьшее значение $P_{\text{эм}} / P_{\text{эм}}^{\text{адф}}$ имеет место при чисто индуктивной нагрузке, наибольшее — при активной. Из (10) и (11) видно, что $P_{\text{эм}} / P_{\text{эм}}^{\text{адф}}$ уменьшается с ростом как насыщения, так и значения воздушного зазора (δ). Для машин разных мощностей отношение $P_{\text{эм}} / P_{\text{эм}}^{\text{адф}}$ колеблется в пределах от 0,32 до 0,45.

Итак, показатель, характеризующий степень снижения мощности при реализации ААГ на базе АДФ, при идеализированном рассмотрении является практически инвариантен к шкале мощностей и уровню параметров машины, определяясь только $\cos \varphi$ нагрузки. Приведенная качественная закономерность подтверждается конкретными уточнениями — путем определений $P_{\text{эм}} / P_{\text{эм}}^{\text{адф}}$ по результатам детального электромагнитного расчета машины по [6]. Расчет этот носит итеративный характер и проводится в последовательности, приведенной на рис. 1. В табл. 2 приведены результаты расчета $P_{\text{эм}} / P_{\text{эм}}^{\text{адф}}$ по приближенному выражению (10) для идеализированного рассмотрения машины, а также по приведенному на рис. 1 алгоритму. Объектами расчета являлись ААГ, созданные на базе АДФ различных мощностей. В нашем рассмотрении приближенная оценка по (9, 10) приводит к несколько более пессимистическому результату (на $\approx 30\%$), чем определение $P_{\text{эм}} / P_{\text{эм}}^{\text{адф}}$.

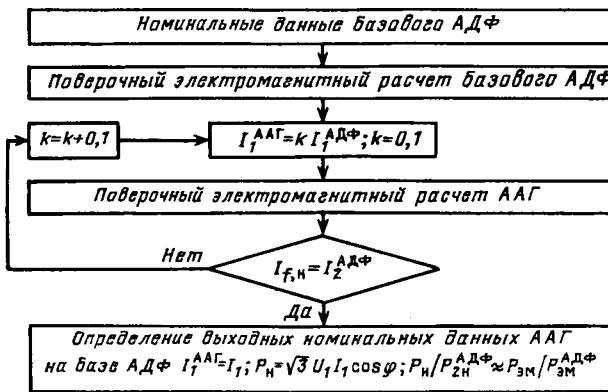


Рис. 1

Поскольку недобор выходной мощности ААГ ($1 - P_{3m}/P_{3m}^{adф}$), определяемый автономной нагрузкой статорной обмотки, весьма существен, на практике с этим недостатком можно бороться перегрузкой ОВ ААГ и делать это таким образом, чтобы суммарные потери в обеих обмотках остались на уровне исходного АДФ. Недобор выходной мощности при этом удастся несколько снизить. Так, в ААГ на базе двигателя АК 51-4 ($P_{2n}^{adф} = 2,8$ кВт) при $j_2^{adф} = 6,26$ А/мм² перегружаем ОВ ААГ в 1,24 раза (до 7,8 А/мм²). При этом $P_{3m}/P_{3m}^{adф} = 0,632$ (вместо прежнего $P_{3m}/P_{3m}^{adф} = 0,512$). А в ААГ на базе АК-13-59 ($P_{2n}^{adф} = 800$ кВт) за счет перегрузки ОВ в 1,29 раз удается увеличить $P_{3m}/P_{3m}^{adф}$ от 0,6 до 0,8. Таким образом, распространенное мнение [4] о том, что при проектировании ААГ на базе АДФ недобор мощности составляет примерно 20 %, как выясняется здесь, обусловлено тем, что ОВ в ААГ перегружена относительно базовой машины, но при этом перегрузка не превышает суммы потерь в статоре и роторе исходной машины. При отсутствии подобной перегрузки недобор мощности резко ухудшается, достигая 60 %.

Использование в качестве базы для ААГ явнополюсного СГ (ЯСГ), изначально предусмотренного для работы в режиме отдачи отстающей реактивной мощности, с качеством электроэнергии на уровне требований автономных ЯСГ, является более целесообразным. Однако и проектирование, и изготовление ротора под ААГ при таком базировании предстоит осуществить заново. Покажем, что и в этом случае имеет место недобор выходной мощности. Итак, рассмотрим случай, когда АГ реализуется на базе ЯСГ. Статор ЯСГ оставлен без изменений, явнополюсный ротор переделан под фазный с распределенной ОВ, его внешний диаметр оставлен прежним. Условимся, что в пазах ротора уложена двухфазная ОВ таким образом, чтобы при протекании по ней тока $I_{f,n}$, равного току возбуждения исходного ЯСГ, результирующая м. д. с. цепи осталась прежней. Это означает, что для

витков ОВ и его индуктивного сопротивления x_f имеет место:

$$w_f = \sqrt{2} w_f^{acsr}; x_f = \sqrt{2} x_f^{acsr}, \text{ Ом.} \quad (12)$$

Уравнения напряжения статора ЯСГ в осях d, q по [5] (отн. ед.):

$$\left. \begin{aligned} 0 &= -(x_q^{acsr} + x^h) I_{qm}^{acsr} + (r_1 + r^h) I_{dm}^{acsr}; \\ 0 &= (x_d^{acsr} + x^h) I_{dm}^{acsr} + x_{f-1}^{acsr} I_{fm} + (r_1 + r^h) I_{qm}^{acsr}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Выражение для электромагнитной мощности [5]:

$$P_{3m}^{acsr} = -I_{qm}^{acsr} [(x_d^{acsr} - x_q^{acsr}) I_{dm}^{acsr} + x_{f-1}^{acsr} I_{fm}], \text{ отн. ед.} \quad (14)$$

Используя (14) и запись токов $I_{qm}^{acsr}, I_{dm}^{acsr}$, найденную из (13):

$$P_{3m}^{acsr} = \frac{x_{f-1}^{acsr} r_\Sigma}{r_\Sigma^2 + x_{d\Sigma}^{acsr} x_{q\Sigma}^{acsr}} I_{fm}^2 \left[1 - \frac{(x_d^{acsr} x_q^{acsr}) x_{q\Sigma}^{acsr}}{r_\Sigma^2 + x_{d\Sigma}^{acsr} x_{q\Sigma}^{acsr}} \right], \text{ отн. ед.,} \quad (15)$$

где $x_{d\Sigma}^{acsr} = x_d^{acsr} + x^h, x_{q\Sigma}^{acsr} = x_q^{acsr} + x^h$.

Применив (15), с учетом (12) и (8) получим, что отношение электромагнитных мощностей ЯСГ и ААГ составляет:

$$\frac{P_{3m}}{P_{3m}^{acsr}} = \frac{1}{2} \frac{r_\Sigma^2 + x_{d\Sigma}^{acsr} x_{q\Sigma}^{acsr}}{(r_\Sigma^2 + x_\Sigma^2) \left[1 - \frac{(x_d^{acsr} - x_q^{acsr}) x_{q\Sigma}^{acsr}}{r_\Sigma^2 + x_{d\Sigma}^{acsr} x_{q\Sigma}^{acsr}} \right]}. \quad (16)$$

В отличие от (10) (при базовом АДФ), определяемого в основном значением и родом автономной нагрузки ААГ, отношение P_{3m}/P_{3m}^{acsr} уже зависит от параметров как базового, так и проектируемого генераторов. Подсчеты по (16) показывают, что для ЯСГ различных мощностей отношение P_{3m}/P_{3m}^{acsr} колеблется в пределах от 1 до (0,6—0,7).

Таким образом, при проектировании ААГ на базе ЯСГ, имеет место меньшая потеря мощности в исходной машине, чем в случае использования для тех же целей АДФ. Потеря мощности обусловлена и в этом случае невозможностью требуемого размещения многофазной ОВ ААГ (при сохранении ее загрузки) в заданном объеме расточки статора ЯСГ.

Соотношение (16) получено применительно к идеализированным объектам и потому в нем не отражены некоторые особенности, связанные с расчетами магнитных цепей базового и проектируемого генераторов. А между тем сравнение м. д. с. их цепей показывает, что: м. д. с. воздушного зазора в ААГ увеличена относительно м. д. с. базового ЯСГ ввиду большего значения коэффициента Картера при фазном роторе (в относительно крупных машинах эта разница проявляется в большей мере); необходимость предусмотренного эквивалентных явнополюсному ротору охлаждающих вентиляционных каналов также приводит к стесенности расположения ОВ в ААГ. Правда, увеличение м. д. с. несколько компенсируется сниженными потоками рассеяния в фазном

Таблица 2

Исходный АДФ	$j_{\text{I}_{\text{H}}} = j_2^{\text{АДФ}}, \text{ А/мм}^2$	$I_1^{\text{АДФ}}, \text{ А}$	$P_{\text{эм}}/P_{\text{эм}}^{\text{АДФ}}, \text{ по (10)}$	$P_{\text{эм}}/P_{\text{эм}}^{\text{АДФ}}, \text{ (по рис. 1)}$	$P_{\text{н}}, \text{ кВт}$	$I_1, \text{ А}$
АК 51-4 (2,8 кВт)	6,26	6,7	0,33	0,512	1,44	2,6
АК 52-4 (4,5 кВт)	6,13	10,3	0,363	0,4	1,8	4,08
АНК250 М4 (110 кВт)	6,35	201,8	0,42	0,44	48,4	94
АНК315 М4 (250 кВт)	5,7	453,8	0,454	0,492	123,2	138,3
АНК355 М4 (400 кВт)	4,85	718,3	0,4	0,41	159,5	177,5
АК 13-59 (1000 кВт)	4,32	114	0,413	0,6	600	72,13

роторе ААГ. Подсчеты показали, что для ААГ на базе генератора ЕС 52-4 (5 кВт, 230В, $2p=4$) имело место увеличение м. д. с. цепи в 1,12 раз.

Как показал анализ, в паре АДФ — ААГ одинаковые тепловыделения могут привести к одинаковым ожидаемым перегревам, так как конструкции обеих машин взаимно одинаковы. В паре ЯСГ — ААГ конструкции машин различаются более существенно и при одинаковом тепловыделении в фазном роторе ААГ перегревы могут быть меньше перегревов в ЯСГ за счет распределенности ОВ во многих пазах. Это обстоятельство и является резервом определенного увеличения $P_{\text{эм}}/P_{\text{эм}}^{\text{ЯСГ}}$. Подсчеты применительно к указанному выше объекту показали, что хотя и плотность тока ОВ при переходе к фазному ротору возросла в 2,5 раза, ее значение оказалось выше допустимой для фазных конструкций всего лишь в 1,6 раз. При этом удается довести $P_{\text{эм}}/P_{\text{эм}}^{\text{ЯСГ}}$ до 0,78.

Приведенные качественные оценки, а также результаты более точных и детальных электромагнитных расчетов подтверждают, что попеченные геометрические пропорции, оптимальные для АДФ и ЯСГ, неудовлетворительны для функционирования машины в режиме ААГ. Поэтому наиболее эффективным представляется так называемое «свободное» проектирование ААГ, т. е. проводимое без привязки к конкретной электромашинной базе. Ниже приведены некоторые результаты такого проектирования ААГ для объектов мощностью 200, 500, 800 кВт (предусмотренных для условия достижения минимума габаритных размеров магнитопровода ААГ):

Максимальная мощность (при $n=1800$ об/мин, $\Delta s=+0,2$), $P_{\text{н}}, \text{ кВт}$	200	500	800
Линейное номинальное напряжение, $U_{\text{н}}, \text{ В}$	400	—	—
Число пар полюсов, $2p$	4	—	—
Коэффициент мощности, $\cos \varphi$	0,8	—	—
Диапазон изменения скольжения, Δs	$\pm 0,2$	—	—
Частота напряжения сети, $f, \text{ Гц}$	50	—	—
Ток статора, $I_1, \text{ А}$	360,4	901	1442,8
Внешний диаметр статора, $D_{\text{ai}}, \text{ м}$	0,66	0,85	0,99
Внутренний диаметр статора, $D_{\text{il}}, \text{ м}$	0,46	0,598	0,691
Длина воздушного зазора, $l_{\delta}, \text{ м}$	0,1825	0,276	0,311
Отношение $\lambda=l_{\delta}/t$	0,505	0,588	0,573
Плотность тока в обмотке статора $j_1, \text{ А/мм}^2$	6,72	6,62	6,12

Воздушный зазор $\delta \times 10^{-3}, \text{ м}$	2,8	3,2	3,5
Линейная нагрузка, $AS_1 \times 10^{-2}, \text{ А/м}$	479,2	460,8	478,5
Индукция в воздушном зазоре при х. х. $B_{\delta}, \text{ Тл}$	0,8373	0,8518	0,8722
Фактор нагрева статора, $AS_1 j_1 \times 10^8, \text{ А}^2/\text{м}^3$	3219	3050,7	2930,5
Фактор нагрева ротора, $AS_1 j_1 \times 10^8, \text{ А}^2/\text{м}^3$	3787,1	2791	2630,3
Постоянная времени статора, $T_1, \text{ с}$	0,412	0,695	0,943
Постоянная времени ротора, $T_f, \text{ с}$	0,694	1,338	1,79
Вес активных частей ААГ, $G_{\text{акт}}, \text{ кг}$	492,7	1168,5	1765,3

Значения электромагнитных нагрузок, плотности токов, материалы, размеры вентиляционных каналов выбраны на уровне современных высокопроизводительных АДФ серии 4А [6]. Числа витков ОВ приняты по условиям функционирования возбудителя ААГ, размеры воздушных зазоров — на целесообразном уровне, являющемся промежуточным для применяемых в АДФ и ЯСГ.

На рис. 2 показаны размеры активных частей «свободно» спроектированного ААГ и для сравнения — габариты АДФ той же мощности. На рис. 2:1 — АДФ типа АНК 315S 4 [7] — 200 кВт; 380В; $2p=4$; $\cos \varphi=0,89$; 2 — ААГ (200 кВт; 400 В; $2p=4$; $\cos \varphi=0,8$ с электромагнитными нагрузками — на уровне АДФ, воздушным зазором $\delta^{\text{ааг}}=(\delta^{\text{адф}}+\delta^{\text{ясг}})/2$); 3 — ААГ (200 кВт; 400 В; $2p=4$; $\cos \varphi=0,8$ с электромагнитными нагрузками, $\delta^{\text{ааг}}$ — на уровне автономных

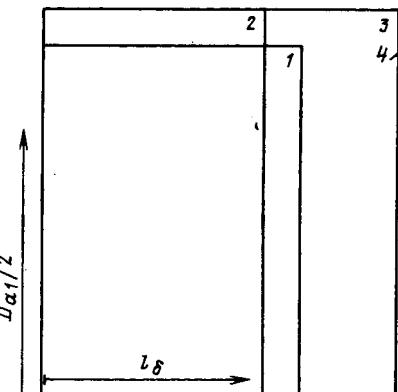


Рис. 2

ЯСГ); 4 — генератор типа ГСФ-200 (200 кВт; 400 В; $2p=4$; $\cos\varphi=0,8$). Как видно, объем активной части ААГ оказался лишь на 6 % больше объема сравниваемого с ним АДФ. Этого удалось достичь увеличением диаметра расточки статора ААГ и соответствующими переразмерениями в поперечном разрезе машины относительно пропорций, принятых в АДФ.

В случае, когда от установки ААГ в первую очередь требуется выполнения условий по качеству энергетических показателей, величины электромагнитных нагрузок и зазор должны быть приняты на уровне, применяемом для СГ. Габариты машины для этих условий проектирования также показаны на рис. 2. Там же приведены для этого варианта сравнения размеры синхронного генератора типа ГСФ на ту же мощность. Как видно, размер активной части «свободно» спроектированного ААГ оказывается даже несколько меньше базового ЯСГ.

Выводы. 1. При базировании конструкции ААГ на АДФ и ЯСГ наблюдается неизбежный недобор выходной мощности. В случае базирования на АДФ этот недобор доходит до 60 % в случае использования ЯСГ — до 40 %.

2. При АДФ недобор мощности в основном определяется $\frac{1}{3}\cos\varphi$ нагрузки, в ЯСГ — также и параметрами ААГ и ЯСГ.

3. При проектировании ААГ без привязки к базовой машине удается добиться:

лишь незначительного увеличения объема магнитопровода ААГ (до 6 %) относительно соответственного АДФ (такой же мощности, напряжения, полюсности, с такими же электромагнитными нагрузками);

практического совпадения объема магнитопровода относительно соответственного ЯСГ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Загорский А. Е., Шакарян Ю. Г. Управление переходными процессами в электрических машинах переменного тока.— М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Улучшение технико-экономических показателей автономных систем электроснабжения путем применения дизель-генераторных установок с переменной частотой вращения / А. В. Орлов, В. А. Путятинский, П. В. Дружинин, В. В. Лукин — Двигательстроение, 1980, № 1.
3. Вольдек А. И. Электрические машины.— М.: Энергия, 1978.
4. Радин В. И., Загорский А. Е., Шакарян Ю. Г. Управляемые электрические генераторы при переменной частоте.— М.: Энергия, 1978.
5. Важнов А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины.— М.; Л.: ГЭИ, 1960.
6. Асинхронные двигатели серии 4A. Справочник / Под ред. А. Э. Кравчука и др.— М.: Энергоиздат, 1982.

[26.11.87]

УДК 621.313.322-81.045.13.054.41

Определение параметров компенсированных схем транспозиции проводников лобовых частей стержней статорной обмотки турбогенераторов

БОБКОВ Ю. А., канд. техн. наук

Ленинград

Исследования используемых в практике схем транспозиции проводников в лобовых частях стержней статорной обмотки [1—3] показали, что такие схемы не обеспечивают достаточного уменьшения нескомпенсированных э. д. с. между проводниками (E_{nc}) от магнитных полей рассеяния в торцевых зонах турбогенераторов. Это обусловлено сложным характером изменения величины магнитной индукции B , вектор которой направлен перпендикулярно к широкой грани лобовой части стержня. Поскольку значение B по мере удаления от торца сердечника статора к головке стержня статорной обмотки уменьшается, то для

компенсации значений E_{nc} представляется целесообразным выполнять плетение проводников с величиной шага транспозиции, нарастающей к головке стержня.

Как показано в статье, на длине плетеной лобовой части стержня l (угол плетения φ) достаточно выполнить плетение с разными шагами только на двух участках с длинами: $l_1=(1-\alpha)l$ (угол плетения φ_1) и $l_2=\alpha l$ (угол плетения φ_2). Индекс «1» относится к первому участку плетеной лобовой части стержня, а индекс «2» — ко второму; причем $\varphi_1+\varphi_2=\varphi$ и $l_1+l_2=l$. Параметр α изменяется от 0 до 1. В пределах каждого

участка (l_1 и l_2) проводники транспортированы с равномерным шагом соответственно равным t_1 и t_2 . Параметрами φ_1 и φ_2 задается, а параметр α выбираем из условия получения $E_{nc}=0$. Значение E_{nc} в свою очередь пропорционально разности значений магнитных потоков ($\Phi_k - \Phi_{k,cr}$), сцепленных в лобовых частях стержня с отдельным проводником (Φ_k) и усредненным значением ($\Phi_{k,cr}$) для всех проводников стержня. Магнитные потоки Φ_k и $\Phi_{k,cr}$ определяются в соответствии с [1—3] при заданных эпюрах распределения индукции B по широкой грани лобовой части стержня.

Проиллюстрируем предлагаемый метод на примере рассмотрения конкретных схем, в которых предусмотрено $\varphi = 180^\circ$; $\varphi_1 = \varphi_2 = 90^\circ$, в пазовой части стержня проводники транспортированы либо на угол 360° — условная схема $180_a/360/180_a$ [4], либо на угол 540° — условная схема — $180_a/540/180_a$.

Эпюры распределения B по широкой грани лобовой части стержня представляют собой сумму двух эпюр: B_x и B_{xy} , которые описываются следующими уравнениями:

$$B_x = B_1 e^{-\beta \frac{x}{l}},$$

$$B_{xy} = \frac{B_m}{h_1} y e^{-\beta \frac{x}{l}}.$$

Здесь B_x — составляющая индукции B , изменяющаяся вдоль вылета плетеной лобовой части стержня (x), B_{xy} — составляющая индукции B , изменяющаяся как вдоль вылета (x), так и по высоте меди проводников (y) плетеной лобовой части стержня; B_1 — значение магнитной индукции эпюры B_x в точке начала плетения проводников лобовой части стержня и отсчета координаты x ; β — показатель убывающей экспоненциальной функции, определяемый параметрами и режимом работы турбогенератора; l — полная длина одной транспортированной лобовой части стержня; B_m — максимальное значение индукции эпюры B_{xy} в точке начала плетения проводников ($x=0$) на уровне верхней кромки меди верхнего стержня ($y=h_1$); h_1 — общая высота медных проводников в лобовой части верхнего стержня.

Ось x направлена по нижней кромке меди верхнего стержня в сторону соединительной головки. Расчетная схема для правой лобовой части стержня показана на рис. 1.

Для заданной схемы транспозиции проводников в лобовых частях и принятых распределений магнитной индукции вдоль вылета лобовой части стержня найдем магнитные потоки в контурах, образуемых проводником с начальной координатой $y_n = kh_1$ с осью x . Здесь коэффициент k , изменяющийся от 0 до 1, обозначает начальное положение проводника при $x=0$ в правой лобовой части стержня.

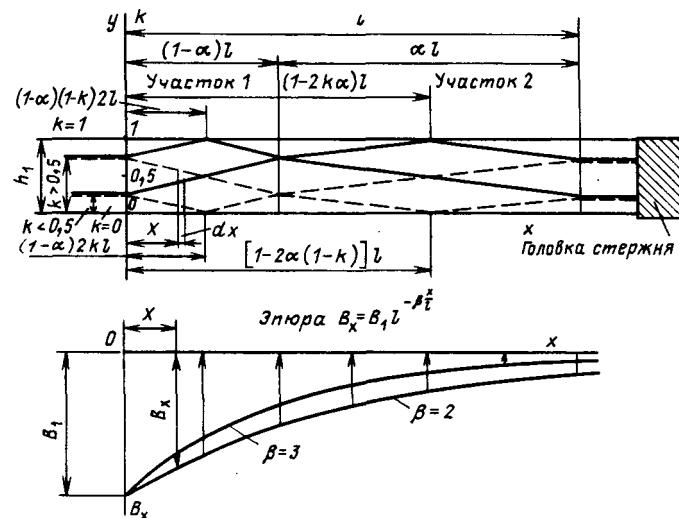


Рис. 1. Расчетная схема правой лобовой части стержня: 1 — восходящий проводник; 2 — нисходящий проводник

Для восходящих и нисходящих (при $x=0$) проводников рассмотрение необходимо произвести в двух диапазонах изменения коэффициента k : 1) $0 \leq k \leq 0,5$; 2) $0,5 \leq k \leq 1$. Это обусловлено разным характером выражения $y=f(x)$.

Эпюра B_x . Магнитный поток Φ_{kv} , который пронизывает контур, образованный восходящим проводником с начальной координатой $y_n = kh_1$ с осью x , равен:

для первого диапазона ($0 \leq k \leq 0,5$)

$$d\Phi_{kv} = B_x y dx.$$

$$\begin{aligned} \Phi_{kv} = h_1 B_1 & \left\{ \int_0^{(1-\alpha)l} \left[k + \frac{1}{2} \frac{x}{(1-\alpha)l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right. \\ & + \int_{(1-\alpha)l}^{(1-2k\alpha)l} \left[1 + k - \frac{1}{2\alpha} + \frac{x}{2\alpha l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \\ & \left. + \int_{(1-2k\alpha)l}^l \int_0^x \left[1 - k + \frac{1}{2\alpha} - \frac{x}{2\alpha l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \right\} = h_1 B_1 \times \end{aligned}$$

$$\times \frac{1}{\beta} \Psi_{kv},$$

$$\begin{aligned} \text{где } \Psi_{kv} = & k + \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} + e^{-\beta} \left(-1 + k + \frac{1}{2\alpha\beta} \right) + \\ & + e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{2\beta\alpha} - \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} \right) - \frac{1}{\beta} e^{-\beta(1-2k\alpha)}. \end{aligned}$$

Выражения в квадратных скобках представляют собой уравнения прямой оси проводника на соответствующем участке, где y выражено в относительных единицах, так как h_1 вынесен за фигурные скобки.

Для второго интервала ($0,5 \leq k \leq 1$)

$$\Phi_{k,v} = h_1 B_1 \left\{ \int_0^{2(1-k)(1-\alpha)l} \left[1 + \frac{1}{2} - \frac{x}{(1-\alpha)l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right.$$

$$+ \int_{2(1-k)(1-\alpha)l}^{(1-\alpha)l} \left[2 - k - \frac{1}{2} - \frac{x}{(1-\alpha)l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx +$$

$$+ \int_{(1-\alpha)l}^l \left[1 - k + \frac{1}{2\alpha} - \frac{x}{2\alpha l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \} = h_1 B_1 \frac{l}{\beta} \psi_{k,v},$$

$$\text{где } \psi_{k,v} = k + \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} + e^{-\beta} \left(-1 + k + \frac{1}{2\beta\alpha} \right) +$$

$$+ e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{2\beta(1-\alpha)} - \frac{1}{2\beta\alpha} \right) - \frac{1}{\beta(1-\alpha)} e^{-2\beta(1-k)(1-\alpha)}.$$

При $k=0,5$ оба приведенные выражения дают одинаковые значения для $\Phi_{k,v}$, в чем легко можно убедиться.

Магнитный поток $\Phi_{k,n}$, который пронизывает контур, образованный нисходящим проводником с начальной координатой $y_n = kh_1$ с осью x , равен:

для ($0 \leq k \leq 0,5$)

$$\Phi_{k,n} = h_1 B_1 \left\{ \int_0^{(1-\alpha)2kl} \left[k - \frac{1}{2} - \frac{x}{(1-\alpha)l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right.$$

$$+ \int_{(1-\alpha)2kl}^{(1-\alpha)l} \left[\frac{x}{2(1-\alpha)l} - k \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \int_{(1-\alpha)l}^l \left[1 - k - \frac{1}{2\alpha} + \right.$$

$$\left. + \frac{x}{2\alpha l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \} = h_1 B_1 \frac{l}{\beta} \psi_{k,n},$$

$$\text{где } \psi_{k,n} = k - \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} + e^{-\beta} \left(-1 + k - \frac{1}{2\beta\alpha} \right) +$$

$$+ e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{2\beta\alpha} - \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} \right) + \frac{1}{\beta(1-\alpha)} e^{-2\beta k(1-\alpha)},$$

для ($0,5 \leq k \leq 1$)

$$\Phi_{k,n} = h_1 B_1 \left\{ \int_0^{(1-\alpha)l} \left[k - \frac{x}{2(1-\alpha)l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right.$$

$$+ \int_{(1-\alpha)l}^{[1-2\alpha(1-k)]l} \left[1 - k + \frac{1}{2\alpha} - \frac{x}{2\alpha l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx +$$

$$+ \int_{[1-2\alpha(1-k)]l}^l \left[\left(1 - k - \frac{1}{2\alpha} \right) + \frac{x}{2\alpha l} \right] e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \} =$$

$$= h_1 B_1 \frac{l}{\beta} \psi_{k,n},$$

$$\text{где } \Psi_{k,n} = \left(k - \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} \right) + e^{-\beta} \left(1 - k + \frac{1}{2\beta\alpha} \right) +$$

$$+ e^{-\beta \frac{x}{l}} \left(\frac{1}{2\beta(1-\alpha)} - \frac{1}{2\alpha\beta} \right) + \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta[1-2\alpha(1-k)]}.$$

Эпюра B_{xy} . Магнитный поток $\Phi_{k,v}$, который пронизывает контур, образованный восходящим проводником с начальной координатой $y_n = kh_1$ с осью x , равен:

для ($0 \leq k \leq 0,5$):

$$d\Phi_{k,v} = \frac{1}{2} B_{xy} y dx;$$

$$\Phi_{k,v} = \frac{1}{2} B_m h_1 \left\{ \int_0^{(1-\alpha)l} \left[k + \frac{1}{2} - \frac{x}{(1-\alpha)l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right.$$

$$+ \int_{(1-\alpha)l}^{(1-2k\alpha)l} \left[1 + k - \frac{1}{2\alpha} + \frac{x}{2\alpha l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx +$$

$$+ \int_{(1-2k\alpha)l}^l \left[1 - k + \frac{1}{2\alpha} - \frac{x}{2\alpha l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \} =$$

$$= \frac{B_m}{2} h_1 \frac{l}{\beta} \psi_{k,v},$$

$$\text{где } \psi_{k,v} = \left\{ \left[k^2 + \frac{k}{(1-\alpha)\beta} + \frac{1}{2} \frac{1}{(1-\alpha)^2 \beta^2} \right] + \right.$$

$$+ e^{-\beta[2k-k^2-1+\frac{1}{\alpha\beta}-\frac{k}{\alpha\beta}-\frac{1}{2\alpha^2\beta^2}]} +$$

$$+ e^{-\beta(1-\alpha)} \left[-\frac{k}{(1-\alpha)\beta} - \frac{1}{2(1-\alpha)\beta} - \frac{1}{2(1-\alpha)^2\beta^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{k}{\alpha\beta} + \frac{1}{2} \frac{1}{\alpha\beta} + \frac{1}{2\alpha^2\beta^2} \right] - \frac{2}{\alpha\beta} e^{-\beta(1-2k\alpha)} \};$$

для ($0,5 \leq k \leq 1$)

$$\Phi_{k,v} = \frac{B_m}{2} h_1 \left\{ \int_0^{2(1-\alpha)(1-k)l} \left[k + \frac{1}{2} - \frac{x}{(1-\alpha)l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right.$$

$$+ \int_{2(1-\alpha)(1-k)l}^{(1-\alpha)l} \left[(2-k) - \frac{1}{2} - \frac{x}{(1-\alpha)l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx +$$

$$+ \int_{(1-\alpha)l}^l \left[1 - k + \frac{1}{2\alpha} - \frac{x}{2\alpha l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \} =$$

$$= \frac{B_m}{2} h_1 \frac{l}{\beta} \psi_{k,v},$$

$$\text{где } \psi_{k,v} = \left\{ \left[\frac{1}{2} \frac{1}{(1-\alpha)^2 \beta^2} + \frac{k}{(1-\alpha)\beta} + k^2 \right] + \right.$$

$$+ e^{-\beta} \left[2k - k^2 - 1 + \frac{1}{\alpha\beta} - \frac{k}{\alpha\beta} - \frac{1}{2} \frac{1}{\alpha^2\beta^2} \right] +$$

$$+ e^{-\beta(1-\alpha)} \left[-\frac{k}{(1-\alpha)\beta} + \frac{3}{2} \frac{1}{(1-\alpha)\beta} - \frac{1}{2} \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} + \right.$$

$$\left. + \frac{k}{\alpha\beta} - \frac{3}{2} \frac{1}{\alpha\beta} + \frac{1}{2\alpha^2\beta^2} \right] - \frac{2}{(1-\alpha)\beta} e^{-2\beta(1-\alpha)(1-k)} \}.$$

При $k=0,5$ оба выражения дают одинаковые значения $\psi_{k,n}$.

Магнитный поток $\Phi_{k,n}$, который пронизывает контур, образованный нисходящим проводником с начальной координатой $y_n = kh_1$ с осью x , равен: для $(0 \leq k \leq 0,5)$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,n} = & \frac{B_m}{2} h_1 \left\{ \int_0^{(1-\alpha)2kl} \left[k - \frac{1}{2} \frac{x}{(1-\alpha)l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right. \\ & + \int_{(1-\alpha)2kl}^{(1-\alpha)l} \left[\frac{x}{2(1-\alpha)l} - k \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \int_{(1-\alpha)l}^l \left[\left(1 - k - \frac{1}{2\alpha} \right) + \frac{x}{2\alpha l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \left. \right\} = \frac{B_m}{2} h_1 \frac{l}{\beta} \Psi_{k,n}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{где } \Psi_{k,n} = & \left\{ \left[\frac{1}{2(1-\alpha)^2 \beta^2} - \frac{k}{(1-\alpha)\beta} + k^2 \right] + \right. \\ & + e^{-\beta} \left[-1 + 2k - k^2 - \frac{1}{\alpha\beta} + \frac{k}{\alpha\beta} - \frac{1}{2\alpha^2\beta^2} \right] + \\ & + e^{-\beta(1-\alpha)} \left[\frac{1}{2\alpha^2\beta^2} + \frac{1}{2\alpha\beta} - \frac{1}{2(1-\alpha)\beta} - \frac{1}{2(1-\alpha)^2\beta^2} - \right. \\ & \left. \left. - \frac{k}{\alpha\beta} + \frac{k}{(1-\alpha)\beta} \right] \right\}; \end{aligned}$$

для $(0,5 < k \leq 1)$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,n} = & \frac{B_m}{2} h_1 \left\{ \int_0^{(1-\alpha)l} \left[k - \frac{x}{2(1-\alpha)l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \right. \\ & + \int_{(1-\alpha)l}^{[1-2\alpha(1-k)]l} \left[\left(k - 1 + \frac{1}{2\alpha} \right) - \frac{x}{2\alpha l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx + \\ & + \int_{[1-2\alpha(1-k)]l}^l \left[\left(1 - k - \frac{1}{2\alpha} \right) + \frac{x}{2\alpha l} \right]^2 e^{-\beta \frac{x}{l}} dx \left. \right\} = \\ & = \frac{B_m}{2} h_1 \frac{l}{\beta} \Psi_{k,n}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{где } \Psi_{k,n} = & \left\{ \left[\frac{1}{2(1-\alpha)^2 \beta^2} - \frac{k}{(1-\alpha)\beta} + k^2 \right] + \right. \\ & + e^{-\beta} \left[-1 + 2k - k^2 - \frac{1}{\alpha\beta} + \frac{k}{\alpha\beta} - \frac{1}{2\alpha^2\beta^2} \right] + \\ & + e^{-\beta(1-\alpha)} \left[\frac{1}{2\alpha^2\beta^2} + \frac{1}{2\alpha\beta} - \frac{1}{2(1-\alpha)\beta} - \frac{1}{2(1-\alpha)^2\beta^2} - \right. \\ & \left. \left. - \frac{k}{\alpha\beta} + \frac{k}{(1-\alpha)\beta} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Из анализа полученных выражений следует, что $\Phi_{k,n}$ в диапазонах изменений $0 \leq k \leq 0,5$ и $0,5 \leq k \leq 1$ описывается одной и той же формулой.

Рассмотрим транспозицию проводников по схеме 180_a/360/180_a. С учетом транспозиции проводников в пазовой части стержня на 360° результирующий поток Φ_k , связанный с проводником в двух лобовых частях будет равен $\Phi_k = \Phi_{k,v} + \Phi_{k,n}$, так как каждый проводник, занимающий начальное положение с $y_n = kh_1$ в правой лобовой части будет восходящим, а в левой лобовой части стержня — нисходящим или наоборот.

Определим Φ_k при действии магнитного поля, распределенного по эпюре B_x :

$$\Phi_k = h_1 B_1 \frac{l}{\beta} \Psi_k,$$

где при $0 \leq k \leq 0,5$

$$\begin{aligned} \Psi_k = & 2k + e^{-\beta} (-2 + 2k) + e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{\beta\alpha} - \right. \\ & \left. - \frac{1}{\beta(1-\alpha)} \right) - \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta(1-2ka)} + \frac{1}{\beta(1-\alpha)} e^{-2\beta k(1-\alpha)}, \end{aligned}$$

при $0,5 \leq k \leq 1$

$$\begin{aligned} \Psi_k = & 2k + e^{-\beta} (-2 + 2k) + e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{\beta(1-\alpha)} - \right. \\ & \left. - \frac{1}{\beta\alpha} \right) - \frac{1}{\beta(1-\alpha)} e^{-2\beta(1-k)(1-\alpha)} + \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta[1-2a(1-k)]} \end{aligned}$$

При $k=0,5$ из обеих формул получается одинаковое значение ψ_k , равное

$$\psi_k = 1 - e^{-\beta},$$

при $k=0$

$$\begin{aligned} \Psi_{k=0} = & -2e^{-\beta} + e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{\beta\alpha} - \frac{1}{\beta(1-\alpha)} \right) - \\ & - \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta} + \frac{1}{\beta(1-\alpha)}; \end{aligned}$$

при $k=1$

$$\begin{aligned} \Psi_{k=1} = & 2 + e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{\beta(1-\alpha)} - \frac{1}{\beta\alpha} \right) - \frac{1}{\beta(1-\alpha)} + \\ & + \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta}. \end{aligned}$$

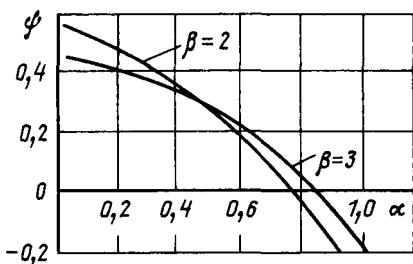
Если $\alpha=0,5$, тогда

$$\Psi_{k=0} = 2 [1/\beta - (1+1/\beta) e^{-\beta}];$$

$$\Psi_{k=1} = 2 [(1-1/\beta) + \frac{1}{\beta} e^{-\beta}];$$

$$\Psi_{k=1} + \Psi_{k=0} = 2(1 - e^{-\beta}).$$

Из анализа выражений $\Phi_{k=0}$ и $\Phi_{k=1}$ следует, что при $\beta=2 \div 3$ и $\alpha=0,5$ $\Phi_{k=1} > \Phi_{k=0} > 0$. Большее значение $\Phi_{k=1}$ по сравнению с $\Phi_{k=0}$ обусловлено зависимостью Φ_k от начального положения проводника, характеризуемого коэффициентом k или $y_n = kh_1$.

Рис. 2. Зависимость функции ψ от α

Образуя разность $\Phi_{k=1} - \Phi_{k=0}$, можно попытаться найти такое значение α , при котором $\Phi_{k=1} - \Phi_{k=0} = 0$. Это будет соответствовать условию полной компенсации разностей э. д. с. между отдельными проводниками стержня.

Таким образом,

$$\Phi_{k=1} - \Phi_{k=0} = h_1 B_1 \frac{2l}{\beta} \psi = 0,$$

$$\text{где } \psi = \psi_{k=1} - \psi_{k=0} = 1 + e^{-\beta} + e^{-\beta(1-\alpha)} \times \\ \times \left(\frac{1}{\beta(1-\alpha)} - \frac{1}{\beta\alpha} \right) - \frac{1}{\beta(1-\alpha)} + \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta} = 0.$$

Формулы результирующего потока $\Phi_k = \Phi_{k,v} + \Phi_{k,h}$, связанного с проводником в двух лобовых частях стержня при действии эпюры B_{xy} , имеют следующий вид:

$$\Phi_k = \frac{B_m}{2} h_1 \frac{l}{\beta} \psi_k,$$

где при $0 \leq k \leq 0,5$

$$\psi_k = \left[2k^2 + \frac{1}{(1-\alpha)^2 \beta^2} \right] + e^{-\beta} \left[-2 + 4k - 2k^2 - \frac{1}{\alpha^2 \beta^2} \right] + e^{-\beta(1-\alpha)} \left[\frac{1}{\alpha^2 \beta^2} + \frac{1}{\alpha \beta} - \frac{1}{(1-\alpha)^2 \beta^2} - \frac{1}{(1-\alpha)\beta} \right] - \frac{2}{\alpha \beta} e^{-\beta(1-2k\alpha)},$$

при $0,5 \leq k \leq 1,0$

$$\psi_k = \left[2k^2 + \frac{1}{(1-\alpha)^2 \beta^2} \right] + e^{-\beta} \left[-2 + 4k - 2k^2 - \frac{1}{\alpha^2 \beta^2} \right] + e^{-\beta(1-\alpha)} \left[\frac{1}{\alpha^2 \beta^2} - \frac{1}{\alpha \beta} - \frac{1}{(1-\alpha)^2 \beta^2} + \frac{1}{(1-\alpha)\beta} - \frac{2}{(1-\alpha)\beta} e^{-2\beta(1-\alpha)(1-k)} \right].$$

Определим $\Phi_{k=1}$ при $k=1$ и $\Phi_{k=0}$ при $k=0$ и найдем разность $\Phi_{k=1} - \Phi_{k=0}$:

$$\Phi_{k=1} - \Phi_{k=0} = B_m h_1 \frac{l}{\beta} \psi,$$

$$\text{где } \psi = \psi_{k=1} - \psi_{k=0} = 1 + e^{-\beta} - \frac{1}{(1-\alpha)\beta} + \frac{1}{\alpha\beta} e^{-\beta} +$$

$$+ e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{(1-\alpha)\beta} - \frac{1}{\alpha\beta} \right).$$

Сравнивая функции $(\psi_{k=1} - \psi_{k=0})$ эпюра B_x и B_{xy} , видим, что они одинаковы.

Считаем $\beta=2$ и найдем значение α , при котором $\psi_{k=1} - \psi_{k=0} = 0$. Для этого строим зависимость $(\psi_{k=1} - \psi_{k=0})$ от α и находим соответствующее значение α , равное 0,78 (рис. 2). Далее определяем значения $(\Phi_k - \Phi_{k,cr})$, которые прямо пропорциональны значениям $(\psi_k - \psi_{k,cr})$. $\psi_{k,cr}$ зависит не от вида транспозиции проводников, а только от вида эпюры B . Для эпюры B_x $\psi_{k,cr} = \psi_{k=0,5} = (1 - e^{-2}) = 0,86467$. Для эпюры B_{xy}

$$\psi_{k,cr} = \int_0^1 \psi_k dk = 0,57645.$$

Далее подставляя в полученные выражения ψ_k значения $\beta=2$, $\alpha=0,78$ и, используя приведенные выше значения $\psi_{k,cr}$ получаем: эпюра B_x при $0 \leq k \leq 0,5$

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = 2,27067k - 2,18621 - 0,64103e^{-2(1-1,56k)} + 2,27273e^{-0,88k},$$

при $0,5 \leq k \leq 1$

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = 2,27067k - 0,08447 - 2,27273e^{-0,88(1-k)} + 0,64103e^{-2(1,56k-0,56)},$$

эпюра B_{xy} при $0 \leq k \leq 0,5$

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = 0,54134k + 1,72932k^2 + 0,14966 - 1,28205e^{-2(1-1,56k)},$$

при $0,5 \leq k \leq 1$

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = 0,54134k + 1,72932k^2 + 2,25143 - 4,54545e^{-0,88(1-k)}.$$

Для сравнения приведем выражения $\psi_k - \psi_{k,cr}$ для транспозиции проводников по схеме 180/360/180, для чего в исходные уравнения подставляем $\beta=2$ и $\alpha=0,5$. При этом получаем: эпюра B_x

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = -1,13534 + 2,27067k - e^{-2(1-k)} + e^{-2k},$$

эпюра B_{xy}

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = 0,01755 + 0,54134k + 1,72932k^2 - 2e^{-2(1-k)}.$$

Для полноты картины ниже приведены без вывода соответствующие значения $(\psi_k - \psi_{k,cr})$ для транспозиции проводников стержня по схеме 0/360/0, т. е. без их плетения в лобовых частях стержня:

эпюра B_x

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = (1 - e^{-2})[2k - 1] = 0,86467[2k - 1];$$

эпюра B_{xy}

$$\psi_k - \psi_{k,cr} = 2(1 - e^{-2}) \left(k^2 - \frac{1}{3} \right) = 1,72932 \times$$

$$\times \left(k^2 - \frac{1}{3} \right).$$

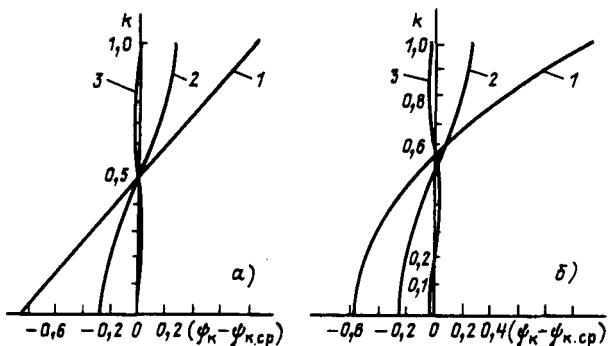


Рис. 3. Зависимость функции $(\psi_k - \psi_{k,cr})$ от коэффициента, определяющего начальное положение проводника (k): a — для эпюры B_x ; b — для эпюры B_{xy} при транспозициях проводников по схемам: 1 — $0/360/0$; 2 — $180/360/180$; 3 — $180_a/360/180_a$

На рис. 3 представлены зависимости $(\psi_k - \psi_{k,cr})$ в функции k для эпюр B_x и B_{xy} , причем обозначены при транспозициях по схемам: $0/360/0$ — (схема 1); $180/360/180$ — (схема 2); $180_a/360/180_a$ (схема 3). В последнем случае $\alpha=0,78$.

По сравнению со схемой транспозиции $0/360/0$ схема $180/360/180$ обеспечивает снижение максимальных значений E_{nc} (пропорциональных $\psi_k - \psi_{k,cr}$) в 2,6 раза при действии эпюры B_x и в 2,3 раза при действии эпюры B_{xy} , а схема $180_a/360/180_a$ (при $\alpha=0,78$) соответственно в 36,4 и 17,3 раза, т. е. E_{nc} оказываются практически скомпенсированными.

Для рассматриваемой схемы транспозиции $-\varphi_a/540/+\varphi_a$ (см. рис. 4) магнитный поток Φ_k , который пронизывает контур, образованный осью x и проводником с $y_n = kh_1$, с учетом обеих лобовых частей стержня, равен:

для восходящих проводников в правой лобовой части при $x=0$

$$\begin{aligned} 0 \leq k \leq 0,5 \quad & \Phi_{k,B} = \Phi_{k,B} + \Phi_{(1-k)H}^*; \\ 0,5 \leq k \leq 1 \quad & \Phi_{k,B} = \Phi_{k,B} + \Phi_{(1-k)H}^{**}; \end{aligned}$$

для нисходящих проводников в правой лобовой части при $x=0$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,H} &= \Phi_{k,H} + \Phi_{(1-k)B}^*; \\ \Phi_{k,H} &= \Phi_{k,H} + \Phi_{(1-k)B}^{**}. \end{aligned}$$

Функции $\Phi_{(1-k)B}$ и $\Phi_{(1-k)H}$ получены соответственно из функций $\Phi_{k,B}$ и $\Phi_{k,H}$ путем замены в них k на $(1-k)$, так как при транспозиции в пазовой части на 540° проводник, при входе в паз занимающий положение с $y_n = kh_1$, на выходе из паза займет положение с $y_n = -(1-k)h_1$. Кроме того, проводник меняет направление скрутки и попадает в другой диапазон изменения k , поэтому «**» обозначено, что $\Phi_{(1-k)B}$ и $\Phi_{(1-k)H}$ образуются из $\Phi_{k,B}$ и $\Phi_{k,H}$ при $0,5 \leq k \leq 1$, а «**» — из $\Phi_{k,B}$ и $\Phi_{k,H}$ при $0 \leq k \leq 0,5$. Используя приведенные выше формулы, имеем

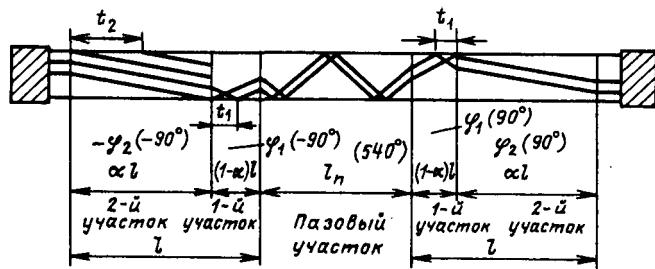


Рис. 4. Транспозиция проводников стержня в пазовой (l_p) и лобовых (l_s) частях по схеме $-\varphi_a/540/+\varphi_a$

эпюра B_x при $0 \leq k \leq 0,5$

$$\begin{aligned} \Phi_{k,B} = \Phi_{k,B} + \Phi_{(1-k)H}^* &= h_1 B_1 \frac{l}{\beta} \left\{ k + \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} + \right. \\ &+ e^{-\beta} \left(-1 + k + \frac{1}{2\alpha\beta} \right) + e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{2\beta\alpha} - \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} \right) - \\ &- \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta(1-2ka)} + (1-k) - \frac{1}{2\beta(1-\alpha)} - \\ &- e^{-\beta} \left(1 - 1 + k + \frac{1}{2\beta\alpha} \right) + e^{-\beta(1-\alpha)} \left(\frac{1}{2\beta(1-\alpha)} - \right. \\ &\left. \left. - \frac{1}{2\beta\alpha} \right) + \frac{1}{\beta\alpha} e^{-\beta(1-2ka)} \right\} = h_1 B_1 \frac{l}{\beta} (1 - e^{-\beta}). \end{aligned}$$

Точно такое же выражение получается для $\Phi_{k,H}$ при $0,5 \leq k \leq 1$ и $\Phi_{k,H}$ при $0 \leq k \leq 1$ и все они не зависят от начального положения проводника, т. е. коэффициента k , и от конструктивного параметра α . Таким образом рассматриваемая схема транспозиции при любом значении α обеспечивает полное равенство э. д. с., наведенных в отдельных проводниках при действии магнитной индукции по эпюре B_x т. е. $E_{nc}=0$.

Эпюра B_{xy} . Результирующие магнитные потоки $\Phi_{k,B}$ и $\Phi_{k,H}$, которые пронизывают контуры, образованные с осью x с соответствующими проводниками в правой лобовой части ($y_n = kh_1$), с учетом обеих лобовых частей стержня равны:

$$\Phi_{k,B} = \frac{B_m}{2} h_1 \frac{l}{\beta} \Psi_{k,B},$$

где при $0 \leq k \leq 0,5$

$$\begin{aligned} \Psi_{k,B} = \left[1 - 2k + 2k^2 + \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} + \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} - \frac{1}{(1-\alpha)\beta} \right] + \\ + e^{-\beta} \left[-1 + 2k - 2k^2 + \frac{1}{\alpha\beta} - \frac{1}{\alpha^2\beta^2} - \frac{2k}{\alpha\beta} \right] + \\ + e^{-\beta(1-\alpha)} \left[\frac{1}{\alpha^2\beta^2} - \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} - \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} + \frac{2k}{\alpha\beta} \right] - \\ - \frac{2}{\alpha\beta} e^{-\beta(1-2ka)}, \end{aligned}$$

а при $0,5 \leq k \leq 1$

$$\Psi_{k,B} = \left[1 - 2k + 2k^2 + \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} + \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} - \frac{1}{(1-\alpha)\beta} \right] +$$

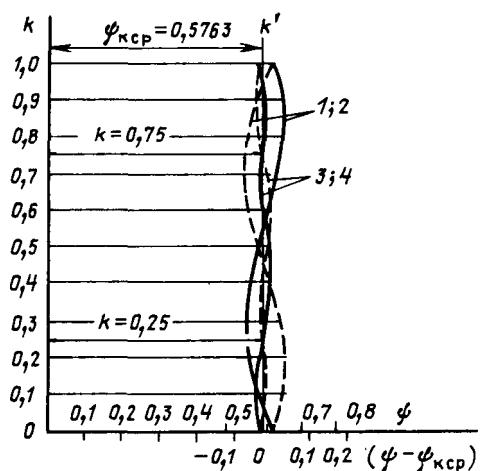


Рис. 5. Зависимости ψ_k и $(\psi_k - \psi_{k,cr})$ от k для транспозиций проводников по схемам — 180/540/180 (кривые 1, 2) и $\Phi_a/540/+\Phi_a$ (кривые 3, 4): — $\psi_{k,B}$; — $\psi_{k,H}$

$$+ e^{-\beta} \left[-1 + 2k - 2k^2 + \frac{1}{\alpha\beta} - \frac{1}{\alpha^2\beta^2} - \frac{2k}{\alpha\beta} \right] + \\ + e^{-\beta(1-\alpha)} \left[\frac{1}{\alpha^2\beta^2} - \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} + \frac{2}{(1-\alpha)\beta} - \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} - \frac{2}{\alpha\beta} + \frac{2k}{\alpha\beta} \right] - \frac{2}{(1-\alpha)\beta} e^{-2\beta(1-\alpha)(1-k)};$$

$$\Phi_{k,H} = \frac{Bm}{2} h_1 \frac{l}{\beta} \psi_{k,H},$$

где при $0 \leq k \leq 0,5$

$$\psi_{k,H} = \left[1 - 2k + 2k^2 - \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} + \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} + \frac{1}{(1-\alpha)\beta} \right] + \\ + e^{-\beta} \left[-1 + 2k - 2k^2 - \frac{1}{\alpha\beta} - \frac{1}{\alpha^2\beta^2} + \frac{2k}{\alpha\beta} \right] + \\ + e^{-\beta(1-\alpha)} \left[\frac{1}{\alpha^2\beta^2} - \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} + \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} - \frac{2k}{\alpha\beta} \right] - \frac{2}{(1-\alpha)\beta} e^{-2\beta k(1-\alpha)},$$

а при $0,5 \leq k \leq 1$

$$\Phi_{k,H} = \left[1 - 2k + 2k^2 - \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} + \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} + \frac{1}{(1-\alpha)\beta} \right] + \\ + e^{-\beta} \left[-1 + 2k - 2k^2 - \frac{1}{\alpha\beta} - \frac{1}{\alpha^2\beta^2} + \frac{2k}{\alpha\beta} \right] + e^{-\beta(1-\alpha)} \times \\ \times \left[\frac{1}{\alpha^2\beta^2} + \frac{2}{\alpha\beta} - \frac{1}{(1-\alpha)^2\beta^2} - \frac{2}{(1-\alpha)\beta} - \frac{2k}{\alpha\beta} + \frac{2k}{(1-\alpha)\beta} \right] - \frac{2}{\alpha\beta} e^{-\beta[1-2(1-k)\alpha]}.$$

Структура приведенных формул такова, что при $k=0$ и $k=1$ $\Phi_{k,B}$ и $\Phi_{k,H}$ имеют одинаковые значения, такое же положение имеет место и при $k=0,5$ независимо от принятого значения α .

Для дальнейшего анализа определим среднее для всех проводников стержня значение функции ψ_k :

$$\psi_{k,cr} = \frac{1}{2} \left[\int_0^{0,5} \psi_{k,B} dk + \int_{0,5}^1 \psi_{k,B} dk + \int_0^{0,5} \psi_{k,H} dk + \int_{0,5}^1 \psi_{k,H} dk \right].$$

Значения $(\psi_{k,B} - \psi_{k,cr})$ и $(\psi_{k,H} - \psi_{k,cr})$ будут пропорциональны значениям нескомпенсированных ЭДС в отдельных проводниках стержня.

На рис. 5 представлены зависимости $\psi_{k,B}$; $(\psi_{k,B} - \psi_{k,cr})$ — кривая 1 и $\psi_{k,H}$; $(\psi_{k,H} - \psi_{k,cr})$ — кривая 2 для схемы транспозиции — 180/540/180 при $\beta=2$, которые получены из выведенных уравнений путем подстановки в них $\alpha=0,5$. Кривые 1 и 2 имеют всегда узловые точки при значениях k , равных 0; 0,5 и 1, и пучности для значений k , равных 0,25 и 0,75. Подберем значение α таким образом, чтобы в местах пучностей ($k=0,25$ и $k=0,75$) образовать две дополнительные узловые точки. Это соответствует равенствам $\psi_{k,B} - \psi_{k,H} = 0$ при $k=0,25$.

Определяя $\psi_{k,B}$ и $\psi_{k,H}$ при $k=0,25$, найдем

$$\psi = \psi_{k,B} - \psi_{k,H} = -\frac{1}{(1-\alpha)\beta} + e^{-\beta} \frac{1}{\alpha\beta} + e^{-\beta(1-\alpha)} \times \\ \times \left[\frac{1}{\alpha\beta} - \frac{1}{(1-\alpha)\beta} \right] - \frac{2}{\alpha\beta} e^{-\beta(1-0,5\alpha)} + \\ + \frac{2}{(1-\alpha)\beta} e^{-0,5\beta(1-\alpha)} = 0.$$

Поскольку выражение ψ в функции α трансцендентное, то соответствующее значение α , удовлетворяющее рассматриваемое уравнение, можно найти лишь графическим путем при конкретном значении β . При $\beta=2$, строя графически кривую ψ монотонно убывающую при нарастании α от 0 до 1, находим, что она проходит через 0 при значении $\alpha=0,72$. Это и есть корень трансцендентного уравнения. Для этого случая на рис. 5 приведены кривые $\psi_{k,B}$; $(\psi_{k,B} - \psi_{k,cr})$ и $\psi_{k,H}$; $(\psi_{k,H} - \psi_{k,cr})$, обозначенные соответственно 3 и 4. Сравнивая их с кривыми 1 и 2 (транспозиция проводников стержня по схеме — 180/540/180), видим эффект уменьшения нескомпенсированных между проводниками э. д. с., пропорциональных $(\psi_{k,B} - \psi_{k,cr})$ и $(\psi_{k,H} - \psi_{k,cr})$ от использования транспозиции проводников стержня по схеме $\Phi_a/540/+\Phi_a$. Для рассматриваемого случая нескомпенсированные э. д. с. между проводниками уменьшаются в 2,7 раза (отклонения кривых 1, 2, 3 и 4 относительно оси k'), а максимальные потери от циркуляционных токов в отдельных проводниках снижаются в $2,7^2=7,3$ раза. Кроме того, происходят смещения положений проводников с максимальными добавочными

потерями от циркуляционных токов. Если для схемы транспозиции — 180°/540°/180° такими проводниками являлись проводники с начальными положениями $y_n = (0,10 \div 0,25)h_1$ и $(0,75 \div 0,9)h_1$, то для схемы — $\varphi_a/540^\circ/+\varphi_a$ они переместились в среднюю часть стержня $y_n = (0,35 \div 0,65)h_1$ (см. рис. 3).

Меняя значения углов φ , φ_1 и φ_2 и используя описанный метод, можно найти для них соответствующие значения α , при которых функция $\psi = 0$, т. е. множество скомпенсированных схем транспозиций проводников стержней типов $\varphi_a/360^\circ/\varphi_a$ и $-\varphi_a/540^\circ/+\varphi_a$, а затем выбрать из них наиболее простую и технологичную схему.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Бобков Ю. А. Расчет нескомпенсированных ЭДС на плетенных участках проводников, транспортированных на 180° в лобовой части стержня обмотки статора.— Электротехника, 1985, № 6.
- Бобков Ю. А. Нескомпенсированные ЭДС на плетенных участках проводников, транспортированных на 90° в лобовых частях стержня обмотки статора.— Техническая электродинамика, 1986, № 1.
- Бобков Ю. А. Расчет нескомпенсированных ЭДС и добавочных потерь на плетенных участках проводников, транспортированных в лобовых частях стержня обмотки статора на 90°/180°.— Электротехника, 1986, № 11.
- А. с. № 1379874 (СССР). Двухрядный стержень статорной обмотки электрической машины / Ю. А. Бобков. Опубл. в Б. И., 1988, № 9.

[18.04.89]

УДК 62-83.621.6

Пути повышения эффективности и надежности нерегулируемого электропривода газоперекачивающих агрегатов

ЛИЩЕНКО А. И.

Институт электродинамики АН УССР

В соответствии с планами развития топливно-энергетического комплекса нашей страны на 12 пятилетку уже в ближайшие годы в связи с ростом числа, мощности и протяженности магистральных газопроводов значительно возрастут едийческие мощности газоперекачивающих агрегатов (ГПА) компрессорных станций (КС), существенно повысится доля электроприводных КС (до 25%). Суммарная установленная мощность электродвигателей ГПА достигнет 10 млн. кВт. Широкое применение на КС найдут агрегаты мощностью 12,5; 16 и 25 МВт. В этих условиях задача обеспечения высоких современных требований к электроприводу ГПА еще больше усложняется. Эти требования, кроме высокой надежности и экономичности привода, содержат еще и обязательное обеспечение следующих режимов:

1. Прямой пуск электродвигателя под нагрузкой (с кратностью пускового тока $I_n \leq 6$ при $U = U_N$), причем по требованию эксплуатации двигатель должен выдерживать не менее двух пусков подряд.

2. Самозапуск двигателя под нагрузкой (также без специальных токоограничивающих устройств в цепи статора).

3. Устойчивая работа (без качаний) в нагрузочных режимах и достаточная перегрузочная способность.

4. Возможность частичного регулирования производительности КС (до 30% нормального расхода).

В то же время опыт эксплуатации электроприводных ГПА мощностью 10–12,5 МВт, оснащенных серийными синхронными двигателями СТД, в течение 1984–1987 гг. показал, что указанные электродвигатели имеют ряд существенных недостатков:

недопустимо высокая кратность пускового тока при прямом пуске ($I_n = 7,6 \div 8,2$ при $U = U_N$), которая приводит к опасным динамическим усилиям в лобовых частях обмотки статора, а также к глубоким посадкам напряжения на шинах КС, превышающим допустимые 20% I_n ;

значительные перегревы (выше 500 °C) концевых зон ротора двигателя при пуске; по этой причине завод-изготовитель резко ограничил допустимое число пусков (1–2 пуска в сутки), что не устраивает эксплуатацию;

не обеспечиваются требования высокой надежности работы при минимальных эксплуатационных расходах; по данным 1985 г. средняя наработка на отказ двигателей СТД-12 500 мощностью 12,5 МВт составила всего 860 ч/год;

привод не обеспечивает частичное регулирование производительности КС.

Кроме того, на некоторых КС, оснащенных синхронными двигателями, работающими с перевозбуждением, при нормальной нагрузке наблюдаются незатухающие колебания тока и мощности, приводящие к дополнительным потерям и нарушающие спокойный режим работы КС [1].

Институтом электродинамики АН УССР в течение 1985–1987 гг. рассмотрены различные тех-

нические решения по конструктивному исполнению синхронных двигателей большой мощности для привода ГПА с целью повышения их надежности, улучшения пусковых и рабочих характеристик, снижения общей температуры и местных перегревов в пусковых режимах. Выполнены расчетные работы по созданию асинхронных двигателей большой мощности, отличающихся предельно высокой надежностью и термостойкостью, допускающих значительное число пусков в течение суток (до 20 пусков). Рассмотрены различные варианты структурных схем электропривода компрессорных станций и проведен их сравнительный анализ для выбора оптимальной структуры электропривода, наиболее полно удовлетворяющей высоким современным требованиям по надежности, устойчивости работы и основным технико-экономическим показателям КС при минимальных капитальных затратах. Ниже приведены основные результаты выполненных исследований и разработок в этой области.

Синхронные двигатели для привода ГПА. Основным недостатком синхронных двигателей большой мощности серии СД, используемых для привода ГПА, является низкая надежность ротора в результате неудачной конструкции его торцевых зон, которая послужила причиной значительных перегревов, возникающих в этой области ротора в пусковых (асинхронных) режимах двигателей. Выполнение на этих двигателях в условиях КС 2–3 пусков подряд, что часто необходимо по условиям эксплуатации, приводит из-за указанных перегревов к локальным разрушениям изоляции обмотки возбуждения и выходу двигателя из строя. Поэтому для решения главной задачи повышения надежности и обеспечения длительной работоспособности синхронных двигателей мощностью 10 МВт и выше потребовалась разработка новой конструкции массивного ротора и прежде всего его торцевых зон (ТЗ), обеспечивающих более равномерное растекание пусковых токов и существенное снижение локальных перегревов массива и изоляции обмотки в этой области ротора.

Известно, что для достижения указанных целей предлагались различные варианты конструкции торцевых зон:

использование удлиненной бочки ротора с вылетами за пределы активной зоны статора до 30 см с каждой стороны и специальными цилиндрическими короткозамыкающими кольцами, посаженными на эти вылеты;

применение торцевых замыкающих колец в виде медного или бронзового слоя, наплавленного на поверхность торцевой зоны;

применение специальной формы проводящих пазовых клиньев в концевых частях ротора для улучшения электрического контакта на стыке

зубец — клин и повышения теплоотдачи с поверхности клиньев;

применение особой формы поверхности торцевой зоны зубцов и ярма ротора (многоступенчатый торец), обеспечивающей наиболее равномерное растекание пусковых токов в этой области и снижение локальных перегревов при отсутствии специальных короткозамыкающих колец и проводящих клиньев в пазах ротора (этот вариант конструкции ТЗ предложен и разработан в Институте электродинамики АН УССР в 1986–1987 гг. [2]).

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования электромагнитных и тепловых процессов в роторе СД с многоступенчатыми торцами дали возможность оптимизировать этот вариант и рекомендовать конструкцию многоступенчатой поверхности ТЗ массивного ротора, действительно обеспечивающую значительное уменьшение локальных температур в этой зоне при пуске (более чем в 2 раза) по сравнению с конструкцией ротора двигателя серии СТД. Сравнение указанных четырех вариантов исполнения ТЗ ротора СД по всем показателям (расчетные данные) показало, что вариант конструкции с многоступенчатыми торцами, кроме того, обладает наибольшей механической прочностью и надежностью, хорошей технологичностью, минимальной стоимостью изготовления. Пусковые характеристики (расчетные) двигателя с этим ротором отличаются повышенной добротностью (требуемое значение момента M_n при минимальном пусковом токе I_n) в результате повышенного пускового сопротивления ротора за счет исключения токоведущих клиньев и специальных короткозамыкающих колец, при использовании отставленных роторных бандажей.

Проведенные расчеты показали, что неявнополюсные синхронные двигатели мощностью 10 и 12,5 МВт, выполненные на этих конструктивных принципах, значительно легче, технологичнее и дешевле СД с другими исполнениями ротора, имеют высокую надежность и хорошие пусковые характеристики, надежно обеспечивающие прямой пуск и самозапуск ГПА под нагрузкой. Конструкция ротора СД с многоступенчатыми торцами и другими особенностями, отмеченными выше, оказывается наиболее перспективной и для синхронных двигателей большой мощности (16 и 25 МВт), которые в ближайшее время будут осваиваться нашей промышленностью.

Асинхронные двигатели для привода ГПА. Из всех возможных вариантов промышленного электропривода наиболее простым, дешевым и надежным в эксплуатации является привод на основе асинхронных короткозамкнутых двигателей (АД). Однако для привода газоперекачивающих агрегатов большой мощности АД

применяются еще крайне редко. Это объясняется прежде всего двумя причинами:

асинхронные двигатели являются потребителями реактивной мощности;

КС получают питание, как правило, по линиям электропередачи сравнительно большой протяженности. Поэтому при установке на КС асинхронных двигателей и сохранении принятой схемы электроснабжения КС потребуется передача значительной реактивной мощности на большие расстояния, что связано с большими потерями энергии и снижением пропускной способности линий электропередачи либо с удорожанием их строительства.

В то же время изменение принятых структурных схем КС с применением эффективных компенсаторов реактивной мощности непосредственно на шинах КС позволяет успешно решить и эту проблему, что открывает путь к более широкому использованию АД для привода ГПА. Следует, однако, отметить, что широкое применение АД для этих целей предполагает серийный выпуск заводами необходимого числа двухполюсных АД большой мощности, высокой надежности и экономичности, с хорошими пусковыми характеристиками. В настоящее время электропромышленность страны выпускает мощные асинхронные двигатели серии АТДЧ, отличающиеся весьма высоким качеством рабочих и пусковых характеристик. Но предельная мощность двигателей этой серии равна 8 МВт. Более мощных двухполюсных АД пока нет. Так что вопрос разработки и выпуска АД мощностью 10 МВт и более стоит весьма остро и должен быть в ближайшие годы решен.

Проведенные исследования различных конструктивных исполнений двухполюсных АД большой мощности показали, что из всех возможных исполнений АД с воздушным охлаждением мощностью более 10 МВт высоким требованиям по качеству пусковых характеристик, по прочности и термостойкости ротора в режимах частых пусков и самозапусков ГПА под нагрузкой при достаточно хороших энергетических показателях рабочего режима лучше всего удовлетворяют двигатели с зубчатым массивным ротором (МФР) без обмотки. Зубчатый МФР такого двигателя выполняется из поковки дешевой конструкционной стали (ст. 45 или ст. 5). Конструкция отличается максимальной простотой, технологичностью, минимальной стоимостью. Ротор имеет оптимальную геометрию активной и торцевой зон, которая обеспечивает необходимые значения его эквивалентных электромагнитных параметров и требуемую форму рабочих и пусковых характеристик АД.

Двигатели имеют минимальный ток холостого хода ($I_0 = 0,16 \div 0,2 I_N$). Для уменьшения добавочных потерь на поверхности МФР пазы статора закрыты высокопрочными магнитными

клиньями с магнитной проницаемостью $\mu_k = 4 \div 5 \mu_0$. Пусковые характеристики АД с МФР ($I_p = 5,5 \div 6; M_p = 1,5 \div 1,8$ при $U_1 = U_N$) надежно обеспечивают прямой пуск и самозапуск агрегатов под нагрузкой. Двигатели допускают повышенное число пусков (до 20 в сутки) за счет эффективной вентиляции ротора, которая осуществляется продувкой значительного объема воздуха через пустые пазы МФР.

Характеристики номинального режима АД с зубчатым МФР без обмотки мощностью 12,5 МВт: $\cos \varphi_N = 0,83 \div 0,85$; к. п. д. = $97,4 \div 97,8\%$. Эти показатели несколько уступают расчетным данным, полученным для двигателей традиционного исполнения, с шихтованным ротором и короткозамкнутой обмоткой ($\cos \varphi_N = 0,88 \div 0,9$; к. п. д. = 98% — для той же мощности). Но, как уже отмечалось, АД с шихтованным ротором мощностью 10 МВт и выше не выпускаются нашей промышленностью и организовать выпуск будет, по-видимому, не просто ввиду ряда принципиальных трудностей (недостаточная механическая прочность шихтованного ротора, сложность осуществления его вентиляции и др.).

Общим недостатком АД любого исполнения является потребление реактивной мощности, которое составляет (50 \div 65)% их активной мощности. Это вызывает необходимость установки источников реактивной мощности (компенсаторов) непосредственно на шинах КС, которые призваны полностью компенсировать реактивную мощность АД, поддерживая коэффициент мощности на входе КС на уровне $\cos \varphi = 1$. В этом случае реактивная мощность заперта в пределах КС, не циркулирует по питающим сетям и практически не создает дополнительных потерь. Но при использовании АД с МФР без обмотки мощность компенсатора должна быть несколько больше (на 20 \div 25%), чем в случае АД традиционного исполнения.

Таким образом, по сумме основных показателей асинхронные двигатели с зубчатым массивным ферромагнитным ротором без обмотки обладают рядом существенных преимуществ. Они отличаются максимальной эксплуатационной надежностью и термостойкостью ротора, высоким качеством пусковых характеристик при хороших энергетических показателях рабочего режима, простотой конструкции и минимальной стоимостью изготовления и поэтому могут быть эффективно использованы для электропривода ГПА большой мощности. Однако окончательное решение относительно выбора типа электродвигателя для привода ГПА, по нашему мнению, следует принимать после анализа вариантов и выбора оптимальной структурной схемы КС, которая должна обеспечить наилучшее выполнение всего комплекса требований, предъявляемых к электроприводным КС. Далее приведены ос-

новные результаты анализа различных структурных схем КС.

Структурные схемы КС, использующие электродвигатели различного типа. При рассмотрении вариантов структурных схем КС суммарная мощность работающих двигателей принималась практически неизменной. Число и мощность двигателей, находящихся в резерве, несколько отличалась в зависимости от надежности двигателей и потребности в резерве. Для всех вариантов коэффициент мощности на шинах КС принят равным $\cos \phi_{\text{КС}} = 1$.

Схема I. Компрессорная станция оборудована только синхронными двигателями (современный вариант). Рассмотрен пример, когда на КС установлены 8 двигателей по 12,5 МВт (6 — постоянно работают, 2 — в резерве), установленная мощность равна 100 МВт. Все двигатели работают с $\cos \phi = 1$. Особенности схемы I:

1. За счет работы с $\cos \phi = 1$ обеспечен наиболее экономичный режим работы двигателей при номинальной (полной) производительности КС.

2. Двигатели, рассчитанные на работу с $\cos \phi = 1$, в режимах пуска и самозапуска под нагрузкой оказываются в более тяжелых условиях, чем СД с $\cos \phi = 0,9$, поэтому их допустимое время пребывания в этих режимах, допустимое число пусков — меньше.

3. Отсутствие на КС источников РМ отрицательно сказывается на процессе пуска двигателей, особенно первых СД. Одновременный самозапуск всех двигателей КС, даже при отличных пусковых характеристиках, невозможен. Как правило, возможен самозапуск только одного СД, при короткой питающей линии — двух. Остальные при кратковременном исчезновении напряжения должны отключаться от сети.

4. Возможно только неэкономичное регулирование производительности КС дросселированием или с помощью регулируемого направляющего аппарата (РНА) нагнетателей. Во втором случае РНА должны быть установлены на всех ГПА, и диапазон регулирования всех РНА должен быть равен требуемому диапазону регулирования производительности КС.

5. Стоимость двигателей, установленных на КС,
 $C_{\Sigma} = 8 \times 180 \times 10^3 = 1,44 \times 10^6$ руб. = 1,44 млн. руб.
 (По данным завода стоимость двигателя СДГ-125000 $C_d = 180$ тыс. руб.)

Схема II. Компрессорная станция оборудована синхронными и асинхронными двигателями (совместное применение СД и АД). На КС установлено 8 двигателей по 12,5 МВт (4 синхронных и 4 асинхронных) общей мощностью 100 МВт. Постоянно работают: 3 синхронных и 3 асинхронных двигателя. Особенности схемы II:

1. Обеспечивается спокойная, устойчивая работа всех агрегатов под нагрузкой. Синхронные двигатели, работая с опережающим $\cos \phi = 0,85 \div 0,9$, имеют повышенный запас устойчивости и перегрузочной способности. Одновременно они снабжают реактивной мощностью параллельно работающие АД, поддерживая на шинах КС $\cos \phi_{\text{КС}} = 1$, т. е. обеспечивают наиболее экономичный режим питающей сети.

2. Асинхронные двигатели, потребляя реактивную мощность, способствуют стабилизации работы СД, устранивая возможность самораскачивания и устойчивых колебаний СД, которые иногда наблюдаются при избытке реактивной мощности на КС, оборудованных только синхронными двигателями.

3. Форсировочные возможности СД с номинальным $\cos \phi = 0,9$ или 0,85 больше, чем у двигателей с $\cos \phi = 1$, поэтому при пуске агрегатов КС, выполненной по схеме II, форсировка возбуждения уже работающих СД существенно облегчает запуск последующих двигателей в режим питающей сети.

4. Одновременный самозапуск всех двигателей КС в этом случае также невозможен. Реально возможен самозапуск только одногодвух агрегатов, остальные при возникновении этого режима должны быть отключены от сети.

5. При переменном графике нагрузки КС и необходимости регулирования ее производительности вниз от номинала периодическим отключением одного или нескольких агрегатов (много раз в течение суток) СД могут оставаться в базе графика нагрузки, работая без отключений, а переменную часть нагрузки берут на себя АД, допускающие значительное число пусков в течение суток (до 20 пусков при использовании АД с МФР). В промежутках между отключениями АД производительность может регулироваться плавно, с помощью направляющего аппарата ГПА. Однако при большой дискретности отключения (в данном случае 16,6 %) такое регулирование остается недостаточно экономичным.

6. Стоимость двигателей, установленных на КС,

$C_{\Sigma} = 4 \times 180 \times 10^3 + 4 \times 60 \times 10^3 = 960$ тыс. руб.
 (Расчетная стоимость АД-12500 с МФР составляет не более 60 тыс. руб.)

Схема III. Компрессорная станция оборудована только асинхронными двигателями. Установлено 8 двигателей мощностью по 12,5 МВт (6 — постоянно работают, 2 — в резерве), суммарная мощность, АД равна 100 МВт. Кроме того, для компенсации реактивной мощности, потребляемой АД, на КС установлены 3 синхронных компенсатора (СК) мощностью по 25 МВ·Ар каждый (2 — постоянно работают, 1 — в резерве). Особенности схемы III:

1. Постоянно работающие СК обеспечивают

наиболее экономичный режим работы КС с коэффициентом мощности на шинах $\cos\phi=1$, а также необходимую устойчивость работы АД в переходных режимах.

2. Благодаря наличию на КС регулируемых источников реактивной мощности с возможностью ее кратковременной трехкратной форсировки прямой пуск двигателей под нагрузкой проходит очень легко. Питающая сеть эти пуски практически не чувствует.

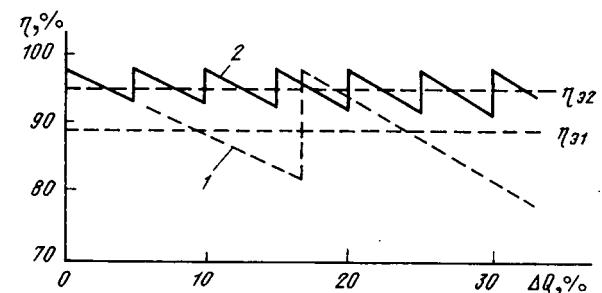
3. По этой же причине самозапуск двигателей КС проходит значительно легче, чем в предыдущих схемах, особенно при использовании АД с МФР, имеющих минимальный пусковой ток ($I_n \approx 5,5 I_N$). В некоторых случаях возможен даже одновременный самозапуск всех АД (например, при малой продолжительности исчезновения питающего напряжения и «посадке» частоты вращения агрегатов не более чем на $30 \div 40\%$). Надежно гарантируется одновременный самозапуск под нагрузкой значительной части двигателей ($50 \div 60\%$). Для данной КС это — 3—4 двигателя из 6. Остальные отключаются до завершения самозапуска первой партии.

4. Эффективность регулирования производительности КС отключением агрегатов, а также плавного регулирования в промежутках между отключениями — практически такая же, как для схемы II.

5. Стоимость основного электрооборудования КС (двигатели и компенсаторы) равна $C_2 = 8 \times 60 \times 10^3 + 3 \times 160 \times 10^3 = 960$ тыс. руб. (стоимость СК при $2p=6$ равна 160 тыс. руб.; стоимость новых двухполюсных СК будет существенно ниже).

Эффективный способ плавного регулирования производительности электроприводных КС при использовании нерегулируемых двигателей ГПА. В процессе эксплуатации газопроводов возникает необходимость частичного регулирования производительности КС (до 30 % номинального расхода) в связи с неравномерностью графика потребления газа. При использовании на КС агрегатов с нерегулируемой частотой вращения такое регулирование обычно производилось дросселированием или с помощью регулируемого направляющего аппарата нагнетателей в сочетании с отключением части агрегатов. Этот способ регулирования всегда отличался низкой экономичностью, главным образом, в результате применения на КС агрегатов одинаковой мощности, что определяло большую дискретность отключения агрегатов ($12 \div 33\%$), а следовательно, большие потери при частичном регулировании расхода ГПА в пределах этой дискретности.

Мы предлагаем значительно улучшить указанный способ регулирования производительности за счет применения на КС, кроме агре-



гатов основной мощности, определенного числа агрегатов дробной мощности и циклического сочетания плавного регулирования производительности части ГПА основной мощности в пределах производительности агрегатов дробной мощности с последующим их отключением. В этом случае минимальное число агрегатов дробной мощности $M_{min} = P_o / P_d - 1$, где P_o и P_d — основная и дробная мощность агрегатов.

Плавное регулирование производительности КС осуществляется следующим образом.

1. На части агрегатов основной мощности ($10 \div 40\%$ их числа) с помощью направляющего аппарата или дросселированием уменьшают суммарную производительность на значение, равное производительности ГПА дробной мощности. В момент их равенства агрегат дробной мощности отключается, после чего направляющий аппарат (или дроссельные заслонки) регулируемых ГПА основной мощности возвращаются в первоначальное положение. Этим заканчивается малый цикл регулирования, пределы которого обычно не более 5—6 % общей производительности КС.

В дальнейшем малые циклы повторяются. После выполнения $M+1$ малых циклов регулирования отключается агрегат основной мощности при одновременном включении в работу всех M агрегатов дробной мощности и восстановлении нулевого положения направляющего аппарата. Этим завершается большой цикл регулирования.

3. Последующие циклы регулирования (малые и большие) выполняются аналогично. Таким образом обеспечивается плавное и экономичное регулирование (уменьшение) производительности КС в самом диапазоне (если необходимо — до нуля). На рисунке приведены расчетные зависимости к. п. д. компрессорных станций от изменения их производительности вниз от номинала ($\Delta Q = 0 \div 30\%$) при регулировании по известному способу (кривая 1) и предложенному с использованием ГПА дробной мощности (кривая 2). Первая КС выполнена по структурным схемам I или II, приведенным выше. Вторая КС наряду с агрегатами основной мощ-

ности ($P_o=12,5$ МВт) имеет 2 агрегата мощностью $P_d=4$ МВт.

Как видно из рисунка, при новом способе регулирования средний (эксплуатационный) к. п. д. существенно выше (95 % вместо 89 %), что подтверждает его эффективность. Для сравнения следует также отметить, что КС такой же мощности, оснащенная агрегатами по 25 МВт с частотным регулированием частоты вращения, имеет эксплуатационный к. п. д. не выше 94 % при значительно больших (в 3—3,5 раза) первоначальных затратах.

Выводы. 1. Проблема повышения эффективности и надежности нерегулируемого электропривода газоперекачивающих агрегатов КС большой мощности может быть успешно решена уже в ближайшие годы за счет широкого применения СД с более надежной и технологичной конструкцией ротора и АД повышенной надежности (в том числе и с зубчатым МФР без обмотки) на основе оптимальных структурных схем КС, предусматривающих наиболее экономичную и устойчивую работу агрегатов в рабочем режиме, успешное выполнение прямого пуска под нагрузкой и самозапуска агрегатов при минимальных потерях в сетях, экономичное регулирование производительности КС.

2. Представляется целесообразным в минимальные сроки разработать и изготовить необходимое электрооборудование (асинхронные двигатели, синхронные компенсаторы и др.) для

создания опытной, полностью автоматизированной, электроприводной компрессорной станции с ГПА основной мощности по 12,5 или 16 МВт (при наличии ГПА дробной мощности) в контейнерном исполнении, обладающей высокой надежностью и возможностью экономичного регулирования производительности при минимальных капитальных затратах и эксплуатационных расходах.

3. Указанные принципы создания электроприводных КС могут быть использованы при строительстве не только газовых, но и нефтяных магистральных трубопроводов и реализованы прежде всего при их сооружении в отдаленных и северных районах страны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Лищенко А. И. Синхронные двигатели с автоматическим регулированием возбуждения.— Киев: Техника, 1969.
- Лищенко А. И., Кивенко А. Б., Шерман Б. И. Исследование на физической модели переходных тепловых процессов в торцевой зоне массивного ротора синхронного двигателя в асинхронном режиме.— Техническая электродинамика, 1988, № 6.
- А. с. 650163 (СССР). Массивный ротор асинхронной машины / А. И. Лищенко. Опубл. в Б. И., 1979, № 8.
- А. с. 743116 (СССР). Массивный ротор асинхронной машины / А. И. Лищенко, В. А. Лесник, А. И. Заика, А. П. Фаренюк.— Опубл. в Б. И., 1980, № 23.
- Лищенко А. И., Лесник В. А. Асинхронные машины с массивным ферромагнитным ротором.— Киев: Наукова думка, 1984.

[21.02.89]

УДК 621.313.322-81

Электромагнитные процессы в концевых зонах мощных турбогенераторов при различных условиях экранирования

ТИТКО А. И., канд. техн. наук

Киев

Применению экранов в концевой зоне мощных турбогенераторов (ТГ) — один из путей увеличения их нагрузочной способности — позволяет уменьшить потери в крайних пакетах сердечника статора и, в частности, в наиболее нагретой зоне дна паза, нагрев которой ограничивает нагрузку генераторов в режимах с потреблением реактивной мощности [1]. Вследствие конструктивных особенностей в ТГ применяются незамкнутые экраны, например, в виде цилиндрического кольца, внутренний край которого располагается выше дна паза. Тогда возникают неблагоприятные условия экранирования зоны дна паза, где потоки обмоток машин и токов экрana направлены согласно.

Исследование электромагнитных процессов в концевой зоне ТГ, в том числе при наличии экранов в виде цилиндрического кольца, которые применяются в настоящее время в мощных ТГ [2], посвящены многие публикации [3—8]. Здесь исследуем особенности защиты крайних пакетов от переменного магнитного потока при различных геометрических формах экрана двухполюсного ТГ мощностью 500 МВт для выбора наиболее эффективной формы. Расчеты проведены по методике [8], полученной на основе ре-

шения задачи расчета поля в концевой зоне машин с проводящими деталями методом контуров распределенного тока.

Проводящие детали при решении краевой задачи эквивалентируются замкнутыми контурами тока, являющимися вторичными источниками поля. В этом случае произвольная поверхность деталей, на которую падает внешний магнитный поток, покрывается сеткой, и токи вводятся так, что их контуры замыкаются вокруг каждого внутреннего узла сетки. Исходная задача расчета поля разбивается на две: решение краевой задачи поля, источниками которого являются сторонние и введенные токи, и расчет введенных токов. Необходимая для решения краевой задачи плотность каждого из введенных токов задается распределенной в глубь деталей по закону распространения только прямой волны, падающей на малый элемент поверхности, по которому протекает этот ток, т. е. без учета наложения волн, проникающих через элементы поверхности, по которым текут другие введенные токи. Но так как плотность тока во всей проводящей детали будет находиться как суперпозиция плотностей отдельных введенных токов, то при этом и осуществляется наложение прямых и обратных волн, проникающих через всю поверхность детали.

Введенные токи находятся из электрической цепи, составленной на основе имеющихся электрических взаимосвязей между введенными токами. При формировании цепи можно учесть любые условия, которые встречаются в соединениях узлов ТГ: наличие или отсутствие контакта между проводящими деталями, наличие контакта только в отдельных зонах и др. Параметры цепи определяются исходя из вида сетки, которой покрывается поверхность детали, и функции распределения плотности тока в глубь массива [8], э. д. с.— на основе решения краевой задачи, которая будет зависеть от введенных токов.

При решении задачи расчета поля в концевой зоне ТГ учитывалась одна гармоническая составляющая. Поэтому поверхность деталей разбивалась только в аксиальном и радиальном направлениях. В тангенциальном направлении зависимость функции введенных токов считалась известной и задавалась в виде $I_0 \sin(\omega t - \rho\phi)$, где I_0 — амплитудное значение тока; ω — частота; ρ — число пар полюсов. Это значительно сократило число эквивалентных токов. Для нахождения введенных токов на основе теории цепей с распределенными параметрами выведены дифференциальные уравнения, при известном законе распределения переходящие в алгебраические. Краевая задача в концевой зоне решалась в декартовой системе координат и при расчете токов в деталях кривизна учитывалась введением зависимости длины контура

тока от радиуса; границы концевой зоны в продольном сечении заданы прямыми; не учитывалась зубцово-пазовая конструкция сердечника статора.

Указанные допущения, однако, не влияют на достоверность результатов исследования эффективности экранирования сердечника статора ТГ, так как она определялась путем сравнения данных расчета для различных вариантов экранов в равных условиях, и для ее оценки определяющим является изменение поля в зоне дна паза, где кривизна оказывает меньшее влияние.

Данные к расчету: линейная нагрузка $A_c = 0,1975 \cdot 10^6$ А/м; ток и число витков обмотки ротора (ОР) $i_r = 3600$ А, $w_r = 138$; обмоточные коэффициенты обмотки статора (ОС) и ОР соответственно $k_{ob,c} = 0,923$, $k_{ob,r} = 0,834$; воздушный зазор $\delta = 0,1$ м; полюсное деление ОС и ОР соответственно $t_c = 2,07$ м, $t_r = 1,86$ м; угол сдвига фаз между м. д. с. обмоток $\psi = 165^\circ$, толщина нажимного фланца 0,1 м; высота 0,6 м; электропроводность его материала $0,11 \times 10^7$ 1/Ом·м; толщина медных экранов 0,01 м; расстояние между сердечником и фланцем 0,05 м; расстояние от расточки статора до внутреннего торца фланца 0,2 м; толщина листа железа сердечника статора 0,0005 м, электропроводность его материала $0,12 \cdot 10^7$ 1/Ом·м.

Как известно, экраны в электрических машинах в основном применяются для уменьшения потерь и нагрева в деталях, а для оценки их эффективности достаточно знать, как изменяется нормальная к поверхностям деталей индукция магнитного поля при наличии экранов. Поэтому в качестве количественной характеристики эффективности незамкнутых экранов выбирается величина, равная отношению нормальных к поверхностям экранируемой детали составляющих напряженности магнитного поля при отсутствии экрана к соответствующим составляющим при его наличии.

Для оценки эффективности экранов применяется также минимизация значений градиентов вихревых токов и потерь в экранируемых деталях турбогенераторов. Применительно к экранам сердечника статора — это минимизация токов и потерь в крайних пакетах, особенно максимальных значений в зоне дна паза, а также неравномерности их распределения в радиальном направлении.

Исследуем зависимость степени экранирования от расстояния между сердечником статора и экраном, от различной его конфигурации и размещения по отношению к фланцу, характер протекания процессов при этом в экране, фланце и листе железа статора в нормальном режиме работы. Были исследованы следующие варианты экранов:

Номер варианта	Характеристика вариантов экранирования
1	Наличие одного фланца
2	Экран в виде кольца, установленный между фланцем и сердечником
3	Экран в виде кольца, установленный между фланцем и лобовой частью обмотки статора
4	Экран (вар. 2) с отгибом, закрывающий внутренний торец фланца
5	Экран (вар. 3) с отгибом, закрывающий внутренний торец фланца
6	L-образный экран (рис. 4, в)
7	Два экрана в виде кольца, установленные за и перед фланцем
8	Отсутствие экрана и фланца
9	Две экрана вариантов 4 и 5, в которых края отгибов изолированы друг от друга и перекрываются

Результаты расчета представлены на рис. 1—4. Нумерация кривых на рисунках соответствует нумерации приведенных вариантов экранов. Здесь приведены результаты для случая, когда экраны и фланец электроизолированы по боковым поверхностям. Как показывают исследования, в том числе на физической модели, экранирование сердечника статора в этом случае более эффективно, чем при наличии контакта между экраном и фланцем, когда наблюдается перетекание токов. Расчет для варианта фигурного фланца (рис. 4, в) показал, что исследование экранирования торцевой части сердечника статора можно проводить без учета области Ω ; L-образный экран состоит из трех участков KL , LM , MN (рис. 4, в).

При расчете токов в листах железа сердечника последние представлялись в виде сплошных цилиндрических колец, т. е. не учитывалось взаимодействие электромагнитных процессов в зубцах и ярме шихтованного сердечника, а также не учитывалось то, что сердечник мощных ТГ, каким является генератор мощностью 500 МВт, набирается из отдельных сегментов. Поэтому получаемые расчетные значения токов являются оценочными и предназначены для анализа эффективности экранирующих устройств. Так как

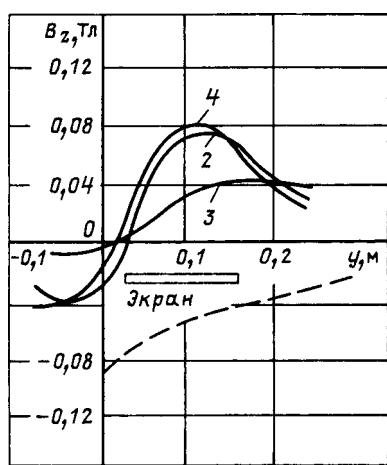


Рис. 1. Зависимость составляющей B_z на поверхности крайнего пакета от условий экранирования: — поле, которое возбуждается вихревыми токами экранов и фланца; - - - поле, возбуждающееся токами обмоток

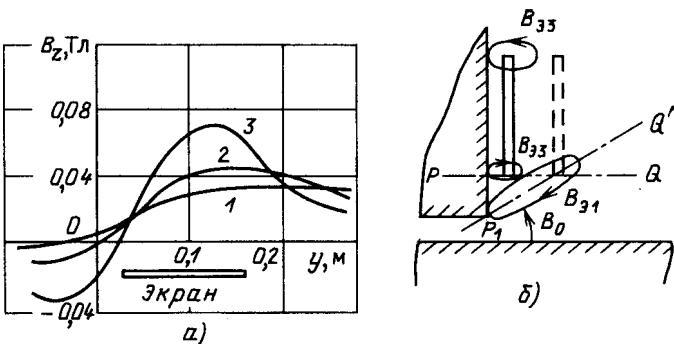


Рис. 2. Зависимость составляющей B_z на поверхности крайнего пакета (а) и характера замыкания магнитных силовых линий (б) от расстояния Δz между экраном и сердечником: 1 — $\Delta z = 0,14$ м; 2 — $\Delta z = 0,09$ м; 3 — $\Delta z = 0,04$ м

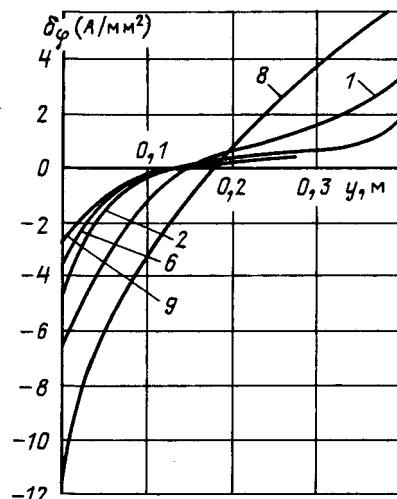


Рис. 3. Распределение тангенциальной составляющей тока по высоте листа железа сердечника при различных условиях экранирования

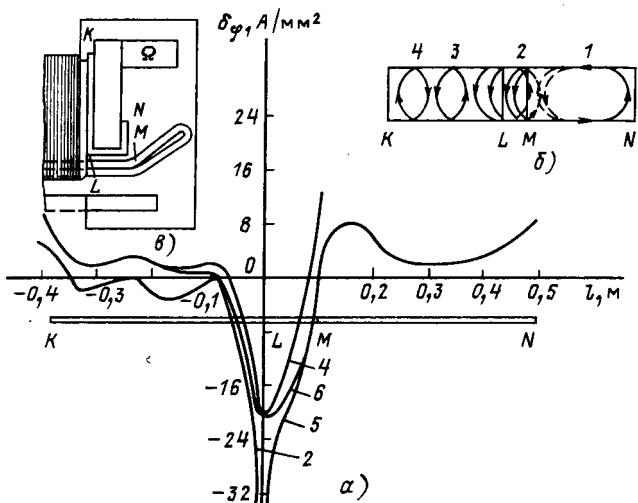


Рис. 4. Распределение усредненной по толщине тангенциальной составляющей плотности тока δ_ϕ вдоль длины l экрана (а) и характер замыкания линий тока в нем (б)

толщина листа железа незначительна ($h = 0,0005$ м), то, как показывают расчеты по методике [9], замена магнитного листа, размещенного вблизи ферромагнитного массива, немагнитным приводит к погрешности в определении вихревых токов в нем, не превышающей 0,5 %.

Внутренний радиус листа железа соответствует радиусу сечения, проходящего через дно пазов и основание зубцов сердечника, и поэтому он меньше внутреннего радиуса фланца на 0,025 м, как и в действительности в ТГ. Начало отсчета координаты y на рис. 1, 2, 3 выбрано на внутреннем краю листа железа (дно паза).

Составляющая B_z на рис. 1 приведена отдельно для полей, возбуждаемых вихревыми токами экранов, фланца и обмоток, для того, чтобы виднее были особенности экранирования торцевой зоны сердечника статора мощных ТГ. Действительно, характер кривых 2, 3, 4 раскрывает главную особенность локального экранирования ограниченными электропроводными структурами. Вблизи края экрана, где поле обмоток машин значительное, магнитный поток, создаваемый его токами, мал, а в зоне листа железа статора, которая выступает за край фланца, оба потока направлены согласно. Это и определяет неэффективность ограниченных экранирующих структур. И только экраны такой конфигурации, которая в зоне дна паза обеспечивает минимальный поток, направленный согласно потоку обмоток, будут эффективны. Среди рассматриваемых — это прежде всего варианты 4, 6, 9. Кривая 4 переходит через нуль ближе ко дну паза сегментов, чем кривая 2. Это значит, что ось симметрии магнитных силовых линий поля вихревых токов экрана поворачивается так, что область в ярме сердечника, в которой потоки обмоток и экрана направлены встречно, увеличивается (рис. 2, б). Увеличивается при этом и эффективность экранирования торцевой части сердечника. Это подтверждается и результатами расчета токов в листе сердечника статора (ТГ мощностью 500 МВт):

Номер варианта	Ток I_1 , протекающий в нижнем сечении крайнего листа железа статора, А/отн. ед.
8	43,64/2,24
1	30,29/1,56
2	19,456/1,0
5	18,787/ $\frac{1}{1,04}$
4	15,0/ $\frac{1}{1,30}$
6	14,80/ $\frac{1}{1,32}$
9	12,43/ $\frac{1}{1,56}$

Для вариантов 4, 6, 9 токи на краю листов минимальны.

Проведем анализ влияния месторасположения экранов на эффективность экранирования торцевой части сердечника. При увеличении расстояния Δz между торцом сердечника и экраном его эффективность падает в связи с ослаблением поля, возбуждаемого токами экрана (кривые рис. 2 рассчитаны при постоянном внешнем магнитном потоке, пронизывающем экран). При этом следует учесть, что токи экрана при увеличении расстояния Δz увеличиваются в связи с уменьшением индуктивного сопротивления экрана. В большей степени увеличиваются токи на поверхности экрана, обращенной к сердечнику. Характер силовых линий поля токов экрана (рис. 2, б) показывает, что отрицательное действие тангенциальных токов в зоне дна паза при увеличении расстояния Δz ослабляется. Как и для экрана варианта 4 ось симметрии силовых линий поворачивается, и для больших расстояний Δz область, в которой потоки обмоток и экрана оказываются направленными согласно, отодвигается в зубцовую зону, где вихревые токи в синхронных машинах меньше, чем в зоне дна паза. Это можно сказать и про экран, установленный перед фланцем (вариант 3). Хотя отрицательное действие токов, концентрирующихся на краю экрана варианта 3, и меньше, чем для экрана варианта 2 (рис. 1), но в связи с тем, что расстояние Δz для экрана варианта 3 в 3 раза больше и пронизывающий его магнитный поток обмоток меньше, экран варианта 3 менее эффективен, чем экран варианта 2. По этой же причине, а также вследствие возрастания токов на краю, расположенному вблизи торца сердечника, экран варианта 5 также малоэффективен. Эффективность экранов варианта 7 при изменении высоты участка MN по данным токов в листе железа практически не меняется. Зависимость экранирования от Δz показывает, что на масштабной физической модели трудно получить точные данные по эффективности указанных конструкций экранов в связи с малой толщиной фланца.

Остановимся подробнее на особенностях процессов, определяющих эффективность экранов. Токи во фланце и его потери существенно зависят от условий экранирования. Так как толщина фланца в мощных ТГ большая, то плотность тока во фланце, наводимого радиальным потоком со стороны расточки статора, всего в 2,5 раза меньше, чем плотность тока на боковой поверхности со стороны лобовой части. Токи, наводимые на внутренней цилиндрической поверхности фланца, увеличивают неравномерность распределения плотности тока на этой поверхности, и с учетом других факторов плотность тока на краю фланца со стороны сердечника статора в 2 раза больше, чем на краю со стороны лобовой части.

Таким образом, для определения удельных потерь в зоне их максимального выделения во фланце необходим учет также и аксиальных токов. Минимальными токи и потери во фланце будут при наличии экранов вариантов 6, 7, 9. Значения токов, замыкающихся вблизи торца фланца, приведены далее:

Номер варианта экранирования	Ток фланца I_{ϕ} , кА	Ток экрана I_s , кА
1	12,6	0
2	2,5	10,2
3	7,4	9,34
4	2,7	13,4
5	3,44	17,6
6	0,5	24
7	2,91	17,8

Однако распределение плотности токов здесь для различных вариантов экранов будет существенно отличаться, несмотря на то, что для некоторых из вариантов суммарные токи равны. Токи в экране варианта 4 меньше, чем в экране варианта 5. Обусловлено это тем, что токи в контурах двух электрически связанных участков экранов в варианте 5 имеют одинаковые направления, а в варианте 4 — противоположные. Поэтому вблизи места соединения участков аксиальная составляющая плотности тока в экране варианта 5 в 1,6 раза больше, чем в экране варианта 4.

Токи в листе железа имеют один замкнутый контур. Однако при наличии экранов, расположенных за фланцами вблизи торцевой поверхности сердечника, токи в листе могут иметь два контура, обусловленных потоками токов обмотки (нижний контур) и экрана (верхний контур). Данные расчетов токов в листе железа для экрана варианта 6 и различных расстояний от него до сердечника статора показывают, что существует оптимальная высота участка MN экрана варианта 6, при которой токи и потери в листе железа статора будут минимальны. При этом токи и потери в двух участках экрана KL и MN выравниваются.

Кривые рис. 3 приведены для расстояния $\Delta z = 0,05$ м. Для такого расстояния кривые δ_ϕ при наличии экранов вариантов 4, 5, 6 отличаются у дна паза на 10—20 %. При уменьшении Δz это отличие увеличивается. Минимальные токи в листе наблюдаются при наличии экрана варианта 9. При наличии экрана варианта 4 токи также уменьшаются по сравнению с экраном варианта 5.

Представляет интерес распределение тангенциальной составляющей плотности тока вдоль экранов (рис. 4), которое определяет их эффективность. Для экранов в виде цилиндрического кольца тангенциальные токи концентрируются на внутреннем краю экрана. При электрическом соединении участков LM и KL либо MN токи с участка, где они больше, пере-

текают на участок, где они меньше. При этом характер взаимодействия токов в отдельных зонах экрана может быть весьма сложным. Это касается прежде всего экрана варианта 6. Так как радиальные токи на участке MN и аксиальные на участке LM имеют одинаковые направления, то токи с участка MN перетекают на участок LM и даже в небольшую область участка KL .

Сложный характер поведения кривой 6 (рис. 4, а) определяется электромагнитным взаимодействием токов четырех контуров (рис. 4, б), три из которых (первый, второй, четвертый) обусловлены потоком обмоток, а один (третий) — потоком значительных токов участков MN и LM . Штриховыми показаны линии тока, которых в данной конструкции экрана не наблюдается, так как плотность тока вдоль них меньше плотности тока противоположного направления. Электрическое соединение участков MN и LM обусловило увеличение тока, текущего в аксиальном направлении на участке LM в сечении, близком к краю M , до 24 кА. Такое же значение имеет ток, текущий в радиальном направлении на поверхности участка MN , где он при электрически разъединенных указанных участках поворачивался для замыкания в тангенциальном направлении. Ток в рассматриваемом экране замыкается почти полностью на участке LM . При уменьшении высоты участка MN влияние на процессы экранирования участка экрана KL возрастает. Кривая 6 на участке KL будет ближе расположена к кривой 2. Аналогичным будет взаимодействие токов экранов при электрическом соединении участка LM только с участком KL либо MN .

Максимальной плотность тока будет на краю экрана варианта 2. В экране варианта 4 максимальной она будет в месте соединения участков. Характер распределения плотности тока δ_ϕ на краю участка ML экранов вариантов 4 и 5 обусловлен взаимодействием токов контура 2 с токами контура 4 либо 1 (рис. 4 б).

Интерес представляет вариант 9 исполнения экрана, состоящего из участков KL и MN , каждый из которых дополнен своим участком LM и электрически с ним соединен. Эти участки электроизолированы друг от друга. Осуществляется перекрытие краев системы экранов, и тангенциальные токи на краях отдельных экранов распределены, максимальные значения плотностей этих токов уменьшаются. На внутреннем краю экрана перед фланцем плотность тока в 5 раз меньше по сравнению со значением плотности тока на краю аналогичного по форме и размещению экрана варианта 5. Радиально-аксиальные токи в области соединения участков KL и LM увеличиваются в 1,5 раза по сравнению с теми, какими они были в экране варианта 4. Все

это способствует увеличению эффективности экранирования такой системой.

При увеличении в 2 раза толщины экрана варианта 2 плотность тока у дна паза листа железа статора уменьшится всего на 11 %, в большей степени она уменьшается в области ярма сердечника. Увеличение в 2 раза толщины участка LM экрана варианта 4 приводит к уменьшению плотности тока у дна паза листов крайнего пакета на 5 %.

Эти данные показывают, что для незамкнутых электропроводных экранов увеличение их толщины нередко менее эффективно по сравнению с применением методов снижения отрицательного влияния краевого эффекта и дифракции электромагнитных волн на краях таких экранов.

Интересно еще отметить, что расположение края экранов на одном уровне с дном паза увеличивает эффективность экранирования для экрана варианта 2 на 13 %.

Выводы. 1. Главной особенностью процесса экранирования сердечника статора ТГ незамкнутыми структурами является то, что в области края экрана, где поле обмоток значительное и экранирующее действие должно быть наиболее сильным, поле токов экрана слабое, а ниже края экрана его магнитный поток к тому же направлен согласно потоку обмоток. Для эффективных экранов необходимо, чтобы ось симметрии нижнего контура силовых магнитных линий была максимально наклонена к торцевой плоскости ярма сердечника, а тангенциальные токи должны быть рассредоточены от края экрана, расположенного вблизи дна паза, при сохранении сильного его экранирующего действия по всей высоте ярма сердечника. Край таких экранов должен, по крайней мере, совпадать с дном паза, либо быть ниже его.

2. Одной из конструктивных мер, направленных на обеспечение условия, эквивалентного последнему, является выполнение шлифов у дна паза и в зубцах крайних пакетов. Оптимальная по минимуму удельных потерь высота шлифов должна выбираться таким образом, чтобы дно шлифов находилось в зоне максимального поля вихревых токов экрана.

3. Эффективной конструкцией, обеспечивающей малые величины токов и потерь в крайнем

пакете сердечника статора и фланце, является L -образный экран, выполненный из электропроводного материала и состоящий из трех электросвязанных участков, охватывающих фланец, при определенном соотношении высот участков экрана, размещенных за фланцем и перед ним, а также системный экран, в котором реализован метод перекрытия краев отдельных элементов при сохранении основных экранирующих свойств указанного выше L -образного экрана. Оптимальное соотношение указанных участков для конкретной машины можно выбрать на основе электромагнитного расчета. Для машин с глубоким скосом крайних пакетов сердечника статора, которые выполняют функцию магнитного шунта, применение эффективных экранов позволит уменьшить размер скоса, что существенно повысит прочность конструкции статора, увеличит коэффициент магнитной связи обмоток.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов / И. М. Постников, Л. Я. Станиславский, Г. Г. Счастливый и др.— Киев: Наукова думка, 1971.
2. Хуторецкий Г. М. Серийный турбогенератор мощностью 500 МВт, 3000 об/м.— В кн.: «Электросила». Л.: Энергия, 1974.
3. Демирчян К. С. Моделирование магнитного поля лобовых частей электрических машин с применением скалярного магнитного потенциала.— Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт, 1966, № 6.
4. Демирчян К. С. Моделирование магнитных полей.— М.: Энергия, 1974.
5. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин / А. И. Вольдек, Я. Б. Данилевич, В. И. Косачевский, В. И. Яковлев — Л.: Энергоатомиздат, 1983.
6. Домбровский В. В., Чечурин В. Л. О численном расчете вихревых токов в экране нажимной плиты электрических машин.— В кн.: Моделирование и расчет магнитных полей и электродинамических усилий в электрических машинах и аппаратах. Омск. Омский политехнический институт, 1979.
7. Важнов А. И., Гордон И. А., Гофман Г. Б. Расчет трехмерного электромагнитного поля в мощных турбогенераторах.— Электричество, 1976, № 4.
8. Титко А. И. Развитие методов решения задач теоретической электротехники.— Киев: 1981, 41 с. (Препринт / ИЭД АН УССР, № 242).
9. Титко А. И. Определение характеристик переходного процесса в турбогенераторах на основе решения задач квазистационарного поля.— Техническая электродинамика, 1980, № 2.

[29.06.89]

Сообщения

УДК 621.313.333:621.316.925.001.24

Применение герконов для защиты асинхронных двигателей от витковых замыканий

НОВОЖИЛОВ А. Н., канд. техн. наук

Павлодарский индустриальный институт

В СССР около 15 млн. асинхронных двигателей (АД) работают во взрыво- и пожароопасных средах. Наряду с их специальным исполнением предотвращению ущерба, вызываемого пожарами и взрывами, а следовательно, повышению надежности АД способствовало бы своевременное отключение машины от сети при витковых замыканиях (ВЗ) обмотки статора. Несмотря на то, что ВЗ в АД обусловливают 25—95 % [1] всех отказов машины, защита от этого вида повреждения обычно не устанавливается, так как отсутствуют простые и дешевые устройства для ее реализации.

В предлагаемой работе простота выявления ВЗ достигается за счет использования N_r герконовых реле [2]. В низковольтных АД 1 (рис. 1) $N_r \leq 3p$, где p — число полюсов. При $N_r = 3p$ реле 2 размещаются на расстоянии $2/3t$ по окружности в плоскости, перпендикулярной оси 3 вращения ротора, где t — полюсное деление АД. Каждое реле 2 впаивается на плату 4 из фольгированного текстолита против центра лобовой части катушечной группы 5 той фазы, в цепь 6 питания которой включается его обмотка 7. При этом продольная ось каждого геркона должна быть параллельна радиальной оси катушечной группы. Плата с герконами закрепляется (приклеивается) на

подшипниковом щите 8. Обмотки герконовых реле, расположенных у катушечных групп одной фазы, соединяются в ветвь последовательно (параллельно), а всех ветвей — в звезду. Соединенные в звезду обмотки подключены к нулевым выводам АД. В высоковольтных АД ($N_r \leq 2p$) герконовые реле следует размещать (приклеивать к подшипниковому щиту) по окружности на расстоянии t .

Обмотки всех реле (с учетом полярности) соединяют в одну ветвь и подключают к установленному в одну фазу со стороны нулевых выводов АД проходному трансформатору тока. Таким образом, в произвольном режиме на геркон действуют поля рассеяния лобовых частей и обмотки реле. Рассмотрим эти составляющие для геркона, расположенного у катушечной группы фазы А ($N_r = 1$).

Поле обмотки реле является переменным и изменяется с угловой частотой ω сети, а его напряженность [3]

$$H_p = H_{mp} \cos \omega t \text{ при } H_{mp} = I_{mA} \omega_p / h, \quad (1)$$

где H_{mp} и h — амплитуда напряженности поля и длина герконового реле; ω_p и I_{mp} — количество витков его обмотки и амплитуда тока в ней; I_{mA} — амплитуда тока фазы А.

Основная гармоническая поля лобового рассеяния обмоток статора и ротора синусоидально (с периодом $2t$) распределена и перемещается вдоль воздушного зазора, если намагничивающие силы катушечных групп первой из них равны между собой. ВЗ уменьшает число витков одной из катушечных групп (например, фазы А) на число замкнувшихся витков ω_{Ak} и искажает распределение радиальной составляющей напряженности поля H_y . Если пренебречь полями рассеяния воздушного зазора (вблизи поверхности торцевого щита они составляют 5—10 %), то H_y можно представить в виде следующих слагаемых:

$$\dot{H}_y = \dot{H}_{y1} + \dot{H}_{y2} + \dot{H}_{yk1} + \dot{H}_{yk2},$$

где \dot{H}_{y1} (\dot{H}_{y2}) и \dot{H}_{yk1} (\dot{H}_{yk2}) — аксиальные составляющие напряженности поля рассеяния статора (ротора), распределенные (вдоль развертки статора) синусоидально и непериодически. При направлении оси геркона вдоль Y согласно [4] и расчетной схеме (рис. 2)

$$\dot{H}_{y1} = -\frac{4\mu_0}{T} \sum_{n=1, 2, 3...}^{\infty} \left(\frac{\pi n}{T} I_{nxk} + \frac{\pi}{\tau} I_{nzk} \right) \times \\ \times \operatorname{sh} \frac{\lambda h_c}{2} \operatorname{ch} (H - h_k) \operatorname{ch} \lambda y_p \sin \frac{n\pi z_p}{T};$$

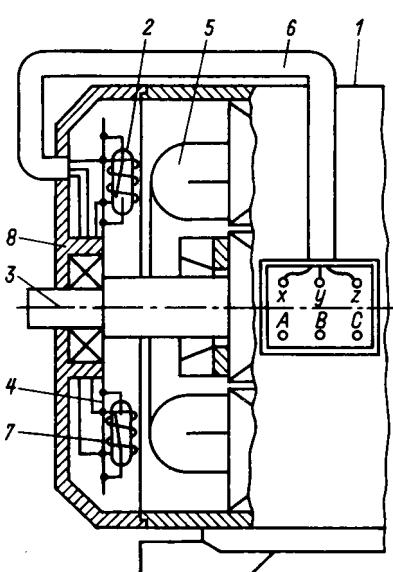


Рис. 1. Размещение встроенного блока защиты внутри АД

$$\begin{aligned} i_{nxk} &= \frac{\dot{S}_{y1} \cos \theta}{\left(\frac{\pi \beta}{2C_k}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{T}\right)^2} \left[\frac{n\pi}{T} \sin \frac{n\pi}{T} (A_k + C_k) - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\pi \beta}{2C_k} \cos \frac{n\pi A_k}{T} - \frac{n\pi}{T} \sin \frac{n\pi A_k}{T} \cos \frac{\pi \beta}{2} \right]; \\ \lambda^2 &= \frac{\tau^2}{\tau^2} + \frac{n^2 \pi^2}{T^2}; \quad I_{nzk} = \frac{\dot{S}_{y1} \sin \theta}{\left(\frac{n\pi}{T}\right)^2 - \left(\frac{\pi \beta}{2C_k}\right)^2} \times \\ &\quad \times \left[\frac{n\pi}{T} \cos \frac{n\pi A_k}{T} \sin \frac{\pi \beta}{2} + \frac{\pi \beta}{2C_k} \cos \frac{\pi \beta}{2} \sin \frac{n\pi A_k}{T} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\beta \pi}{2C_k} \sin \frac{n\pi}{T} (A_k + C_k); \right] \end{aligned} \quad (2)$$

$$\dot{S}_{y1} = \frac{3}{2} \frac{w k_p I_{m_A}}{p h_{c\tau} \sin \theta} \cos \frac{\pi}{\tau} x, \quad (3)$$

где n — номер члена ряда; w , k_p и β — число витков фазы, коэффициент их распределения и коэффициент укорочения шага секции.

H_{y2} можно определить по выражению (2), в котором $A_k = 0$, $h_k = h_{k2}$, $h_c = h_{c2}$ и $C_k = C_2$, а вместо (3) подставляют

$$\dot{S}_{y2} = - \frac{z_2}{2\pi} \frac{I_{mc}}{C_2 h_{c2}} \cos \frac{\pi}{\tau} x,$$

где $I_{mc} = \frac{6w j_{mA} k_{obm2}}{z_2}$; k_{obm2} и z_2 — обмоточный коэффициент и число зубцов ротора; w — число витков обмотки статора; S_{y1} и S_{y2} — плотность периодической составляющей тока лобовых частей статора и ротора.

На совмещенном графике (рис. 3) показано распределение экспериментального (кривая 1) и расчетного (кривая 2) значений ($H_{y1} + H_{y2}$) вдоль x ; кривые построены для режима ВЗ при нагрузке АД АО-41-4 для времени, когда ток в фазе A максимальен, а их амплитуда совпадает с центром (ось x_A) катушечной группы этой фазы. Кривые 1, 2 показывают, что расхождение между результатами расчета и эксперимента синусоидально распределенных составляющих ротора и статора не превышает 10 %.

Распределение радиальной составляющей напряженности поля любового рассеяния витков w_{AK} , насколько известно автору, ранее не исследовалось. В данной работе H_{yk2} определяется по рис. 2, на котором поперечное сечение призматического канала (показано пунктиром) проходит через аксиальную ось симметрии поврежденной секции (координата x_A) и точку с координатами x_p , z_p , а не под углом 90° к оси x , как было принято в [4]. Тогда в уравнениях (2) и (3) величины T , z_p и S_{y1} заменяются соответственно на:

$$T_i = \sqrt{T^2 + (x_{pi} - x_A)^2}, \quad z_{ip} = \frac{T_x}{T} z_p \text{ и} \\ S_{yk1} = - \frac{w_{AK} (I_{mAK} - I_{mA}) k_{obm2}}{h_{c\tau} \sin \theta}.$$

Здесь τ_2 и k_{p2} — полюсное деление и коэффициент распределения w_{AK} ; x_{pi} — координата x i -го геркона ($i = 1, 2, \dots, N_r$).

H_{yk2} от тока в короткозамкнутом кольце «беличье кольцо» на участке $x_A \pm \beta\tau/2$ определяется по выражению (2), для которого

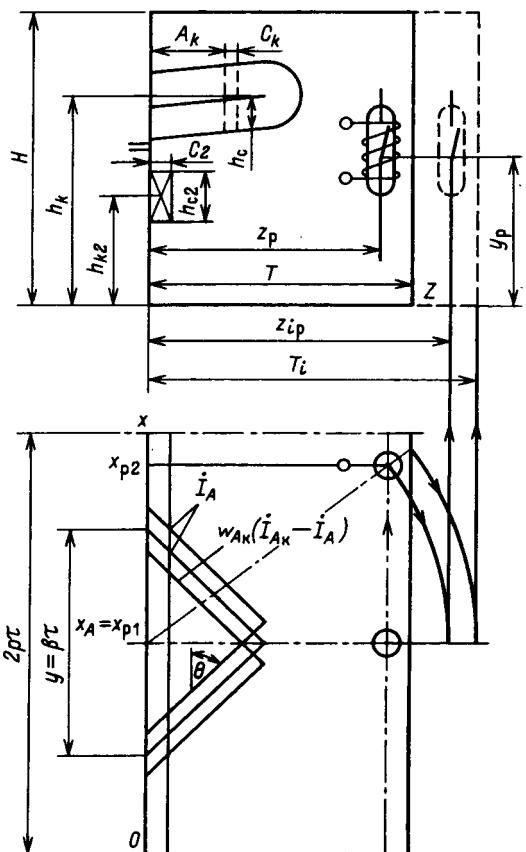


Рис. 2. Расчетная схема

$$S_{yk2} = \frac{z_2}{2\pi} \frac{I_{mc}}{C_2 h_{c2}} \left(1 - \frac{\beta}{z_p} \right),$$

$$\text{где } I_{mc} = \frac{6w_{AK} (I_{mAK} - I_{mA}) k_{obm2}}{z_2}.$$

В остальной его части плотность тока

$$S_{yk2} = \frac{z_2}{2\pi} \frac{I_{mc}}{C_2 h_{c2}} \frac{\beta}{2p}; \quad I_{mAK} — \text{амплитуда тока в витках} \\ w_{AK} (I_{mA} + I_{mAK}) \text{ рассчитываются на основе представления поврежденной фазы в виде трансформатора [5, 6].}$$

По аналогии с отстройкой токовых защит [7] в режимах пуска и самозапуска при $w_{AK} = 0$ геркон не сработает, если

$$\Delta H = |H_p - (H_{y1} + H_{y2})| < H_r, \quad (4)$$

где ΔH и H_r — напряженности магнитного поля в точке расположения реле и срабатывания геркона (H_r определяется по справочным данным [8] или экспериментально). Тогда в режиме нагрузки (рис. 3)

$$\Delta H < H_r / k_{k.p.t} / k_{otc}, \quad (5)$$

где $k_{k.p.t}$ — коэффициент кратности пускового тока; k_{otc} — коэффициент отстройки, зависящий от типа реле и равный 1,5—2,5 (для герконов КЭМ-3 принят равным 1,5).

Из уравнения (4) и рис. 3 (если принять, что угол между I_{mA} и I_{mAK} равен 180°) видно, что большую чувствительность можно получить, если взять

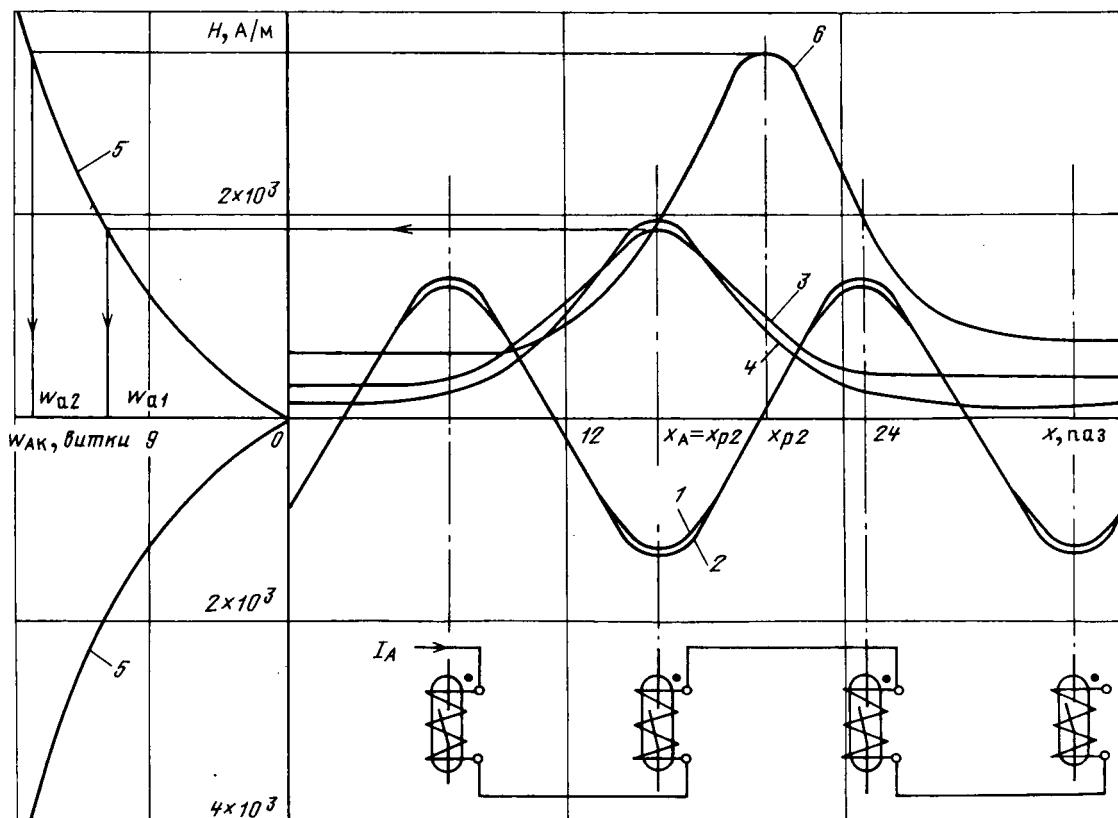


Рис. 3. Совмещенный график для определения чувствительности защиты от ВЗ

$|H_p| > |H_r|$. Тогда, решая совместно уравнения (1) и (5), получим:

$$w_p = \left[(H_{y1} + H_{y2}) + \frac{H_r}{k_{k.p.t} k_{otc}} \right] \frac{h}{I_{mA}}$$

При этом геркон сработает в режиме пуска, если

$$H_{yk1} + H_{yk2} = H_r (1 - 1/k_{otc}). \quad (6)$$

На рис. 3 с учетом (6) построены экспериментальное (кривая 3) и расчетное (кривая 4) распределения $(H_{yk1} + H_{yk2})$ для АД АО-41-4 и геркона КЭМ-3 ($H_r = 2300 \text{ A/m}$, $w_p = 25$) в случае, когда повреждена центральная секция ($w_{AK} = 12$) катушечной группы фазы А. Они показывают, что погрешность расчета в интервале $x_A \pm t/2$ не превышает 10 %.

В АД чувствительность защиты оценивается числом витков w_a , при замыкании которых она отключает машину. Для определения w_a по (6) рассчитывается величина $(H_{yk1} + H_{yk2})$, необходимая для срабатывания в точке расположения геркона (ось x_{pi} , рис. 3). По известному распределению и рассчитанному значению $(H_{yk1} + H_{yk2})$ в точке x_{pi} вычисляется ее максимум на оси x_A (в точке расположения w_{AK}). Из точки максимума до пересечения с кривой 5 ($H = f(W_{AK})$ для АД АО-41-4 построен по расчетным данным [6]) проводится прямая, параллельная оси абсцисс. Из точки пересечения на ось w_{AK} опускается перпендикуляр и определяется w_a . Минимальное и максимальное w_{al} (согласно рис. 3) при $N_r = 1$ будут при

ВЗ в центральной секции катушечной группы, расположенной против геркона ($x_{p1} = x_A$) и ей диаметрально противоположной ($x_{p1} = x_A + t/2$). При $w = 216$ витков они составят соответственно 12 витков и 31 виток. Для случая $N_r = 4$ (рис. 3), когда $x_{p2} = x_A + t/2$ (кривая 6), $w_{a2} = 17$ витков. Если же в АД АО-41-4 принять $N_r = 6$, то w_{a2} составит 14 витков. Анализ уравнений (1) и (2) показывает, что применение герконов с более низким H_r (например, МК-10-3) позволяет значительно повысить чувствительность защиты. При пуске, т. е. в наиболее тяжелом режиме, за счет увеличения в $k_{k.p.t}$ величины ΣH чувствительность устройства также возрастает и составляет примерно 3 витка. Эксперименты с высоковольтным АД АО-114-6 показали, что его защита с $N_r = 6$ и $N_r = 1$ обеспечивает чувствительность 0,9 % и 3,8 % замкнувшихся витков одной фазы.

На рис. 4 показана принципиальная схема защиты низковольтного АД с $N_r = 1$. Обмотка KA встроенного в АД геркона подключена в разрыв фазы А со стороны нулевых выводов. Исполнительным органом (ИО) защиты является низковольтное реле KL постоянного тока с $U_n = 10 \div 40 \text{ В}$, в цепь обмотки которого через параллельно соединенные нормально разомкнутые контакты этого реле и контакты геркона включен конденсатор $C1$. Последний является источником питания ИО. Заряд $C1$ осуществляется через токоограничивающий резистор $R1$ и диод $VD1$ от цепи питания контактора KM . Нормально замкнутые контакты KL включены последовательно в цепь (KM , $KST1$, $KST2$, $SB1$ и $SB2$) управления контакто-

ра. Такое включение низковольтного реле без ущерба для последнего позволяет резко, до 1,0—2,0 мс, сократить время срабатывания KL и удерживать его в течение 15—30 мс. Последнее дает возможность отключить контактор независимо от его типа и момента замыкания контактов геркона. Следует заметить, что при $N_r > 1$ нормально разомкнутые контакты всех герконов соединяются параллельно. Для высоковольтных АД схема подключения ИО аналогична.

Работоспособность устройства защиты была проверена при тридцати ВЗ (междуфазных и однофазных) на экспериментальной установке с АД АО-41-4 и пускателем типа ПМЕ-211. Для ИО было взято реле РЭС-22 с временем срабатывания 15 мс при $U_n = 27$ В. Время самоподхвата РЭС-22 в ИО составило 1,1—1,3 мс, тогда как за счет значительной разницы напряженности полей срабатывания и отпускания длительность сигнала с геркона составила не менее 4,5 мс. Это обстоятельство обеспечивает, видимо, достаточную надежность отключения АД при ВЗ, так как отказов защиты не наблюдалось. Характеристики ИО можно значительно улучшить, если применить вместо электромеханического реле полупроводниковое, например, на тиристоре.

Из изложенного следует, что разработанное устройство может использоваться как на низковольтных АД, так и (с применением одного проходного трансформатора тока) на высоковольтных. Возможность применения этого устройства для защиты синхронных двигателей и генераторов не исследовалась.

Выводы. 1. В качестве простой защиты от ВЗ могут применяться встроенные в асинхронный двигатель герконовые реле.

2. Предлагаемая методика расчета параметров герконового реле при заданных координатах его размещения обеспечивает достаточную точность расчета.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ермолин Н. П., Жерихин И. П. Надежность электрических машин.—Л.: Энергия, 1976.

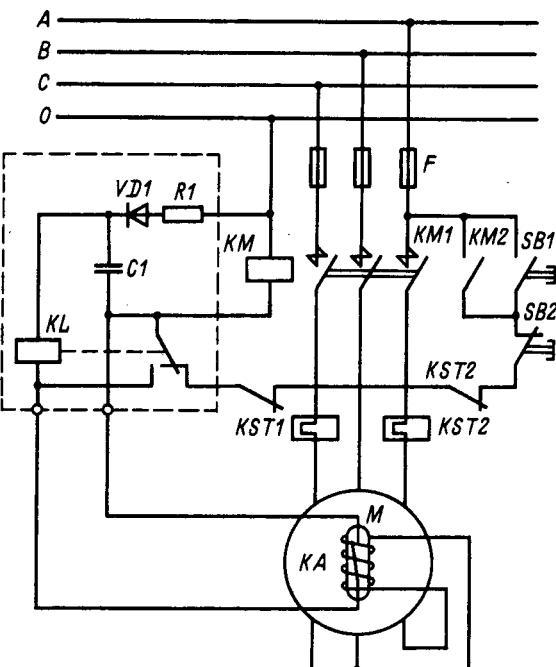


Рис. 4. Защита АД от ВЗ на одном герконе

3. Электрические цепи с ферромагнитными элементами в релейной защите / А. Д. Дроздов, А. С. Засыпкин, С. Л. Кужеков и др.— М.: Энергоатомиздат, 1986.
 4. Данилевич Я. Б. Добавочные потери в турбо- и гидрогенераторах.— Л.: Наука, 1973.
 5. Гимоян Г. Г. Релейная защита горных электростанций.— М.: Недра, 1978.
 6. Клещель М. Я., Новожилов А. Н., Поляков В. Е. Защита двигателей от витковых замыканий на кольцевом преобразователе. Изв. вузов. Электромеханика, 1986, № 3.
 7. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем.— М.: Энергия, 1976.
 8. Миловзоров В. П. Электромагнитные устройства автоматики.— М.: Высшая школа, 1983.

УДК 621.316.933.014.2.001.6

Коммутация разрядника с искажением поля

НАЙМАРК Г. В.

В настоящее время разрядники с искажением поля (РИП) являются одним из основных типов коммутаторов мощных емкостных накопителей энергии с рабочим напряжением в десятки и сотни киловольт [1, 2]. Главное достоинство РИП — большая зона управляемого срабатывания, т. е. возможность коммутации разрядника при рабочих напряжениях U_p , достаточно далеких от статического пробивного ($U_p \geq 2U_{st}$). Благодаря этому достигается весьма малая (менее 10^{-2}) вероятность самопроизвольного срабатывания большого накопителя с несколькими десятка-

ми разрядников; во многих случаях такое требование к надежности накопителя является определяющим. Кроме того, в некоторых типах РИП (прежде всего в так называемых рельсовых разрядниках) за счет многоканальности разряда может быть получена весьма малая индуктивность коммутатора.

Вместе с тем РИП имеют общий недостаток всех разрядников с каскадной коммутацией — время запаздывания срабатывания разрядника t_3 составляет десятки наносекунд даже при U_d , близких к U_{ct} , и при напряжении полюга U_p , существенно превышающем

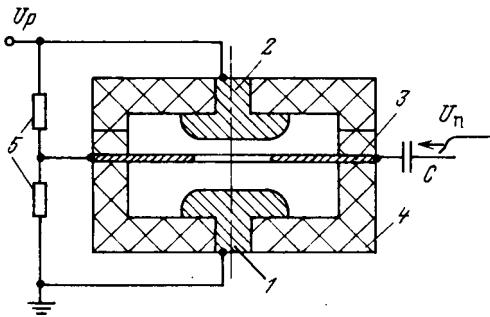


Рис. 1. Разрядник с одним электродом поджига

U_p . А в наиболее важном для практики случае (при $U_p \lesssim 0,5 U_{ct}$) значения t_3 возрастают обычно примерно до 100 нс. Причины появления сравнительно больших времён запаздывания и, следовательно, больших разбросов этих времён в литературе детально не обсуждаются из-за сложности двухступенчатой коммутации разрядника; немногочисленные сведения имеют скорее качественный характер [3]. Поэтому остаются неясными и наиболее рациональные методы снижения величины t_3 , крайне необходимого в накопителях на большие токи и напряжения. Например, все еще открыт вопрос о необходимости предварительной подсветки промежутков длиной порядка единиц сантиметров; практически подсветка не применяется, но в [4] доказывается ее эффективность.

Целью настоящей статьи является подробное изучение коммутации РИП для поиска наиболее эффективных путей влияния на величину t_3 .

Количественный анализ структуры времени запаздывания требует определения:

1) вклада отдельных промежутков в общую величину t_3 ;

2) соотношения статистического времени запаздывания t_{ct} и времени формирования разряда t_ϕ в величинах t_3 каждого промежутка.

Для решения указанных задач был поставлен эксперимент, позволяющий путем осциллографирования определять время запаздывания каждого промежутка.

Схематическая конструкция РИП показана на рис. 1. Здесь 1 и 2 — главные электроды, 3 — электрод поджига (ЭП); 4 — изоляционный корпус, 5 — резистивный делитель, С — разделительная емкость. В статистическом режиме потенциал ЭП задан делителем 5 и соответствует той эквипотенциали электрического поля между главными электродами, на которой ЭП расположен. При подаче на ЭП пускового импульса поле в промежутках l_1 и l_2 резко искажается, за счет чего и происходит их быстрый пробой.

Испытаниям подвергались два однотипных разрядника, различающихся лишь длинами промежутков — у первого (РИП-1) $l_1 = 8,5$ мм, $l_2 = 5,5$ мм; у второго (РИП-2) $l_1 = 12$ мм, $l_2 = 8$ мм; в обоих случаях $l_2 = 0,4(l_1 + l_2)$; согласно литературе именно при таком соотношении l_1 и l_2 значения t_3 минимальны. Диаметр главных электродов — 70 мм; среда — сжатый сухой воздух, статические пробивные напряжения при $p = 0,1$ МПа равны 39 кВ и 54 кВ. Подаваемый на разрядник импульс поджига имел фронт примерно 6 нс. Ограничивающих сопротивлений ни в цепи управления, ни в основной цепи не было. Емкость пускового генератора 3300 пФ, разделительная емкость между пусковым генератором и электродом поджига — 150 пФ, индуктивность контура поджига приблизительно 0,5 мГн, емкость в основной цепи — 0,125 мкФ, индуктивность основной цепи приблизительно 1 мГн.

Предварительными экспериментами было установлено, что наименьшие значения t_3 достигаются при положительных полярностях как рабочего, так и пускового напряжений. Поэтому все исследования проводились именно при таком сочетании полярностей.

U_p для обоих разрядников изменялось в пределах $(0,3—0,8) U_{ct}$ ($U_{ct} \leq 100$ кВ); значения U_n составляли 60—100 кВ; давление воздуха $p = 0,1—0,3$ МПа для РИП-1 и $0,1—0,25$ МПа для РИП-2. Основное внимание уделялось характеристикам разрядников в диапазоне $U_p/U_{ct} = 0,4 \div 0,6$.

Как и следовало ожидать, при $U_p \geq 0,35 U_{ct}$ сначала пробивается больший (первый) промежуток l_1 . Время запаздывания пробоя t'_3 не превышает 15—20 нс во всем диапазоне U_n , U_p и p (здесь и далее индекс «'» относится к первому промежутку, а «» — ко второму). Следовательно, основной вклад в общее время запаздывания вносит второй промежуток и предварительная подсветка первого вряд ли целесообразна, поскольку значение t'_{ct} не превышает приблизительно 10 нс.

После пробоя первого промежутка межэлектродная емкость второго промежутка перезаряжается в колебательном режиме, причем колебания демпфированы соотивлением искры. Первые 15—20 нс потенциал электрода поджига отрицателен и напряжение на промежутке превышает рабочее. Через 30—40 нс потенциал становится практически нулевым, напряжение — равным рабочему, и перенапряжение на промежутке весьма незначительно. Так, для РИП-2 при $p = 0,2$ МПа и $U_p = 0,5 U_{ct}$ коэффициент импульса $K_i = U_p/U'_{ct} \approx \approx 1,1$; здесь $U'_{ct} = 47$ кВ — статическое пробивное напряжение второго промежутка при закороченном первом промежутке.

Для оценки t'_{ct} был поставлен специальный эксперимент. Между находящимся под высоким потенциалом главным электродом и встроенным в него четвертым электродом зажигался разряд, постоянно подсвечивающий второй промежуток. Подсветка оказалась столь эффективной, что при недостаточно заглубленном четвертом электроде сначала пробивался второй промежуток, т. е. достигалось $t'_{ct} < t_{ct} \approx 10$ нс. Если же четвертый электрод заглублялся чуть больше и сначала пробивался первый промежуток, то наличие предварительной подсветки практически не сказывалось на величине t_3 . Следовательно, влияние искры первого промежутка еще существеннее, чем влияние вспомогательного разряда, значения t'_{ct} составляют единицы наносекунд, а причиной больших значений t_3 являются большие t'_{ct} .

Величина и структура времени формирования разряда определяются величиной и распределением поля в промежутке и давлением воздуха в нем.

Давление воздуха задается режимом работы разрядника, и в больших накопителях при нескольких десятках разрядников желательно иметь $0,1 < p < 0,3$ МПа для получения приемлемой вероятности самопроизвольного срабатывания накопителя. Именно этот диапазон давлений и использовался в настоящих экспериментах. Известно, что в однородном поле повышение давления при сохранении отношения E/p приводит к уменьшению времени формирования. Литера-

турных же данных по величине t_ϕ в небольших (до сантиметров) промежутках с неоднородным полем практически нет. Наши эксперименты показали, что изменением величины ρ в реальных для разрядников пределах (в 1,5–2 раза) заметного уменьшения времени запаздывания при постоянстве отношения U_p/U_{ct} достичь не удается. Отсюда был сделан вывод, что причину больших значений времени запаздывания следует искать в структуре поля во втором промежутке после пробоя первого.

Как установлено в результате экспериментов, поле во втором промежутке после пробоя первого существенно выравнивается, и его коэффициент неоднородности K_n снижается до единиц. Известно, что при $10 \geq K_n \geq 3$ и небольших перенапряжениях (как в нашем случае) пробой происходит не сразу после пересечения стримером промежутка, а ему предшествует достаточно длительная «темновая пауза» [5]. Значение t_ϕ в этом случае достигает десятков наносекунд даже при коэффициенте импульса $K_i \approx 2$. Поэтому при сравнительно небольших U_p можно ожидать t'_ϕ того же порядка даже при U_p , близком к U_{ct} ($K_i \approx 2$). Такой вывод согласуется с экспериментом — при $U_p/U_{ct} = 0,9$ и $U_n \approx 0,6 U_{ct}$ было получено $t'_\phi = 60-70$ нс для РИП-1 и $t'_\phi = 40-50$ нс для РИП-2.

С уменьшением U_p растет роль U_n . Однако из-за краткости процесса перезарядки емкости второго промежутка эффект от увеличения U_n сравнительно невелик. Так, в наиболее интересном для практики случае $U_p \approx 0,5 U_{ct}$ получено $t_s \approx 80-100$ нс даже при $U_n \approx U_{ct} = 100$ кВ.

Из сказанного следует:

1. Статистические времена запаздывания пробоя обоих промежутков составляют малую часть общего времени запаздывания, и поэтому предварительная подсветка промежутков малоэффективна.

2. Большие времена запаздывания определяются временем формирования разряда во втором промежутке.

3. Увеличивать отношение U_p/U_{ct} выше 0,5 для уменьшения времени запаздывания нецелесообразно.

4. Для существенного снижения времени запаздывания необходимы очень значительные напряжения пускового импульса — более двухкратного рабочего.

Таким образом, задача уменьшения t_s сводится в основном к уменьшению t'_ϕ . Значительное увеличение напряжения поджига сверх 2 U_p вряд ли целесообразно — пусковое устройство с крутым фронтом выходного импульса становится слишком сложным. Второй возможный путь — уменьшение неоднородности поля в промежутке, пробивающемся последним, и увеличение перенапряжения на нем. Указанная возможность была технически реализована нами в оригинальной конструкции РИП-3, схематически показанной на рис. 2. Здесь 1 и 2 — рабочие электроды, 3 и 4 — электроды поджига (толщина электродов 2 мм, диаметр отверстия 37 мм, радиус закругления края 1 мм), 5 — изоляционный корпус, 6 — резистивный делитель. Промежутки l_1 и l_3 выбраны так, что средние напряженности поля в них при подаче импульса поджига оказываются примерно равными ($l_1 = 7$ мм, $l_2 = 5$ мм, $l_3 = 4$ мм). Поскольку импульс подается одновременно на оба электрода поджига, напряжение на втором промежутке остается неизменным, а сначала пробиваются (с примерно одинаковым запаздыванием) первый и третий промежутки. Поле во втором промежутке, образованном дву-

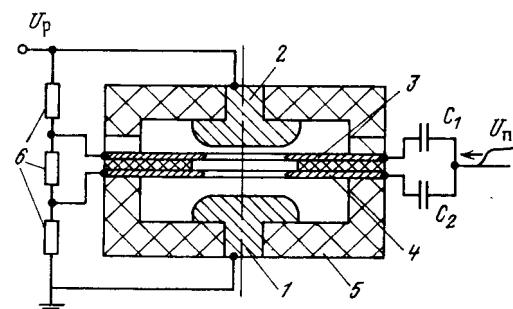


Рис. 2. Разрядник с двумя электродами поджига

Разрядник	Среднее время запаздывания (нс) и разброс при отношении U_p/U_{ct} , равном			
	0,4	0,5	0,6	0,7
РИП-1	120±10	95±10	90±5	90±7
РИП-2	90±8	86±6	70±6	60±5
РИП-3	55±4	55±3	55±5	50±3

мя плоскими дисками, существенно ближе к однородному, чем у описанных выше разрядников, и, следовательно, величина t'_ϕ должна быть заметно меньше. Эксперимент, проведенный по вышеописанной схеме, подтвердил наши предположения. Значение t'_ϕ осталось на том же уровне (приблизительно 20 нс), но общее время запаздывания заметно уменьшилось. При одинаковых для всех трех разрядников значениях $U_{ct} = U_n = 100$ кВ и различных отношениях U_p/U_{ct} были получены следующие значения среднего времени запаздывания и их разбросы (таблица).

Следует отметить, что не была проведена экспериментальная оптимизация соотношения длин промежутков. Более подробные исследования позволят, вероятно, еще несколько снизить величину t_s , хотя при величинах U_p порядка 0,5 U_{ct} вряд ли приходится ожидать достижения значений времени запаздывания менее 30–40 нс.

Таким образом, в результате проведенных исследований были получены данные о соотношении различных составляющих времени запаздывания на обеих стадиях пробоя, и на основе анализа этих данных создана конструкция, позволяющая заметно уменьшить значение времени запаздывания.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Riepe K. B., Bickford J., Jansen J. 300 kJ, 200 kA Marx module for Antares.— Second IEEE Int. Puls. Power Conf., Lubbock, Tex., 1979, Dig., Techn. Pap., New York.
2. Модуль установки «Ангара-5» / Е. П. Большаков, Е. П. Велихов, В. А. Глухих и др.— Атомная энергия, 1982, т. 53, вып. 1.
3. Dams J., Geibig K. F., Osmokrovic P. Numerical calculation of breakdown voltages for triggered three-electrode spark gaps.— 3-rd IEEE Int. Puls. Power Conf., Albuquerque, 1981, Dig. Techn. Pap., New York.
4. Смолл Л. Л., Мак-Кен Д. С. Д., Оффенбергер А. А. Малоиндуктивный управляемый разрядник с малым разбросом времени пробоя.— Приборы для научных исследований, 1984, № 7.
5. Авруцкий В. А., Наймарк Г. В. Послестримерная стадия разряда в неоднородном поле.— Электричество, 1983, № 3.

Упрощенные дифференциальные защиты с магнитодиэлектрическими трансреакторами для автономных электроустановок

ШУМСКИЙ А. Л., канд. техн. наук

Создание датчиков тока с магнитодиэлектрическими магнитопроводами, используемых в режиме трансреактора (ТР) и характеризующихся простой технологией изготовления магнитопровода, разъемным исполнением, малыми массогабаритными показателями, а также возможностью их использования в сетях как переменного, так и постоянного токов [1], способствовало, в свою очередь, разработке различных структур дифференциальных защит с ТР [2—4].

Согласно режиму работы трансреакторов их обмотки в схемах дифференциальных защит могут соединяться последовательно или в звезду. Для дифференциальных защит с последовательным соединением обмоток ТР в дифференциальную цепь [2] или в две группы [3] (группы обмоток ТР, установленных соответственно на питающих и питаемых присоединениях защищаемой электроустановки) характерно образование во вторичных цепях защиты напряжения небаланса. Отстройка от напряжения небаланса, обусловленного неодинаковой степенью насыщения магнитопроводов трансреакторов, затруднена. Свободна от указанного недостатка дифференциальная защита с соединением обмоток трансреакторов в звезду [4].

Отсутствие напряжения небаланса на входах пороговых органов дифференциальной защиты с соединением обмоток трансреакторов в звезду позволяет на основе измерительной схемы этой защиты разработать упрощенные дифференциальные защиты, простые электронные схемы которых, в отличие от приведенных в [2—4], не требуют высокой стабилизации напряжения питания и могут быть включены на напряжение аккумуляторных или даже конденсаторных батарей. Практический интерес к созданию таких защит обусловлен тем, что, обеспечивая требуемые селективность, чувствительность и быстродействие, они могут быть значительно проще и дешевле и иметь существенно лучшие массогабаритные характеристики по сравнению с дифференциальными защитами, имеющими достаточно сложные принципиальные электронные схемы и требующими применения специальных блоков питания.

Вариантами таких упрощенных защит являются дифференциальные защиты участков сети постоянного тока [5, 6]. В первом из этих устройств в качестве пороговых органов используются тиристоры, во втором — герконовые реле. Общим недостатком указанных устройств является потребление ими значительной мощности в ждущем режиме, что затрудняет их питание от аккумуляторных и, тем более, конденсаторных батарей. Кроме того, затруднено их применение для защиты сетей переменного тока.

Рассмотрим упрощенную дифференциальную защиту (рис. 1, а), свободную от указанных выше недостатков. В нормальных нагрузочных режимах защищаемой сети переменного тока, в пусковых режимах защищаемой сети постоянного тока, а также в режиме внешнего к. з. (точка КЗ₁) в каждый момент времени имеются выходные напряжения трансреакторов с разной полярностью относительно точки с. Это обусловлено тем, что в указанных режимах в каждый момент времени токи протекают в зону защиты, ограниченную

местами установки измерительных трансреакторов (рис. 1), и вытекают из нее. При внутреннем к. з. (точка КЗ₂) в каждый момент времени имеются выходные напряжения трансреакторов с одинаковой полярностью относительно точки с. В первом случае на входах транзисторов V₃ и V₄, срабатывающих при разных знаках потенциалов φ_d и φ_f в точках d и f относительно потенциала φ_c точки с, формируются напряжения

$$\begin{aligned} u_{cd} &= \max e_j > 0 \quad (\text{где } j \in K, K \subseteq N); \\ u_{cf} &= \min e_j < 0 \quad (\text{где } j \in N - K). \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь N — количество присоединений защищаемой электроустановки; e_j — э. д. с. j-го трансреактора; j ∈ K — индексы трансреакторов, э. д. с. которых совпадают по направлению с их условным положительным направлением, показанным стрелкой на рис. 1; j ∈ N - K — индексы трансреакторов, э. д. с. которых не совпадают по направлению с условным положительным направлением.

При указанной в выражениях (1) полярности напряжений u_{cd} и u_{cf} открываются без транзистора V₃ и V₄, а реле K₁, K₂ и расцепитель K₃ автоматического выключателя питающего присоединения защищаемой электроустановки не срабатывают. При внутреннем к. з. формируется одно из напряжений.

$$\begin{aligned} u_{cd} &= \max e_j > 0 \quad (\text{где } j \in N, u_{cj} = 0); \\ u_{cd} &= 0; \quad u_{cf} = \min e_j < 0 \quad (\text{где } e_j \in N) \end{aligned} \quad (2)$$

в зависимости от полуволны переменного тока. В этом случае открывается лишь один из транзисторов V₃, V₄, что приводит к срабатыванию реле K₁ (с заданной выдержкой времени), реле K₂ и расцепителя K₃. Выключение реле K₂ осуществляется с помощью размыкающих контактов расцепителя K₃.

Отметим, что выражения (1), (2) справедливы при следующем допущении: диоды выпрямительного моста имеют идеальные характеристики; сопротивления R₁, R₂ удовлетворяют условию работы магнитодиэлектрических датчиков тока в режиме трансреактора (т. е. последние можно считать источниками э. д. с.).

Особый интерес представляет анализ работы рассматриваемой дифференциальной защиты в режиме, когда при к. з. в зоне расходятся векторы токов от нескольких независимых присоединений. Для этого воспользуемся эпюрами (рис. 2), построенными в соответствии с выражениями (1), (2) и при условии, что трансреакторы работают на линейных участках кривой намагничивания их магнитопроводов (т. е. их выходные сигналы имеют синусоидальную форму).

С учетом изложенного в установленном режиме при внутреннем к. з. возможно показанное на рис. 2, а соотношение между э. д. с. трансреакторов e₁ и e₂ на входе многоплечевого выпрямительного моста защиты. Кривые напряжений u_{cd}, u_{cf}, формируемых при этом измерительной схемой защиты (рис. 2, б), построены в соответствии с выражениями (1), (2). В установленном режиме внешнего к. з. возможно показанное на рис. 2, в соотношение между э. д. с. e₃ трансреактора поврежденного присоединения и э. д. с. e₁, e₂ остальных трансреакторов. Кривые напряжений u_{cd}, u_{cf}, форми-

руемых измерительной схемой защиты в режиме внешнего к. з. при сдвиге фаз $\psi = \pi/4$ между э. д. с. e_1, e_2 , а также при $e_1 = e_2, e_3 = -2e_2$ показаны на рис. 2, g и рис. 2, d соответственно.

Анализ приводимых на рис. 2 кривых напряжений u_{cd}, u_{cf} показывает, что в режиме внутреннего к. з. сдвиг фаз ψ между э. д. с. трансреакторов препятствует срабатыванию защиты в течение промежутка времени $\Delta t_l = \psi T / 2\pi$, где T — период переменного тока.

Однако времени $\Delta t_r = T/2 - \Delta t_l = 0,5T(1 - \psi/\pi)$ достаточно для правильного функционирования защиты. При внешних же коротких замыканиях сдвиг фаз токов к. з. не искачет информации (рис. 2, g) о режиме электроустановки. Не искачет информации о режиме внешнего к. з. и неодинаковая степень насыщения магнитопроводов магнитодиэлектрических трансреакторов, поскольку напряжения u_{cd}, u_{cf} в каждый момент времени согласно (1), (2) определяются э. д. с. не более чем одного трансреактора, а погрешность по переходу выходного сигнала магнитодиэлектрического трансреактора через заданный уровень на уровнях от 0 до 10 В, соизмеримых с уставками срабатывания защит, при любой кратности тока к. з. частотой $f = 50$ Гц не превышает 5 % [7].

По сравнению с рассмотренной выше защитой еще более упрощена схема дифференциальной защиты участков сети постоянного тока, в которой в качестве пороговых органов используются герконовые реле K_1 и K_2 (рис. 1, b). Их контакты, соединенные по схеме «исключающее ИЛИ», включены последовательно с обмоткой третьего реле K_3 , срабатывающего с заданной выдержкой времени. Реле K_3 и расцепитель K_4 срабатывают только при внутреннем к. з., т. е. когда в соответствии с изложенным выше срабатывает только один пороговый орган защиты (реле K_1 или реле K_2).

При использовании рассматриваемых дифференциальных защит для защиты электроустановок постоянного тока их выдержка времени $t_{\text{в.в.}}$ (время срабатывания реле K_1 в схеме по рис. 1, a и реле K_3 в схеме по рис. 1, b) выбирается ограничивающей по минимуму условиями отстройки от помех (порядка 1—2 мс). Заметим, что в качестве элементов K_1, K_2 в схеме по рис. 1, a и элементов K_1, K_2, K_3 в схеме по рис. 1, b используются быстродействующие герконовые реле (с быстродействием порядка 1 мс). Время срабатывания реле K_1 в первом устройстве защиты и реле K_3 во втором устройстве (выдержка времени $t_{\text{в.в.}}$) может быть увеличено при включении параллельно с их обмотками конденсаторов C_1 . Уставка срабатывания U_y пороговых органов защиты не должна превышать возникающее через время $t_{\text{в.в.}}$ после к. з. мгновенное значение выходного напряжения трансреактора, обтекаемого заданным минимальным током короткого замыкания, который должна отключать защита. Такой выбор величины U_y обусловлен тем, что выходное напряжение трансреактора (производная первичного тока) имеет максимальное значение в момент возникновения «металлического» к. з., а затем уменьшается по экспоненциальному кривой, как это показано на осциллограммах, приведенных в [4]. Из них видно также, что постоянные времени затухания вторичного напряжения магнитодиэлектрических трансреакторов соизмеримы с постоянными времени нарастания тока к. з. в сетях постоянного тока.

Дифференциальная защита, в которой в качестве пороговых органов используются транзисторы

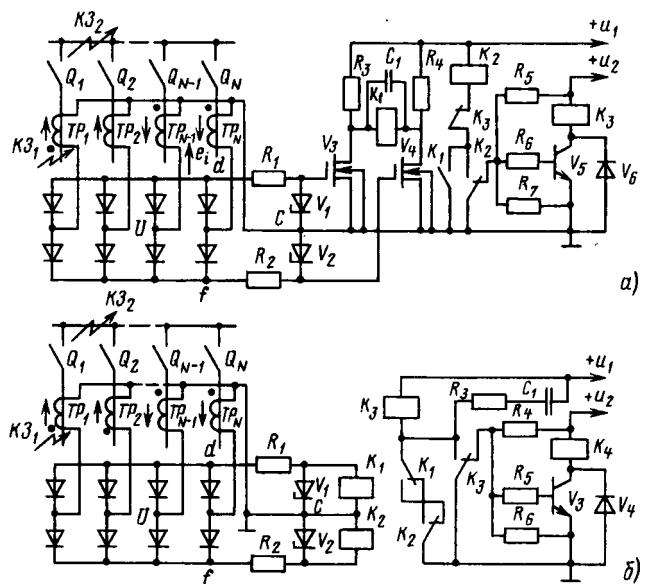


Рис. 1. Схемы упрощенных дифференциальных защит, в которых в качестве пороговых органов используются: a — транзисторы, b — герконовые реле

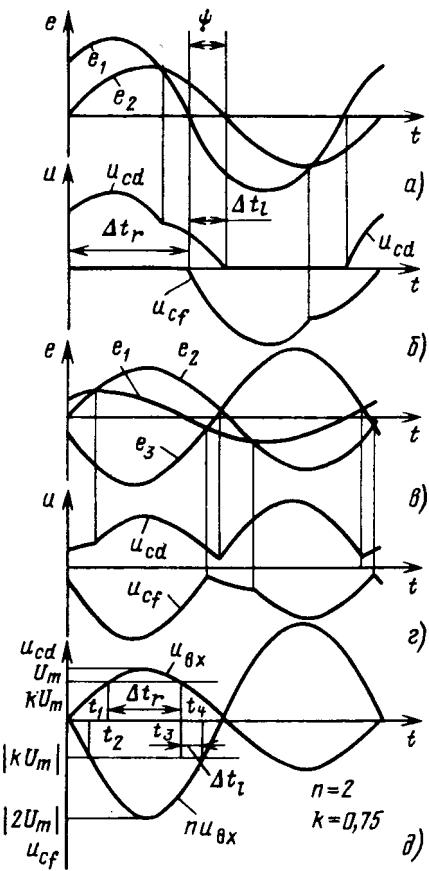


Рис. 2. Эпюры э. д. с. трансреакторов e_1, e_2, e_3 и напряжений u_{cd}, u_{cf} в установленных режимах: внутреннего к. з. при сдвиге фаз $\psi = \pi/4$ (а, б) и внешнего к. з. при сдвиге э. д. с. e_1, e_2 $\psi = \pi/4$ (в, г) и при $e_1 = e_2, e_3 = -2e_2$ (д)

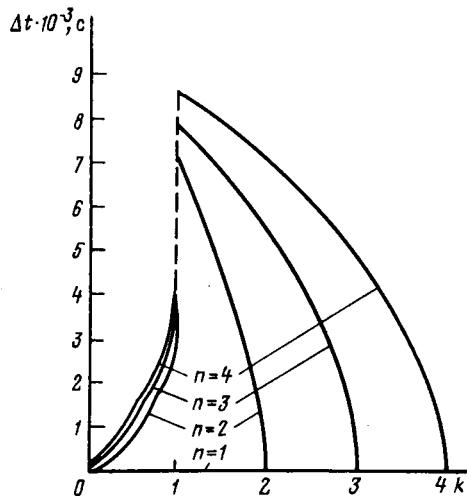


Рис. 3. Кривые зависимостей $\Delta t_l = \Phi(k, n)$ при частоте переменного тока $f=50$ Гц

(рис. 1, а), может быть использована также и для защиты электроустановок переменного тока с большим числом присоединений (сборных шин). Формируемые при этом измерительной схемой защиты сигналы u_{cd} , u_{cf} существенно различаются по величине, и пороговые органы защиты срабатывают и возвращаются в исходное положение в разные моменты времени, что, в свою очередь, может вызвать ложное срабатывание защиты в нормальном нагрузочном режиме или в режиме внешнего к. з. Для исключения ложных срабатываний защиты по указанной причине необходимо установить зависимость времени запаздывания при срабатывании или возврата в исходное состояние одного порогового органа относительно другого от соотношения сигналов на их входах u_{bx} , $n u_{bx}$ ($n \geq 1$) и величины их уставки срабатывания $U_y = k U_{m_{bx}}$ ($0 \leq k \leq n$) (см. рис. 2, д).

При условии, что входные сигналы u_{bx} , $n u_{bx}$ в нормальном нагрузочном режиме электроустановки синусоидальные, моментам срабатывания t_1 и возврата в исходное состояние t_4 первого порогового органа, на вход которого поступает сигнал $n u_{bx}$, соответствуют выражения [8]:

$$t_1 = \frac{1}{2\pi f} \arcsin \frac{k}{n}; \quad t_4 = \frac{1}{2f} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arcsin \frac{k}{n} \right], \quad (3)$$

а моментам срабатывания t_2 и возврата в исходное состояние t_3 второго порогового органа, на вход которого поступает сигнал u_{bx} , (при $0 < k < 1$) — выражения

$$t_2 = \frac{1}{2\pi f} \arcsin k; \quad t_3 = \frac{1}{2f} \left[1 - \frac{1}{\pi} \arcsin k \right], \quad (4)$$

где f — частота переменного тока.

Время запаздывания срабатывания второго порогового органа относительно первого или при возврате в исходное состояние первого относительно второго, т. е. время «ложной» информации на входе логической части защиты (на обмотке реле K_1), согласно (3), (4), определяется выражением

$$\Delta t_l = t_2 - t_1 = \frac{1}{2\pi f} \left[\arcsin k - \arcsin \frac{k}{n} \right] \quad (5)$$

Промежутку времени, в течение которого на входе логической части защиты имеет место «достоверная» информация, соответствует выражение

$$\Delta t_r = t_3 - t_2 = \frac{1}{2f} \left[1 - \frac{2}{\pi} \arcsin k \right]. \quad (6)$$

С учетом (3) — (6) можно получить при $k=0$:

$$t_1 = t_2 = 0; \quad t_3 = t_4 = \frac{1}{2f}; \quad \Delta t_l = 0; \quad \Delta t_r = \frac{1}{2f}. \quad (7)$$

При $k=1$ считая, что второй пороговый орган срабатывает и практически мгновенно возвращается в исходное состояние, время Δt_l определим по выражению

$$\Delta t_l = t_2 - t_1 = \frac{1}{4f} \left[1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{k}{n} \right], \quad (8)$$

а при $1 < k < n$, когда срабатывает один пороговый орган, а второй не срабатывает, имеем

$$\Delta t_l = t_4 - t_1 = \frac{1}{2f} \left[1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{k}{n} \right]. \quad (9)$$

Выражения (5), (7) — (9), устанавливающие зависимость времени Δt_l от соотношения синусоидальных входных сигналов пороговых органов и их уставки срабатывания (от n и k), могут быть использованы для расчета рабочих параметров (уставок срабатывания пороговых органов и выдержек времени) дифференциальной защиты с трансреакторами. Кривые зависимости $\Delta t_l = \Phi(k, n)$ при $f=50$ Гц приведены на рис. 3, из которого видно, что уставку срабатывания U_y пороговых органов целесообразно выбирать такой, чтобы она удовлетворяла соотношению $0 < k < 0,75$, поскольку при этом время «ложной» информации Δt_l зависит от n (соотношения входных сигналов пороговых органов) значительно меньше, чем при $k > 0,75$.

На основе использования полученных выражений и с учетом того, что значения k и n в пусковых режимах защищаемой электроустановки уменьшаются по сравнению с ее номинальным нагрузочным режимом (за счет увеличения входных сигналов пороговых органов защиты), предлагается рассчитывать рабочие параметры рассматриваемой дифференциальной защиты электроустановок с большим числом присоединений N следующим образом. За исходные данные при расчете принимаются: номинальные токи питающих и питаемых присоединений защищаемой электроустановки; коэффициент преобразования трансреакторов k_{np} и максимальное значение его погрешности η на линейном участке кривой намагничивания магнитопроводов трансреакторов.

С учетом коэффициента k_{np} и известных номинальных токов присоединений защищаемой электроустановки рассчитываются выходные напряжения трансреакторов, обтекаемых этими токами. При количественном анализе выходных напряжений трансреакторов определяется максимально возможное по модулю соотношение между двумя из них (u_j и $u_k = n_{max} u_j$; $j, k \in N$). Уставка срабатывания пороговых органов выбирается равной

$$U_y = k(1-\eta) U_{m_j}, \quad k \approx 0,5. \quad (10)$$

Выдержку времени защиты следует выбирать из условия

$$t_{v.v} = k_n \Delta t_{l_{max}}, \quad (11)$$

где $\Delta t_{l_{max}}$ — максимальное из трех возможных значений Δt_l , определяемых по (5), (8), (9) и соответствующих выбранному значению k и значению n_{max} ; $k_n = 1,2 \div 1,3$ — коэффициент надежности.

Выдержка времени $t_{v.v}$, выбираемая согласно (11), обеспечивает высокое (порядка 2—3 мс) быстродействие

вие рассматриваемой защиты, позволяющее ей срабатывать при внутренних к. з. до протекания токов отсоса асинхронных двигателей через 2—3 периода после возникновения замыкания [9].

В соответствии с рис. 3 величина Δt_l , соответствующая одному и тому же значению $k < 1$, при увеличении n возрастает незначительно. Так, согласно (5), при $f = 50$ Гц и $k = 0,5$ для двух значений $n = 10$ и $n = 20$ имеют место значения Δt_l , равные соответственно 1,5 мс и 1,6 мс.

Следует отметить, что в выражении (11) не учитывается явно угловая погрешность трансреакторов и погрешность по переходу их выходных сигналов через заданный уровень, если не считать, что они могут быть учтены выбором соответствующего значения коэффициента k_n . В [7] показано, что угловую погрешность магнитодиэлектрических трансреакторов можно считать практически нулевой, а погрешность δ_h по переходу их выходных сигналов через заданный уровень h при любой кратности тока к. з. частотой $f = 50$ Гц не превышает 0,3 мс на уровне $h = 10$ В, соизмеримом с уставками срабатывания пороговых органов защиты. Кроме того, влияние погрешности δ_h на неодновременное срабатывание пороговых органов защиты значительно уменьшается при к. з., так как в этом случае выходные сигналы трансреакторов значительно превышают уставку срабатывания пороговых органов (т. е. $k \rightarrow 0$). И тем не менее, если расчеты для какого-то типа используемых трансреакторов покажут необходимость учета этих погрешностей, это можно сделать выбором в (11) соответствующего значения k_n .

В заключение следует отметить, что рассматриваемые дифференциальные защиты с трансреакторами не только значительно проще по своей структуре по сравнению с защитами [2—4] и, тем более, с защитами электроустановок постоянного тока, в которых используются датчики тока, выполненные на принципе измерения тока (например, магнитные усилители), но и позволяют обеспечить более высокую, чем последние из указанных защит, чувствительность к внутренним дуговым коротким замыканиям, сопровождающимся

большим остаточным напряжением на дуге и наличием токов «отсоса». Обусловлено это тем, что в начальный момент дугового к. з. токи отсоса снижаются, поскольку остаточное напряжение на дуге меньше номинального напряжения, а знаки их производных (полярности выходных напряжений трансреакторов, обтекаемых этими токами) соответствуют при этом режиму внутреннего к. з.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исследование характеристик датчиков тока для релейной защиты с сердечниками из магнитодиэлектриков / Ю. Г. Жуковский, И. И. Калинин, В. В. Михайлов, В. А. Мичурин.— Изв. вузов. Электромеханика, 1978, № 1.
2. Шумский А. Л. Дифференциально-фазная защита с трансреакторами для автономных электроустановок.— Изв. вузов. Энергетика, 1986, № 2.
3. Михайлов В. В., Шумский А. Л. Дифференциально-фазная защита на датчиках тока с магнитодиэлектрическими сердечниками.— Изв. вузов. Энергетика, 1982, № 1.
4. Михайлов В. В., Шумский А. Л., Ткаченко Г. И. Дифференциально-фазная защита с магнитодиэлектрическими преобразователями тока для автономных электроустановок.— Электричество, 1983, № 8.
5. А. с. 964839 (СССР) Устройство для дифференциальной защиты участков сети постоянного тока / А. Л. Шумский, В. Р. Проус, В. Д. Рубинович и др. Опубл. в Б. И., 1982, № 37.
6. А. с. 1179470 (СССР) Устройство для дифференциальной защиты участков сети постоянного тока / А. Л. Шумский, Е. Н. Габов, И. А. Сизов, А. П. Иванжин. Опубл. в Б. И., 1985, № 34.
7. Шумский А. Л., Зубкова В. А. Сравнительный анализ погрешностей магнитодиэлектрических датчиков тока и трансформаторов тока со стальным магнитопроводом. Деп. рукопись.— М.: ЦНИИНТИ, 1982, № ДР-291.
8. Шумский А. Л. Выбор уставок срабатывания дифференциально-фазной защиты на магнитодиэлектрических датчиках тока.— Деп. рукопись.— М.: ЦНИИНТИ, 1982, № ДР-266.
9. Кужеков С. Л., Кудин В. Г. Чувствительность, быстродействие и угол блокировки дифференциально-фазных защит шин.— Электрические станции, 1974, № 6.

[02.10.87]

УДК 621.315.55.014.12:538.311.001.24

Нестационарный поверхностный эффект в цилиндрических токопроводах с грозовым импульсом тока

БАРАНОВ М. И., канд. техн. наук, БОНДИНА Н. Н., инж.

Харьковский политехнический институт

В высоковольтных воздушных и кабельных линиях электропередачи (ЛЭП) и высоковольтных испытательных установках (ВИУ) в качестве токоведущих частей широко применяются витые многожильные, сплошные и трубчатые цилиндрические токопроводы, соединяющие источники напряжения с потребителями электроэнергии (нагрузками) [1, 2]. Известно, что токопроводы ЛЭП и ВИУ могут работать в условиях воздействия

грозовых импульсов тока и напряжения (например, в случаях прямого удара молнии в ЛЭП [1] или имитации в разрядной цепи ВИУ грозовых импульсов тока и напряжения для испытания электрооборудования объектов [3]), амплитудно-временные характеристики которых носят вероятностный характер [4]. Поэтому на практике возникают задачи, связанные как с оценкой стойкости к воздействию грозовых импульсов тока со-

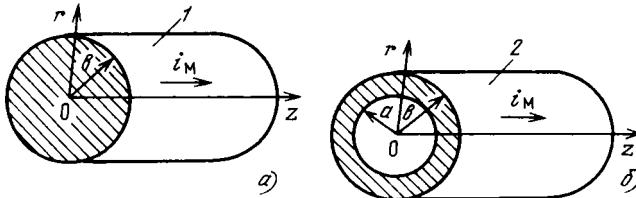


Рис. 1. Расчетные конструкции цилиндрических токопроводов с грозовым импульсом тока (стрелками показано направление протекания тока): а — сплошной токопровод; б — трубчатый токопровод

ставных частей (в том числе и токоведущих) ЛЭП, ВИУ и уровня их грозоупорности, так и защитой источников напряжения (подстанций) от грозовых перенапряжений. В связи с этим необходимо рассчитывать, в частности, токораспределения и тепловые поля в цилиндрических токопроводах ЛЭП и ВИУ с учетом импульсной диффузии в них электромагнитного поля грозовых разрядов, их электрические параметры (активное сопротивление, индуктивность, емкость, волновое сопротивление) в импульсном режиме работы, процесс распространения импульсных волн по линии с учетом их искажения и затухания вследствие потерь из-за проявления скин-эффекта в токопроводах, наводимые напряжения в линиях и цепях электрооборудования объектов от протекания по их токопроводам грозовых импульсов тока.

С учетом изложенного на стадии проектирования и при анализе переходных электромагнитных процессов в ЛЭП и ВИУ одной из задач является исследование проникновения электромагнитного поля грозовых импульсов тока в сплошные и трубчатые цилиндрические токопроводы их токоведущих частей. В [5] приведен расчет нестационарного поверхностного эффекта в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током, изменяющимся во времени по закону экспоненциально затухающей синусоиды. Результаты расчета нестационарного скин-эффекта в рассматриваемых токопроводах ЛЭП и ВИУ с грозовым импульсом тока не известны.

Рассмотрим прямолинейные сплошной (рис. 1, а) и трубчатый (рис. 1, б) цилиндрические токопроводы круглого поперечного сечения, испытывающие воздействие принятого в действующих нормах по испытаниям объектов на молниестойкость стандартного грозового импульса тока, форма которого во времени t может быть приближенно выражена аналитически в виде [6]:

$$i_m(t) = I_m \beta [\exp(-\alpha_1 t) - \exp(-\alpha_2 t)], \quad (1)$$

где I_m — амплитудное значение грозового импульса тока; α_1, α_2 — коэффициенты формы импульса, приближенно определяемые из соотношений $\alpha_1 = 0,7/\tau_\mu$, $\alpha_2 = 3,25/\tau_\phi$ и уточняемые по известной методике [7]; τ_ϕ, τ_μ — соответственно длительность фронта и длительность грозового импульса тока по ГОСТ 1516.2-76; $\beta = [(a_1/a_2)^{\alpha_1/(a_2-a_1)} - (a_1/a_2)^{\alpha_2/(a_2-a_1)}]^{-1}$ — нормирующий множитель.

Используя результаты работы [7], можно показать, что для импульсной волны тока с отношением временных характеристик $\tau_\phi/\tau_\mu = 2/50$ мкс, используемой, например, для испытания на молниестойкость летательных аппаратов, соответствующие ей параметры принимают значения $\alpha_1 = 1,380 \cdot 10^4$ с⁻¹, $\alpha_2 = 1,6248 \cdot 10^6$ с⁻¹, $\beta = 1,050$. Отметим, что приведенный в виде выражения

(1) закон изменения грозового импульса тока при соответствующем выборе значений параметров I_m, α_1, α_2 и β , определяющих амплитудно-временные характеристики импульсной волны, удовлетворяет требованиям действующих норм по испытаниям объектов на молниестойкость как во времени нарастания и спада, так и к крутизне импульса тока молнии. Поэтому указанное аналитическое представление формы волны грозового импульса тока может быть использовано в качестве исходных данных для решения сформулированной задачи. Примем, что удельная электропроводность γ и магнитная проницаемость μ материала токопроводов не зависят от амплитудно-временных параметров грозового импульса тока ($\gamma = \text{const}$, $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м). Для определения неустановившихся значений напряженностей азимутального магнитного и аксиального электрического E_z полей в расчетных конструкциях токопроводов воспользуемся известным методом, основанным на определении реакции электрической цепи при внезапном воздействии на нее единичного ступенчатого импульса тока (единичной функции Хевисайда) и применении формул наложения [8].

Сплошной токопровод. Из расчетов с учетом результатов [5] следует, что магнитная составляющая реакции сплошного цилиндрического токопровода на воздействие единичного ступенчатого импульса аксиального тока имеет вид:

$$A_1(r^*, t) = (2\pi b)^{-1} \left[r^* + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k1}t) J_1(y_k r^*)}{y_k J_0(y_k)}, \quad (2)$$

где $p_{k1} = -\frac{y_k^2}{\mu b^2}$; y_k — корни уравнения $J_1(y) = 0$ [9]; $r^* = r/b$; J_0, J_1 — функции Бесселя 1-го рода нулевого и первого порядков.

Для электрической составляющей реакции сплошного цилиндрического токопровода на воздействие единичного ступенчатого импульса аксиального тока получаем:

$$A_2(r^*, t) = (\pi b^2 \gamma)^{-1} \left[1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k1}t) J_0(y_k r^*)}{J_0(y_k)} \right]. \quad (3)$$

Опуская промежуточные расчеты, связанные с вычислением интеграла Дюамеля [8] с помощью формул (1)–(3), определим при воздействии на сплошной цилиндрический токопровод грозового импульса тока (1) результаты импульсного проникновения в него напряженностей магнитного и электрического полей, соответствующих рассматриваемому токовому воздействию, в следующем безразмерном виде:

$$H_{\theta 1}^*(r^*, t^*) = r^* [\exp(-\alpha_1^* t^*) - \exp(-\alpha_2^* t^*)] + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \psi_k(t^*) W_k(r^*); \quad (4)$$

$$E_{z1}^*(r^*, t^*) = \exp(-\alpha_1^* t^*) - \exp(-\alpha_2^* t^*) + \sum_{k=1}^{\infty} \psi_k(t^*) V_k(r^*), \quad (5)$$

где

$$H_{\theta 1}^*(r^*, t^*) = 2\pi b H_{\theta 1}(r^*, t^*) / \beta I_m;$$

$$E_{z1}^*(r^*, t^*) = \pi b^2 \gamma E_{z1}(r^*, t^*) / \beta I_m;$$

$$\psi_k(t^*) = \frac{\exp(-\alpha_1^* t^*) - \exp(p_{k1}^* t^*)}{1 + p_{k1} \alpha_1^*} -$$

$$\frac{\exp(-\alpha_1^* t^*) - \exp(\alpha_2^* t^*)}{1 + p_{k1} \alpha_2^{-1}}; \quad W_k(r^*) = \frac{J_1(y_k r^*)}{y_k J_0(y_k)};$$

$$V_k(r^*) = \frac{J_0(y_k r^*)}{J_0(y_k)}; \quad p_{k1}^* = -\frac{y_k^2 t_0}{\mu \gamma b^2}; \quad \alpha_1^* = \alpha_1 t_0; \quad \alpha_2^* = \alpha_2 t_0;$$

$t^* = t/t_0$; t_0 — базисное значение времени t .

Трубчатый токопровод. Аналогично (2) для магнитной составляющей реакции трубчатого цилиндрического токопровода на воздействие единичного ступенчатого импульса аксиального тока имеем:

$$A_3(r^*, t^*) = (2\pi b)^{-1} \left\{ M(r^*) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k2} t^*)}{x_k \Pi_k} \times \right. \\ \left. \times [J_1(x_k) N_1(\alpha x_k) - J_1(\alpha x_k r^*) N_1(x_k)] \right\}, \quad (6)$$

$$\text{где } M(r^*) = \frac{(r^*)^2 \alpha^2 - 1}{r^*(\alpha^2 - 1)}; \quad p_{k2} = -\frac{\alpha^2 x_k^2}{\mu \gamma b^2};$$

$$\Pi_k = J_0(x_k) N_1(\alpha x_k) + \alpha [J_1(x_k) N_0(\alpha x_k) - J_0(\alpha x_k) N_1(x_k)] - J_1(\alpha x_k) N_0(x_k);$$

$\alpha = b/a$; x_k — корни уравнения $J_1(x) N_1(\alpha x) - J_1(\alpha x) N_1(x) = 0$ [10]; N_0 , N_1 — функции Бесселя 2-го рода нулевого и первого порядков.

Выражение для электрической составляющей реакции трубчатого цилиндрического токопровода на воздействие единичного ступенчатого импульса аксиального тока примет вид:

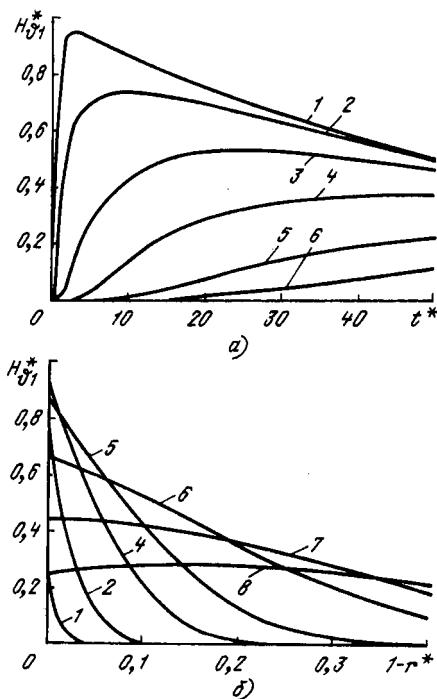


Рис. 2. Распределение напряженности магнитного поля грозового импульса тока в сплошном цилиндрическом токопроводе ($b = 5 \cdot 10^{-3}$ м; $\gamma = 3,47 \cdot 10^7$ См/м; $t_0 = 1 \cdot 10^{-6}$ с; $k = 200$). а — временное: 1 — $1-r^*=0$; 2 — 0,03; 3 — 0,1; 4 — 0,2; 5 — 0,35; 6 — 0,5; б — радиальное: 1 — $t^*=0,2$; 2 — 0,3; 3 — 0,4; 4 — 0,5; 5 — 0,6; 6 — 0,7; 7 — 100.

$$A_4(r^*, t) = \alpha (\pi b^2 \gamma)^{-1} \left\{ S(\alpha) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\exp(p_{k2} t)}{\Pi_k} \times \right. \\ \left. \times [J_1(x_k) N_0(\alpha x_k r^*) - J_0(\alpha x_k r^*) N_1(x_k)] \right\}, \quad (7)$$

где $S(\alpha) = \alpha (\alpha^2 - 1)^{-1}$.

На основании формул (1), (6) и (7) при помощи интеграла Диомеля получаем следующие выражения в безразмерном виде для расчета напряженностей магнитного и электрического полей в стенке трубчатого цилиндрического токопровода при воздействии на него грозового импульса тока (1):

$$H_{02}^*(r^*, t^*) = M(r^*) [\exp(-\alpha_1^* t^*) - \exp(-\alpha_2^* t^*)] + \\ + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \varphi_k(t^*) F_k(r^*), \quad (8)$$

$$E_{z2}^*(r^*, t^*) = S(\alpha) [\exp(-\alpha_1^* t^*) - \exp(-\alpha_2^* t^*)] + \\ + \sum_{k=1}^{\infty} \varphi_k(t^*) G_k(r^*), \quad (9)$$

$$\text{где } H_{02}^*(r^*, t^*) = 2\pi b H_{02}(r^*, t^*) / \beta I_m;$$

$$E_{z2}^*(r^*, t^*) = \pi b^2 \gamma E_{z2}(r^*, t^*) / \alpha \beta I_m;$$

$$\varphi_k(t^*) = \frac{\exp(-\alpha_1^* t^*) - \exp(p_{k2}^* t^*)}{1 + p_{k2} \alpha_1^{-1}} - \frac{\exp(-\alpha_2^* t^*) - \exp(p_{k2}^* t^*)}{1 + p_{k2} \alpha_2^{-1}},$$

$$p_{k2}^* = -\frac{\alpha^2 x_k^2 t_0}{\mu \gamma b^2}; \quad F_k(r^*) = \frac{J_1(x_k) N_1(\alpha x_k r^*) - J_1(\alpha x_k r^*) N_1(x_k)}{x_k \Pi_k};$$

$$G_k(r^*) = \frac{J_1(x_k) N_0(\alpha x_k r^*) - J_0(\alpha x_k r^*) N_1(x_k)}{\Pi_k}.$$

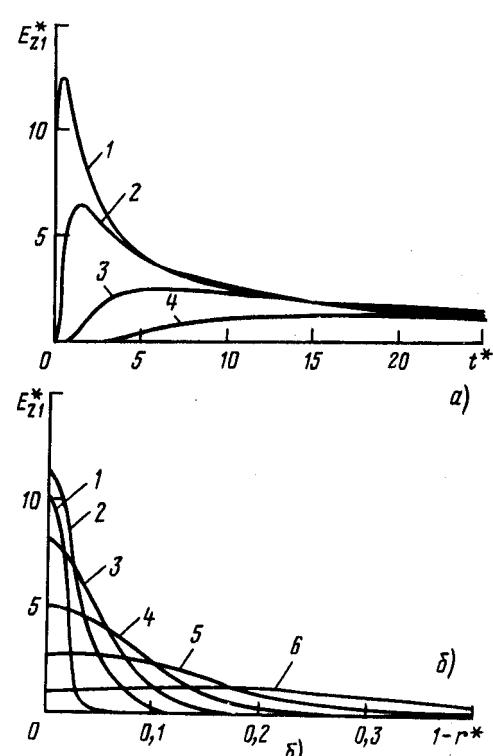


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля для случая, указанного на рис. 2

Особенности нестационарного скин-эффекта. На рис. 2, 3 показаны определенные с помощью численных расчетов на ЭВМ ЕС-1061 по формулам (4), (5) изменения напряженностей магнитного и электрического полей в сплошном цилиндрическом токопроводе при воздействии на него стандартного грозового импульса тока 2/50 мкс с параметрами $\alpha_1 = 1,38 \cdot 10^4 \text{ с}^{-1}$, $\alpha_2 = 1,6248 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$ и $\beta = 1,05$ в зависимости от безразмерного времени t^* и относительной координаты точек поперечного сечения токопровода $1 - r^*$. Суммарные затраты машинного времени на указанные расчеты составили примерно 30 мин. Численный анализ сходимости рядов по формулам (4), (5), (8) и (9) показывает, что погрешность расчетов мгновенных значений напряженностей импульсного электромагнитного поля в практическом диапазоне изменения параметров $b = (2,5 \div 50) \cdot 10^{-3} \text{ м}$ и $a = 1,05 \div 1,5$ при $k = 200$ для сплошного и при $k = 100$ для трубчатого токопроводов составляет менее 1 %. При этом максимальная погрешность расчетов H_θ и E_z наблюдается на фронте импульсов полей. Причем, как и в случае токового воздействия, изменяющегося во времени по закону экспоненциально затухающей синусоиды [5], ряды или $H_{\theta 1}^*$ и $H_{\theta 2}^*$ сходятся быстрее, чем для E_{z1}^* и E_{z2}^* . Из кривых видно, что при проникновении в глубь цилиндрического токопровода импульсов магнитного и электрического полей, вызванных протеканием по токопроводу грозового импульса тока в виде (1), происходит их ослабление по амплитуде и изменение по форме. При этом униполярная форма проникающих импульсов поля сохраняется, длительность их фронта по мере проникновения возрастает, т. е. фронт сглаживается, а амплитудные значения смещаются в сторону спада импульсов внешнего полевого воздействия. В результате высшие частоты из спектра грозовых импульсов тока не проходят во внутренние слои токопровода.

Анализ зависимостей на рис. 2, а и 3, а показывает, что при воздействии стандартного грозового импульса тока 2/50 мкс на сплошной цилиндрический токопровод напряженность аксиального электрического поля в нем по сравнению с напряженностью азимутального магнитного поля характеризуется большей скоростью нарастания и спада. Из кривых на рис. 2, б и 3, б следует, что в импульсном режиме напряженность аксиального

электрического поля затухает по толщине цилиндрического токопровода быстрее, чем напряженность азимутального магнитного поля. Импульсное электромагнитное поле грозового импульса тока в виде (1) практически «полностью» затухает в исследуемом сплошном цилиндрическом токопроводе на глубине $1 - r^* \approx 0,5$.

Выводы. Полученные формулы (4), (5), (8) и (9) позволяют производить расчеты нестационарного поверхностного эффекта в сплошном и трубчатом цилиндрических токопроводах токоведущих частей ЛЭП и ВИУ, подверженных воздействию грозового импульса тока согласно действующим нормам по испытаниям объектов на молниестойкость.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника высоких напряжений/Под ред. М. В. Костенко.— М.: Высшая школа, 1973.
2. Баранов М. И., Кузнецов С. А. Расчет электрических параметров многопроводных линий высоковольтных испытательных установок.— Электричество, 1988, № 8.
3. Кужекин И. П. Испытательные установки и измерения на высоком напряжении.— М.: Энергия, 1980.
4. Разевиг Д. В. Атмосферные перенапряжения на линиях электропередачи.— М.—Л.: Госэнергоиздат, 1959.
5. Баранов М. И., Белый И. В., Хименко Л. Т. Поверхностный эффект и распределение электродинамических усилий в цилиндрических токопроводах коаксиальной системы с импульсным током.— Электричество, 1976, № 10.
6. Кравченко В. И., Болотов Е. А., Летунова Н. И. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи.— М.: Радио и связь, 1987.
7. Лоханин А. К., Иванова Н. С. Соотношения между расчетными параметрами импульсной волны.— Электричество, 1986, № 12.
8. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров: Пер. с франц./Под общей ред. К. С. Шифрина.— М.: Наука, 1965.
9. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции.— М.: Наука, 1964.
10. Баранов М. И., Бондина Н. Н. О применении и численном решении некоторых типов специальных уравнений в теории расчета электротехнических устройств с импульсными электромагнитными полями.— Теоретическая электротехника, 1988, № 44.

[30.01.89]

УДК 621.316.925.001.57

Физическое моделирование параметрического резонанса на второй гармонике для анализа работы релейной защиты ВЛ

ЛЕВИУШ А. И., КАТУНЯН В. И., ТРАВИНА Ю. Я.

Постановка задачи. Для исследования работы релейной защиты и линейной автоматики (РЗЛА) в случае возникновения параметрического резонанса на второй гармонике при включении передачи на холостой ход целесообразно смоделировать этот процесс на электродинамической модели (ЭДМ). Это также позволит исследовать процессы, возникающие при включении ВЛ с развиившимся параметрическим резонансом под нагрузку. Особо следует отметить возможность проверки работы защиты от повышения напряжения в указанных режимах. Моделирование параметрического резонанса на ЭДМ позволит найти и проверить решения, обеспечивающие правильную работу РЗЛА в этих режимах. Кроме того, физическое

моделирование ВЛ с развиившимся параметрическим резонансом под нагрузку. Особо следует отметить возможность проверки работы защиты от повышения напряжения в указанных режимах. Моделирование параметрического резонанса на ЭДМ позволит найти и проверить решения, обеспечивающие правильную работу РЗЛА в этих режимах. Кроме того, физическое

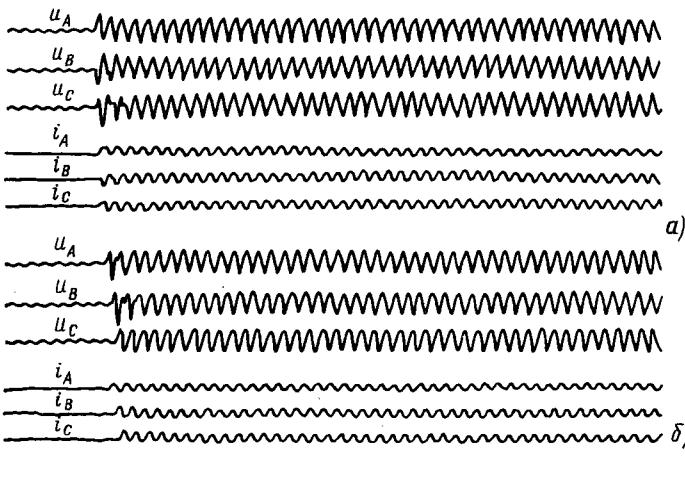


Рис. 1. Осциллограммы напряжений и токов реакторов на неизключенном конце при включении ВЛ СВН на холостой ход: а — одновременное включение всех трех фаз при $\Phi_{\text{вкл}} A = 0^\circ$; б — включение каждой фазы в момент прохождения ее напряжения через максимум

моделирование переходного процесса параметрического резонанса на ЭДМ позволяет подтвердить правильность основных положений, принятых при его математическом моделировании [1].

Следует сразу оговориться, что физическое моделирование параметрического резонанса на ЭДМ, позволяя прояснить физические представления и отработать решения для устройств релейной защиты, не дает возможности делать количественные оценки, например, в области перенапряжений.

Физическое моделирование режима параметрического резонанса на ЭДМ. Первая задача состояла в том, чтобы привести в соответствие характеристику намагничивания модельного автотрансформатора с характеристикой намагничивания реального автотрансформатора сверхвысокого напряжения (СВН). Для этого пришлось уменьшить число витков обмотки высокого напряжения (ВН) модели автотрансформатора для того, чтобы характер кривой намагничивания последнего был идентичен кривой намагничивания $\psi = f(i_{\text{нам}})$ автотрансформатора СВН.

Был рассчитан такой реактанс системы (X_c), при котором собственная частота свободных колебаний при включении ВЛ СВН длиной 500 км на холостой ход составляла 100 Гц (см. [1]). Осциллограмма напряжений и токов при одновременном включении всех трех фаз ВЛ на холостой ход приведена на рис. 1, а; фаза А включается в момент прохождения напряжения через нуль ($\Phi_{\text{вкл}} A = 0^\circ$). ВЛ моделируется звенями, соответствующими участкам линии длиной 50 км. Воздушные реакторы полностью компенсируют емкостной ток ВЛ.

Следует отметить, что на основе такого физического моделирования можно только качественно воспроизвести картину параметрического резонанса, поскольку на ЭДМ значительно ниже добротность элементов. Резонанс начинается и кончается значительно раньше, чем на реальной электропереходе.

Включение ВЛ пофазно с углом 90° . В соответствии с предложением [1] проверялось пофазное включение ВЛ (без подмагничивания автотрансформатора) с углом 90° (рис. 1, б). Включение в за-

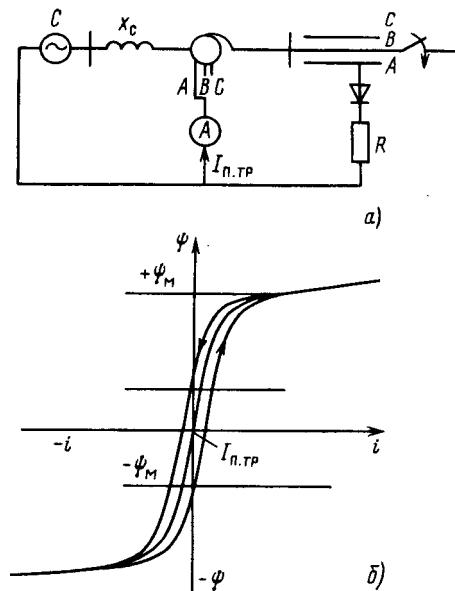


Рис. 2. а — схема введения подмагничивания сердечника автотрансформатора; б — несимметричное подмагничивание сердечника

данную фазу осуществлялось специальным тиристорным устройством. Параметрического резонанса не наблюдалось, поскольку нет апериодической составляющей в токах реакторов.

Метод последовательных установившихся режимов. Для того чтобы исследовать рассматриваемый процесс, получить различный установившийся уровень второй гармоники, а также иметь возможность проверки РЗЛА, был использован метод последовательных установившихся режимов [2].

Из приведенного в [1] анализа следует, что автотрансформатор с ферромагнитным сердечником перемагничивается одновременно двумя полями; апериодическим и периодическим. Так как постоянная времени апериодической составляющей составляет десятки секунд, апериодический процесс намагничивания можно принимать квазистатическим и представлять его как ряд последовательных во времени статических состояний. Одним из достоинств метода представления переходного режима временной последовательностью установившихся режимов является то, что можно измерить уровень второй гармоники по отношению к первой в установившемся режиме. Постоянную индукцию в автотрансформаторе можно определить по [1] и в соответствии с ней определить подмагничающий ток. Подмагничающий ток можно получить по схеме на рис. 2, а и измерить с помощью магнитоэлектрического прибора, включенного в фазу А автотрансформатора со стороны нейтрали. Индуктивность ветви намагничивания модельного автотрансформатора составляет приблизительно 1,5 Гн, постоянная времени не менее 0,15 с, т. е. при пульсирующем токе через диод соответствующая ему составляющая тока через автотрансформатор будет практически постоянна. Несимметричное подмагничивание автотрансформатора, необходимое для появления параметрического резонанса, иллюстрируется на рис. 2, б.

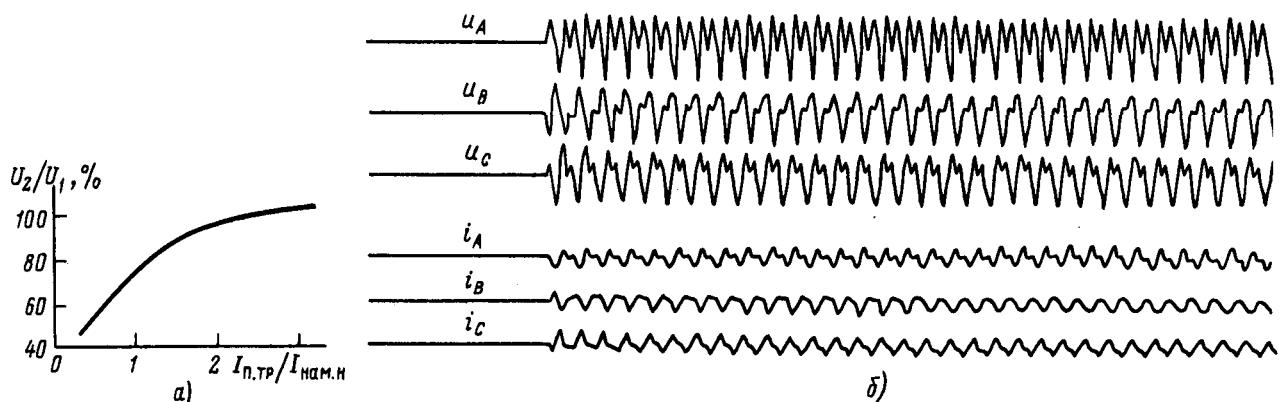


Рис. 3. а — зависимость уровня второй гармоники от тока подмагничивания автотрансформатора при включении ВЛ СВН на холостой ход; б — осциллограмма напряжений и токов реакторов на невключенным конце при включении ВЛ СВН на холостой ход и для значения тока подмагничивания сердечника автотрансформатора, соответствующего $I_{\text{п.тр}}/I_{\text{нам.н}}=2,8$

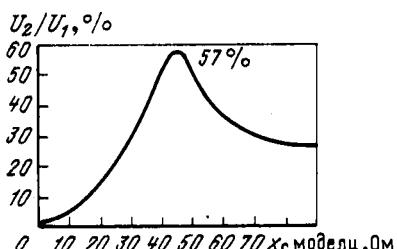


Рис. 4. Зависимость уровня второй гармоники при включении ВЛ СВН на холостой ход от реактанса системы (X_c модели) для значения тока подмагничивания сердечника автотрансформатора, соответствующего $I_{\text{п.тр}}/I_{\text{нам.н}}=0,5$

Каждому значению подмагничивающего тока автотрансформатора ($I_{\text{п.тр}}$) на модели будет отвечать соответствующий уровень второй гармоники (рис. 3, а). Осциллограммы напряжений и токов на отключенном конце линии соответствуют току подмагничивания $I_{\text{п.тр}}=2,8 I_{\text{нам.н}}$ и приведены на рис. 3, б, где $I_{\text{нам.н}}$ — номинальный ток намагничивания модели автотрансформатора.

Для оценки реальности соотношения между $I_{\text{п.тр}}$ и $I_{\text{нам.н}}$ следует сказать, что для ВЛ 750 кВ длиной 400 км суммарный ток реакторов при почти 100 %-ной компенсации составляет примерно 720 А, а $I_{\text{нам.н}}$ трансформатора — порядка 10 А. Ток $I_{\text{п.тр}}$ определяется суммарным током реакторов, но при этом следует учитывать, что соответствующая ему апериодическая составляющая тока реакторов подмагничивает магнитопровод силового трансформатора по мере его насыщения апериодической составляющей напряжения в ходе переходного процесса (0,15—0,3 с).

Что касается уровня второй гармоники на рис. 3, б, то он невелик, так как в этом случае степень компенсации емкостного тока реакторами составляла 0,6. При 100 %-ной компенсации и резонансных условиях характер кривых, полученных на действующих объектах, приближается к показанному на рис. 3, б.

Резонансная кривая. На модели снималась резонансная кривая при подмагничивающем токе автотран-

сформатора, соответствующем соотношению $I_{\text{п.тр}}/I_{\text{нам.н}}=0,5$ (рис. 4). Правая ветвь кривой получается при собственной частоте линейной системы ниже 100 Гц, и начавшиеся колебания «подтягиваются» к 100 Гц. Левая ветвь соответствует собственной частоте линейной системы выше 100 Гц. Ход резонансных кривых на математической и физической моделях совпадает, однако из-за низкой добротности элементов модели кривые не имеют ярко выраженного резонансного характера.

Замыкание линии в транзит. При замыкании линии, на которой имел место параметрический резонанс на холостом ходу (с подмагничиванием автотрансформатора), повышается частота собственных колебаний. При этом происходит резкое увеличение частоты свободных колебаний и параметрический резонанс на второй гармонике расстраивается.

В заключение отметим, что на электродинамической модели во ВНИИЭ проводились испытания панелей высокочастотной защиты ВЛ 750 кВ типа ПДЭ 2003 во всех указанных режимах; результаты испытаний в данной статье не приводятся.

Выводы. Физическое моделирование процессов параметрического резонанса на второй гармонике на электродинамической модели подтверждает правильность основных положений, принятых при его математическом моделировании, а также позволяет проводить исследования и разработку устройств релейной защиты и линейной автоматики путем проведения испытаний аппаратуры РЗА в указанных выше режимах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Левиуш А. И., Катунян В. И. Исследование на математической модели параметрического резонанса на второй гармонике для анализа работы релейной защиты ВЛ. — Электричество, 1990, № 1.
- Стогний Б. С. Теория высоковольтных измерительных преобразователей переменного тока и напряжения. — Киев: Наукова думка, 1984.

{25.04.89}

Анализ пусковых режимов работы электропередачи постоянного тока с автономным инвертором напряжения

ПРЕОБРАЖЕНСКИЙ А. С., инж., САРИЕВ И. С., канд. техн. наук, ТОПЕЛЬБЕРГ В. В., канд. техн. наук

Автономные электропередачи постоянного тока (ППТ) малой мощности (3—20 МВт) позволяют существенно повысить технико-экономические показатели энергосетей, сооружаемых в районах с тяжелыми природными условиями [1]. Первой такой электропереходной является ППТ Тюя-Ашу — Сусамыр (3,2 МВт, 14 кВ), построенная в Киргизии. В схеме ППТ впервые применен автономный инвертор напряжения, выполненный с узлами поворотной искусственной коммутации и ограничением напряжения на коммутирующем конденсаторе [2].

Особенностью ППТ Тюя-Ашу — Сусамыр является ее работа на автономном потребителя, не имеющего других источников электроснабжения. Это создает определенные трудности при пуске электропередачи, так как на инверторной подстанции в это время на собственных нуждах нет напряжения, необходимого для подзаряда коммутирующих конденсаторов и питания системы управления и защиты. Требуемая для этого мощность (несколько киловатт) может быть получена как от автономного источника (аккумулятор, дизель-генератор, микрогЭС и т. д.), так и передана по линии постоянного тока с выпрямительной подстанции. Как правило, между подстанциями ППТ малой мощности отсутствуют каналы связи, что выдвигает дополнительные требования к системе управления и защиты преобразователей и способу их пуска.

Сложность математического описания ППТ обусловлена как структурной схемой электрических соединений, содержащей большое количество элементов, так и разнообразием физических процессов, происходящих в отдельных элементах и системе в целом. Полное математическое описание ППТ представляет собой систему нелинейных алгебро-дифференциальных уравнений высоких порядков, для которых не имеется общих методов аналитического решения. Поэтому в настоящее время основной задачей математического моделирования является создание наиболее эффективных вычислительных алгоритмов. В общем случае математическая модель ППТ состоит из уравнений вида

$$\dot{y} = f_1(y, x, t); \quad (1)$$

$$0 = f_2(y, x, t), \quad (2)$$

где \dot{y} , x — переменные дифференциальной и алгебраической систем соответственно.

Известные схемы решения уравнений (1) и (2) различаются в основном способами их формирования, способами осуществления взаимосвязи систем (1) и (2), применяемыми методами интегрирования, методами решения алгебраических уравнений, используемыми системами координат, методами учета нелинейных элементов и характеристик электрических аппаратов и машин.

Математическая модель ППТ, используемая в данной статье, базируется на применении метода тензорного анализа [3] и табличных методов [4]. Применение тензорного анализа позволяет составить уравнения состояния в такой форме или преобразовать их в такую систему координат, в которой они решаются проще всего.

Табличные методы позволяют провести расчет переходных процессов к расчету множества резистивных элем-

ентов схем дискретных моделей. Это обстоятельство дает возможность формировать математическую модель для дискретного случая, минуя непрерывный аналог сети. При этом широко используются приемы списочного программирования и операции с разреженными матрицами. Дискретные модели можно получить при замене индуктивного и емкостного элементов соответствующими резистивными двухполюсниками, используя конечно-разностные уравнения вида

$$x_{k+1} = \sum_{l=0}^p a_l x_{k-l} + h \sum_{l=-1}^p b_l f(x_{k-l}, t_{k-l}), \quad b_{-1} \neq 0, \quad (3)$$

где a_l , b_l , b_{-1} — постоянные коэффициенты; h , p — шаг и порядок интегрирования.

Для нелинейного индуктивного элемента, характеризуемого дифференциальной индуктивностью $L = L(i)$ и уравнением $u(t) = L[i(t)] di/dt$, на основании выражения (3) имеем

$$u_{k+1} = \left[\frac{L(i_{k+1})}{h b_{-1}} \right] \left\{ i_{k+1} - \sum_{l=0}^p \left[a_l i_{k-l} + h b_l \left(\frac{di}{dt} \right)_{k-l} \right] \right\}. \quad (4)$$

(В случае линейной индуктивности величина L в (4) постоянна.)

Аналогичные выражения справедливы для линейных и нелинейных C и R .

Модель нелинейного трансформатора целесообразно строить на общепринятых представлениях о нелинейных характеристиках ферромагнитных материалов. В общем случае для однофазного реального трансформатора с ферромагнитным сердечником сечения S длиной l напряжение обмотки r

$$u_r = i_r R_r + \frac{d\psi_r}{dt} = i_r R_r + w_r S \frac{dB_r}{dt}, \quad r = 1, \dots, m, \quad (5)$$

где ψ_r — потокосцепление обмотки; m — число обмоток; R_r — активное сопротивление обмотки r ; i_r — ток обмотки; w_r — число витков обмотки r ; B_r — среднее значение индукции в сечении обмотки r .

Принимая напряженность магнитного поля H равной сумме парциальных напряженностей, создаваемых отдельными обмотками, имеем:

$$H = \sum_{q=1}^m H_q = \sum_{q=1}^m \frac{i_q w_q}{l}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), получаем

$$u_r = i_r R_r + \frac{S}{l} \frac{dB}{dH} \sum_{q=1}^m M_{rq} \frac{di_q}{dt}, \quad (7)$$

где M_{rq} — взаимоиндукция между обмотками r и q .

При значительной неоднородности магнитного поля по сечению сердечника трансформатора целесообразно разбить весь объем сердечника вдоль направления магнитных силовых линий на такие концентрические слои, в сечении которых напряженность H и индукцию B можно считать практически постоянными для j -го участка. Тогда множитель в (7) $\frac{S}{l} \frac{dB}{dH}$ можно заменить

Преобразуя (7), можно получить следующее выражение:

$$\begin{aligned} u_r &= i_r R_r + \sum_j \frac{S^j}{l^j} \frac{dB^j}{dH^j} \left(M_{rr} \frac{di_r}{dt} + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq r}}^m M_{rq} \frac{di_q}{dt} \right) = \\ &= i_r R_r + \bar{L}_r \frac{di_r}{dt} + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq r}}^m E_{rq}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\bar{L}_r = M_{rr} \sum_j \frac{S^j}{l^j} \frac{dB^j}{dH^j}$; $E_{rq} = \frac{M_{rq}}{\bar{L}_q} \sum_j \frac{S^j}{l^j} \frac{dB^j}{dH^j} u'_q$; $u'_q = L_q \frac{di_q}{dt}$.

Воспользовавшись соотношениями (4) и (8), получаем дискретную модель нелинейного m -обмоточного трансформатора

$$u_{r,k+1} = i_{r,k+1} R_r + R'_r (i_{r,k+1} - i_{r,k}) + \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq r}}^m E_{rqk}, \quad (9)$$

$$\text{где } R'_r = \frac{\bar{L}_r}{hb_{-1}}; i_{r,k} = \sum_{l=0}^p \left[a_l i_{k-l} + h b_l \left(\frac{di}{dt} \right)_{k-l} \right].$$

После определения дискретных моделей для каждого элемента схемы формируется модель на основе уравнений узловых напряжений (УУН). Как показано в [5], решение линеаризованного УУН целесообразно проводить на основе элиминативной формы обратной матрицы (ЭФОМ). При этом модель схемы, имеющая свойства тензора, записывается как

$$[U_{k+1}] = [B^{(1)} B^{(2)} \dots B^{(p-1)} B^{(p)} 0^{(p)} 0^{(p-1)} \dots 0^{(2)} 0^{(1)}] \cdot [I(U_k)]. \quad (10)$$

Для получения матриц сомножителей $B^{(p)}$ и $0^{(p)}$ используется динамическая схема упорядочения, основанная на минимизации числа присоединенных ветвей.

Изменения в схеме (переключение вентилей, включение и отключение элементов сети и т. д.) производятся изменением коэффициентов в ЭФОМ по методу разбиения Крона [3, 5].

В соответствии с описанной методикой составлена программа для ЭВМ на языке ФОРТРАН-4. В исходных данных описываются параметры схемы — количество узлов, ветвей, элементов R , L , C диодов, источников напряжения, трансформаторов, ЛЭП, преобразовательных мостов с указанием принятого порядкового номера элемента, узлов его включения и параметров, а также списки элементов, которые будут меняться в процессе расчета с указанием нового параметра и вре-

мени изменения. Задаются также параметры вычислительного процесса: величина шага, время начала выдачи выходной информации для указанных элементов, время окончания расчета. Исходные данные обрабатываются — формируются дискретные модели для каждого элемента схемы с использованием табличных методов [формулы (3), (4), (9)].

Затем формируется модель всей схемы на основе уравнений узловых напряжений и проводится ее решение методом ЭФОМ по формуле (10). Далее определяются значения узловых напряжений $(k+1)$ -го шага $U_{k+1} = U_k + \Delta U$ и значения переменных $(k+1)$ -го шага:

$$\begin{aligned} i_L^{(k+1)} &= i_L^{(k)} + \Delta i_L^{(k)}; i_C^{(k+1)} = i_C^{(k)} + \Delta i_C^{(k)}; \\ i_R &= i_R^{(k)} + \Delta i_R^{(k)}. \end{aligned}$$

Для нелинейных элементов переход от k -й в $(k+1)$ -ю точку осуществляется по касательной к характеристике. Чтобы уменьшить погрешности аппроксимации, организуется внутренний итерационный цикл. Затем определяются окончательные значения переменных $(k+1)$ -го шага. Далее время увеличивается на один шаг и цикл расчетов повторяется. После накопления заданного объема информации (токов и напряжений на элементах или в узлах) она выводится на АЦПУ в виде таблиц или графиков с автоматическим выбором масштаба.

Расчетная электрическая схема ППТ показана на рис. 1. Вентили выпрямителя 1—6 и инвертора напряжения 1—6 представляются пассивными двухполюсниками, параметры которых резко изменяются при переключениях. Выходной фильтр инвертора должен обеспечивать необходимую синусоидальность выходного напряжения и иметь оптимальные технико-экономические показатели. В [6] показано, что этим условиям наиболее близко соответствует схема фильтра, содержащая последовательную $L_n C_n$ -цепочку, настроенную на выходную частоту инвертора, а также параллельные фильтры, состоящие из резонансных цепочек 5 и 7-й гармоник и широкополосного емкостного фильтра высших гармоник. Активные сопротивления R_5 и R_7 определяются величиной добротности Q резонансных цепочек (для реальных фильтров добротность $Q = 10 \div 30$). На выходе выпрямителя включен Г-образный фильтр $L_b C_b$. С помощью Z_b задаются активное и реактивное сопротивления линии постоянного тока. На входе инвертора напряжения включен конденсатор C_u и защитный реактор L_u , ограничивающий ток при опрокидывании инвертора. Реактор L_u шунтируется диодом D , обеспечивающим снижение напряжения на полюсах до уровня U_d .

В состав нагрузки, подключаемой к инвертору с помощью выключателя B , входят трансформаторы, расчет режимов работы которых выполняется по специальной подпрограмме. Отдельная подпрограмма учитывает характеристики ЛЭП на первичной и вторичной сторонах трансформатора. Нагрузка потребителей задается с помощью активных сопротивлений и индуктивностей.

В практике эксплуатации ППТ повсеместно используется плавный пуск, что предопределяется использованием схемы инвертора тока, ведомого сетью. Пуск автономного инвертора представляет более сложную задачу. Особенно это относится к инвертору тока, где приходится существенно усложнять силовую схему для организации процесса пуска [7]. Применение в ППТ малой мощности автономного инвертора напряжения с ис-

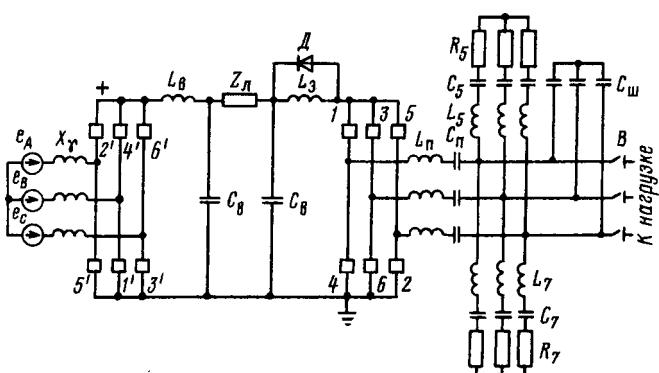


Рис. 1 Вологодская областная универсальная научная библиотека
www.booksite.ru

искусственной коммутацией позволяет сравнительно просто обеспечить различные пусковые режимы: включение импульсами управления на холостой ход или номинальную нагрузку, плавный пуск путем подъема напряжения выпрямителя при работающем инверторе (на холостой ход или с нагрузкой на повышенной частоте), пуск с помощью широтно-импульсного регулирования инвертора, включение нагрузки толчком, а также различные сочетания указанных способов пуска.

При исследовании пусковых режимов особое внимание должно быть уделено анализу коммутационной устойчивости, так как в переходных процессах сильно меняются напряжение на коммутирующих конденсаторах (как следствие изменения U_d) и ток нагрузки.

Для рассматриваемой схемы инвертора напряжения [2] отношение фазного тока I_n на выходе моста в момент коммутации к амплитуде коммутирующего тока I_k не должно превышать согласно [6] $0,5 \div 0,7$. Значение I_k определяется величиной напряжения U_k на коммутирующем конденсаторе и параметрами $L_k C_k$ контура коммутации:

$$I_k = U_k \sqrt{C_k / L_k}.$$

При коммутации напряжение на коммутирующем конденсаторе равно входному напряжению U_d в момент выключения противоположного вентиля, т. е.

$$U_k(t) = U_d \left(t - \frac{1}{2f_n} \right),$$

где f_n — выходная частота инвертора.

Для получения более общих результатов введем относительные величины:

$$\tilde{U} = U / U_d, \quad \tilde{I} = I / U_d / S_n,$$

где U_d' — напряжение на входе инвертора на холостом ходе; S_n — полная мощность нагрузки.

Рис. 2, а и б характеризуют процесс включения инвертора импульсами управления на холостой ход и номинальную нагрузку соответственно (здесь и далее на рисунках обозначено: \tilde{U}_d — напряжение на конденсаторе C_n ; \tilde{I}_d — ток на полюсах инвертора; \tilde{I}_ϕ , \tilde{U}_l , \tilde{U}_ϕ — фазный ток, линейное и фазное напряжение на выходе инверторной подстанции; N — номер выключаемого вентиля инвертора; \tilde{I}_n — фазный ток на выходе инверторного моста; I_k — амплитуда тока контура искусственной коммутации). Перед пуском напряжение на линии и на входной емкости инвертора поднято с помощью выпрямителя до номинального значения. Режим включения на холостой ход сопровождается перенапряжением на входной емкости, составляющим около 20 % \tilde{U}_d . Колебания \tilde{U}_d и \tilde{I}_d быстро затухают. В первый момент после пуска на 15 % увеличена амплитуда линейного \tilde{U}_l и фазного \tilde{U}_ϕ напряжений.

Режим включения на номинальную нагрузку не вызывает значительных перенапряжений на входной емкости. Наоборот, более значительной становится посадка напряжения \tilde{U}_d при пуске. Отсутствуют перенапряжения в линейном \tilde{U}_l и фазном \tilde{U}_ϕ напряжениях. Нет также бросков токов намагничивания трансформаторов — из-за индуктивности реактора последовательного фильтра. Коммутационная устойчивость соблюдается, хотя максимальное значение отношения \tilde{I}_n / I_k высокое (достигает 0,5). В этой связи более предпочтительным режимом является пуск импульсами управления на частично подключенную нагрузку (с последующим подключением всей нагрузки), который за-

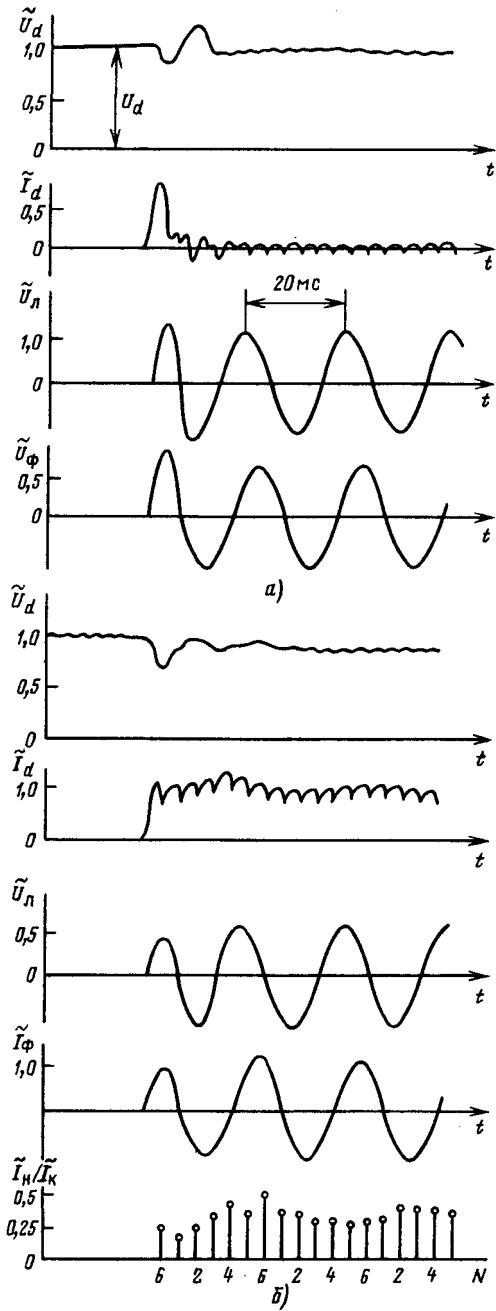


Рис. 2

нимает промежуточное положение между двумя рассмотренными процессами.

Рис. 3, а характеризует плавный пуск подъемом напряжения выпрямителя при работающем инверторе с подключенной полной нагрузкой. Как видно из приведенных данных, на начальном этапе пуска не обеспечивается коммутационная устойчивость. Это подтвердилось при экспериментальных исследованиях режима плавного пуска на ППТ Тюя-Ашу — Сусамыр; инвертор опрокидывался на начальных стадиях пуска. Обеспечить коммутационную устойчивость при плавном пуске можно за счет подзаряда коммутирующих конден-

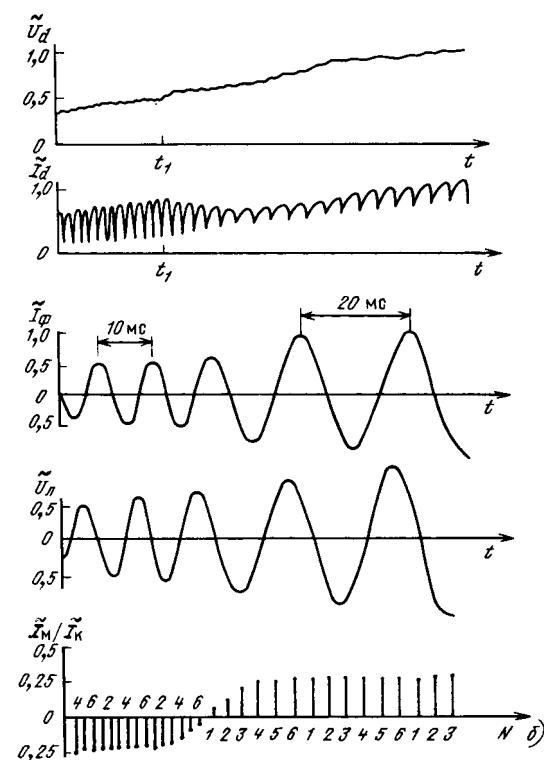
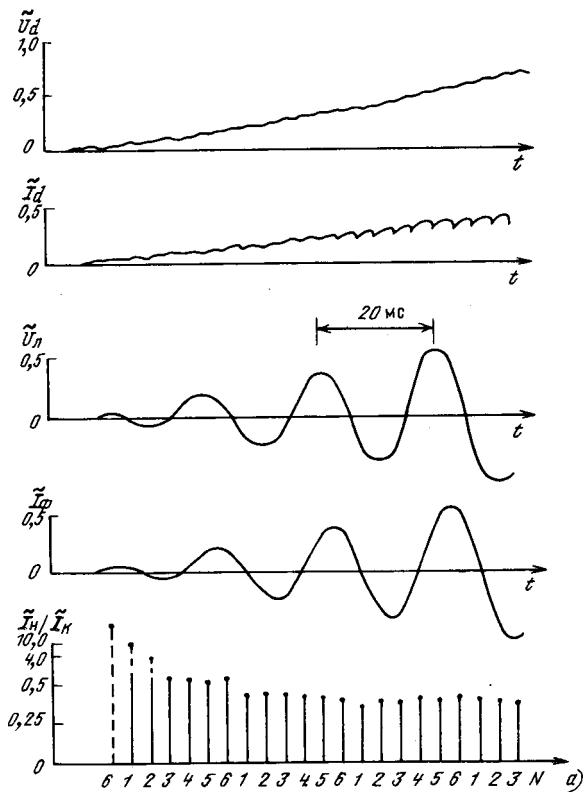
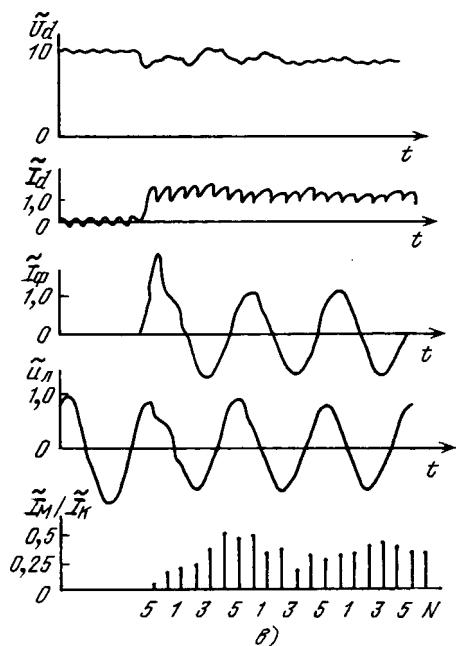


Рис. 3 Вологодская областная универсальная научная библиотека



саторов от автономного источника. Однако этот путь усложняет схему инвертора. Более оптимальным техническим решением является плавный пуск на повышенной частоте. В самом деле, на повышенной частоте возрастает индуктивное сопротивление трансформаторов и нагрузки, что приводит к уменьшению \tilde{I}_n , а реактивная мощность параллельных фильтров возрастает. Это облегчает процесс выключения рабочих вентиляй инвертора (при емкостном характере общей нагрузки инвертор может работать без контуров искусственной коммутации).

Частота, при которой реактивная мощность параллельных фильтров становится равной реактивной мощности нагрузки, определяется выражением

$$f = 50 \sqrt{Q_n/Q_\Phi}, \quad (11)$$

где Q_n — реактивная мощность нагрузки на частоте 50 Гц; Q_Φ — реактивная мощность параллельных фильтров на частоте 50 Гц.

Таким образом, начальная частота при плавном пуске должна быть не ниже определяемой по формуле (11). Такой пусковой режим показан на рис. 3, б, где начальная частота взята равной 100 Гц с плавным переходом на нормальную частоту 50 Гц при напряжении около 0,5 \tilde{U}_d . При уменьшении рабочей частоты (момент времени t_1) отношение \tilde{I}_n к I_k меняет знак, переходя в положительную область, где выключение рабочих вентиляй происходит за счет контуров искусственной коммутации. Процесс пуска протекает плавно, броски токов и перенапряжения отсутствуют.

На рис. 3, в показан режим включения нагрузки толчком с помощью выключателя нагрузки инверторной подстанции. Посадка напряжения \tilde{U}_d на входной емкости достигает 25 %, колебания напряжения и тока \tilde{I}_d быстро затухают. В момент включения в фазном токе нагрузки наблюдается бросок, обусловленный токами намагничивания трансформаторов нагрузки. По этой же причине в линейном напряжении \tilde{U}_n имеется провал. Коммутационная устойчивость инвертора обеспечивается так, как отношение \tilde{I}_n к I_k не превышает 0,5.

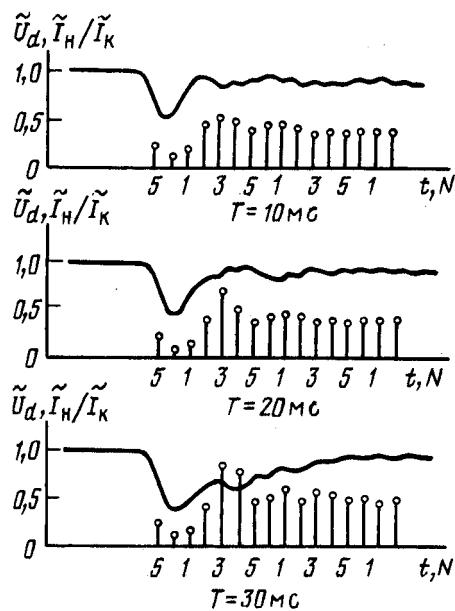


Рис. 4

Плавный пуск можно осуществить также с помощью широтно-импульсного регулирования, когда угол проводимости рабочих вентилей инвертора увеличивается от 60 до 180°. При этом выходное напряжение инвертора изменяется от нуля до номинального значения, что обуславливает плавное нарастание тока нагрузки. Вместе с тем, на начальной стадии пуска существенно возрастает содержание гармоник в выходном напряжении и токе.

Учет реального быстродействия системы управления выпрямителя приводит к некоторому затягиванию пусковых процессов, показанных на рис. 2, б и 3, в. Определим требования к быстродействию системы управления выпрямителя из условия обеспечения коммутационной устойчивости инвертора. На рис. 4 показано изменение напряжения \tilde{U}_d на входном конденсаторе инвертора и отношение I_H/I_k при пуске инвертора импульсами управления на номинальную нагрузку для различных времен T выхода выпрямителя в режим с углом управления $\alpha=0$. За время T угол управления α уменьшался от начального значения 30° до 0 по экспоненциальному закону. Отсчет времени T начинается от момента увеличения тока \tilde{I}_Φ при пуске инвертора. Как видно из приведенных данных, коммутационная устойчивость инвертора при пуске обеспечивается для $T < 20$ мс.

Экспериментальные исследования рассмотренных пусковых режимов работы ППТ с автономным инвертором напряжения были выполнены на электропереходе Тюя-Ашу — Сусамыр и на стенде подстанции «Сусамыр». На рис. 5 приведены экспериментальные кривые режимов пуска ППТ импульсами управления (рис. 5, а) и включения нагрузки толчком (рис. 5, б). Там же показаны точками расчетные значения величин, полученных на математической модели для тех же параметров схемы, которые достаточно совпадают с экспериментальными кривыми.

Выводы. 1. Выбор того или иного способа пуска автономной ППТ должен определяться ее конкретной схе-

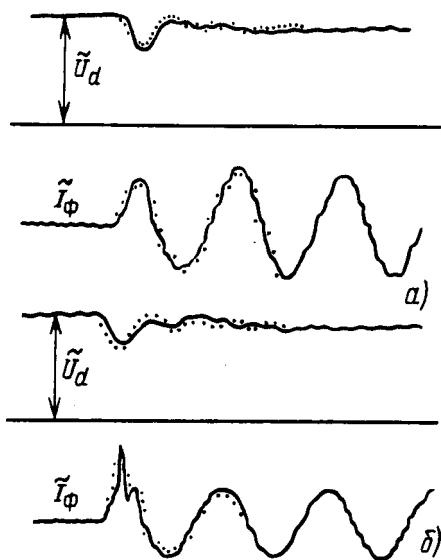


Рис. 5

мой, наличием или отсутствием телеканалов связи, а также способом обеспечения питания собственных нужд инверторной подстанции в пусковом режиме.

2. В режиме пуска ППТ подъемом напряжения управляемого выпрямителя при работе инвертора на номинальной частоте с полной нагрузкой коммутационная устойчивость не обеспечивается.

3. Начальная (повышенная частота для режима плавного пуска должна выбираться из условия превышения реактивной мощности фильтров над реактивной мощностью нагрузки.

4. В режимах включения нагрузки толчком и пуска импульсами управления коммутационная устойчивость обеспечивается при быстродействии системы управления выпрямителя не менее 20 мс.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Ботбаев Б. А., Луговой В. С. Технико-экономические предпосылки использования постоянного тока для горных электропередач малой мощности. — Энергетическое строительство, 1979, № 5.
- А. с. № 516183 (СССР). Инвертор напряжения / Ю. Г. Толстов, Г. В. Андрющук, В. Н. Стельмаков, В. В. Топельберг, Э. З. Шенкман. Опубл. в Б. И., 1976, № 20.
- Крон Г. Тензорный анализ сетей. — М.: Советское радио, 1978.
- Петренко А. И., Власов А. И., Тимченко А. П. Табличные методы моделирования электронных схем на ЭЦВМ. — Киев: Вища школа, 1977.
- Тьюарсон Р. Разреженные матрицы. — М.: Мир, 1977.
- Топельберг В. В., Шенкман Э. З., Стельмаков В. Н. Исследование автономного трехфазного инвертора напряжения с синусоидальным выходным напряжением. — Изв. вузов. Электромеханика, 1973, № 3.
- Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока. — М.: Энергия, 1978.

Намагничивание проводящего листа с нелинейной магнитной проницаемостью импульсом прямоугольного напряжения

ЗИРКА С. Е., канд. техн. наук

Днепропетровский государственный университет

В литературе, посвященной затрагиваемому вопросу, анализируются две модели процесса намагничивания, допускающие аналитическое описание. Первая из них является линейной, т. е. предполагает постоянство магнитной проницаемости ферромагнетика. Вторая модель разработана для материалов с прямоугольной петлей гистерезиса (ППГ) и основана на допущении о мгновенном поочередном перемагничивании элементарных слоев листа.

Для электротехнических сталей, не обладающих ППГ и работающих при больших приращениях индукции B (напряженности H), использование упомянутых моделей приводит к значительным ошибкам. В связи с этим в статье предлагается метод, позволяющий рассчитать процесс намагничивания листового материала с произвольной зависимостью $B(H)$ при напряжении $u(t)$ любого вида. Подробно рассмотрен случай, когда $u(t)=\text{const}$, а характеристика намагничивания аппроксимирована кусочно-линейной функцией.

Для количественного описания процесса намагничивания тонкого листа требуется интегрирование одномерных уравнений Максвелла, связывающих мгновенные значения напряженности магнитного поля H , магнитной индукции B и напряженности электрического поля E в среде с удельной проводимостью γ и магнитной проницаемостью $\mu=f(H)$.

Если ось x направить внутрь листа толщиной δ , ось z — по направлению прокатки, а плоскость $y\partial z$ совместить с поверхностью, то уравнения проникновения плоской электромагнитной волны записутся в виде [1]:

$$-\frac{\partial H_z}{\partial x} = \gamma E_y; \quad -\frac{\partial E_y}{\partial x} = \frac{\partial B_z}{\partial t}; \quad B_z = \mu_0 \mu(H_z) H_z$$

или

$$-\frac{\partial H}{\partial x} = \gamma E; \quad -\frac{\partial E}{\partial x} = \mu_0 \mu_d(H) \frac{\partial H}{\partial t}, \quad (1)$$

где $H=H_z(x, t)$; $E=E_y(x, t)$; $\mu_0 \mu_d = \frac{\partial B}{\partial H}$; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м.

Системе уравнений (1) эквивалентно также уравнение второго порядка

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \gamma \mu_0 \mu_d(H) \frac{\partial H}{\partial t}. \quad (2)$$

Для однозначного решения уравнений (1), (2) должны быть заданы одно начальное и два граничных условия. При известной зависимости $B(H)$ состояние материала определяется напряженностью магнитного поля в каждой точке оси x либо соответствующими значениями индукции. С учетом этого начальное условие может быть задано некоторой функцией $H(x, 0) = H_0(x)$.

Границные условия определяются тем, что обмотка намагничивания подключена к источнику напряжения, а функция $E(x, t)$ симметрична относительно точки $x = \delta/2$. Этим задаются напряженность электрического поля $E_1(t)$ на поверхности листа и равенство нулю на

напряженности E на оси его поперечного сечения:

$$E(0, t) = E_1(t); \quad E(\delta/2, t) = 0. \quad (3)$$

Значения $E_1(t)$, $u(t)$ и $B_{\text{ср}}(t)$ связаны законом электромагнитной индукции, на основании которого

$$E_1 = \frac{\delta}{2} \frac{dB_{\text{ср}}}{dt} = \frac{\delta}{2\omega S} u(t), \quad (4)$$

где S и ω — сечение магнитопровода и число витков в обмотке; $B_{\text{ср}}$ — среднее значение индукции по сечению листа.

Поставленную полевую задачу целесообразно описать системой обыкновенных дифференциальных уравнений, допускающих их решение с помощью стандартных подпрограмм из математического обеспечения ЭВМ.

Используя идею метода прямых [2], введем на отрезке $[0, \pi/2]$ оси x одномерную сетку с шагом $h = \delta/[2(N-1)]$, совместив первый узел с поверхностью листа, а последний (N -й) — с точкой $x = \delta/2$. Значения напряженности H и ее производных в i -м узле сетки, т. е. при $x = x_i$, обозначим как H_i , dH_i/dx и dH_i/dt .

Заменяя в уравнении (2) производную по координате x разностным отношением, можно прийти к системе N обыкновенных дифференциальных уравнений, составленных относительно H_i .

С точностью до h^4 такая система записывается на основании равенства [2]:

$$H_{i+1} - 2H_i + H_{i-1} = \frac{h^2}{12} \frac{d^2 H_{i+1}}{dx^2} + \frac{5h^2}{6} \frac{d^2 H_i}{dx^2} + \frac{h^2}{12} \frac{d^2 H_{i-1}}{dx^2} + O(h^6), \quad (5)$$

где $O(\xi)$ — величина того же порядка малости, что и ξ .

В силу уравнения (2)

$$\frac{d^2 H_i}{dx^2} = \gamma \mu_i \frac{d H_i}{dt}, \quad (6)$$

где $\mu_i = \mu_0 \mu_d(H_i)$.

Переписывая (5) с учетом (6) и удерживая члены порядка до h^6 , для внутренних точек сетки ($i=2, \dots, N-1$), получаем

$$\mu_{i+1} \frac{d H_{i+1}}{dt} + 10\mu_i \frac{d H_i}{dt} + \mu_{i-1} \frac{d H_{i-1}}{dt} = \frac{12(H_{i+1} - 2H_i + H_{i-1})}{\gamma h^2}. \quad (7)$$

Уравнение для узла N записывается с учетом равенства

$$H_{N+1} = H_{N-1}, \quad (8)$$

выражающего симметрично функции $H(x, t)$ относительно оси листа и эквивалентного граничному условию (3). Полагая в (7) $i=N$ и подставляя туда (8), получаем

$$5\mu_N \frac{d H_N}{dt} + \mu_{N-1} \frac{d H_{N-1}}{dt} = \frac{12(H_{N-1} - H_N)}{\gamma h^2}. \quad (9)$$

При $i=1$ значение H_{i-1} не определено, в связи с чем уравнение (7) для первого узла использовано быть не может. Получим недостающее уравнение путем разложения функции $H(x, t)$ в ряд Тейлора, сохраняя члены порядка до h^6 :

$$H_2 = H_1 + h \frac{dH_1}{dx} + \frac{h^2}{2} \frac{d^2H_1}{dx^2} + \frac{h^3}{3!} \frac{d^3H_1}{dx^3} + \\ + \frac{h^4}{4!} \frac{d^4H_1}{dx^4} + \frac{h^5}{5!} \frac{d^5H_1}{dx^5} + 0(h^6). \quad (10)$$

Последовательное понижение порядка производных с помощью разностных отношений соответствующей точности позволяет преобразовать выражение (10) к виду

$$H_2 = H_1 + h \frac{dH_1}{dx} + \frac{97}{360} \frac{d^2H_1}{dx^2} + \frac{114}{360} \frac{d^2H_2}{dx^2} - \\ - \frac{39}{360} \frac{d^2H_3}{dx^2} + \frac{8}{360} \frac{d^2H_4}{dx^2} + 0(h^6).$$

Так как $dH_1/dx = -\gamma E_1$, то, опуская слагаемые порядка h^6 и выше, с учетом (6) окончательно получаем:

$$97\mu_1 \frac{dH_1}{dt} + 114\mu_2 \frac{dH_2}{dt} - 39\mu_3 \frac{dH_3}{dt} + 8\mu_4 \frac{dH_4}{dt} = \\ = \frac{360(H_2 - H_1 + h\gamma E_1)}{\gamma h^2}. \quad (11)$$

Вместе с (7) и (9) соотношение (11) составляет систему N обыкновенных дифференциальных уравнений, естественно учитывающих граничные условия. Решение этой системы позволяет исследовать процесс намагничивания при любой зависимости $\mu(H)$ и дает значительно более точный результат [2], чем решение, получаемое обычным методом конечных разностей на двумерной сетке.

В качестве примера, имеющего важное практическое значение, рассмотрим намагничивание листа из ферромагнитного материала, характеризующегося насыщением. Поскольку в составленных уравнениях индукция B явно не присутствует, а наличие постоянного поля никак не проявляется во внешней электрической цепи, систему (7), (9), (11) решим при нулевых начальных значениях, предполагая, что к началу процесса индукции B_i в каждом узле расчетной сетки равна нулю. Кривую $B(H)$, проходящую при этом через начало координат, аппроксимируем кусочно-линейной функцией, показанной на рис. 1.

Для сравнения решений линейной и нелинейной задачи представим все результаты в безразмерной форме. Известное аналитическое решение уравнения (2) для $\mu_d = \mu = \text{const}$ и фиксированной напряженности E_1 на поверхности листа записывается в виде [3]:

$$H_1(\tau) = \frac{E_1 \delta \gamma}{\pi^2} \left[\frac{\tau}{2} + \left(\frac{\pi^2}{6} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} e^{-n^2 \tau} \right) \right] = \frac{E_1 \delta \gamma}{\pi^2} f_1(\tau), \quad (12)$$

где безразмерное время $\tau = t/\Theta$ определяется постоянной времени вихревых токов:

$$\Theta = \frac{\mu_0 \mu \delta^2 \gamma}{4 \pi^2}. \quad (13)$$

График функции $f_1(\tau)$ показан на рис. 2. Там же показана составляющая этой функции $f'_1 = \tau/2$, определяющая напряженность магнитного поля на поверхности в отсутствие вихревых токов.

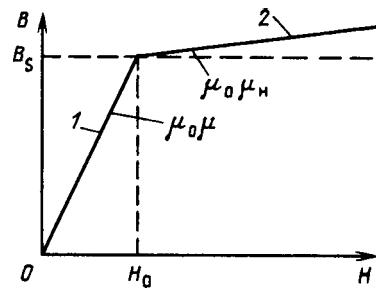


Рис. 1

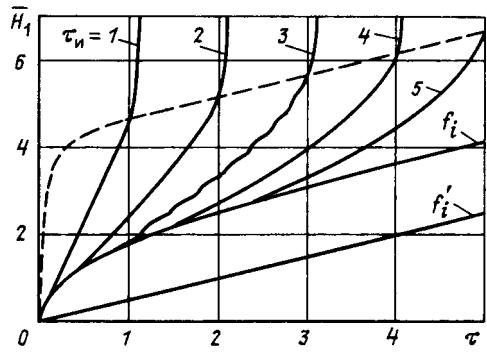


Рис. 2

Из (12) следует, что приведение полученных выше уравнений к безразмерному виду требует перехода ко времени τ и нормированным напряженностям $H_i = H_i/H_n$, где

$$H_n = E_1 \delta \gamma / \pi^2. \quad (14)$$

С учетом такого нормирования система нелинейный дифференциальных уравнений (7), (9), (11) принимает вид

$$\begin{bmatrix} 97\bar{\mu}_1 & 114\bar{\mu}_2 & -39\bar{\mu}_3 & 8\bar{\mu}_4 & 0 & \dots & 0 \\ \bar{\mu}_1 & 10\bar{\mu}_2 & \bar{\mu}_3 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \bar{\mu}_2 & 10\bar{\mu}_3 & \bar{\mu}_4 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & \bar{\mu}_{N-2} & 10\bar{\mu}_{N-1} & \bar{\mu}_N \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \bar{\mu}_{N-1} & 5\bar{\mu}_N \end{bmatrix} \times \\ \times \frac{d}{d\tau} \begin{bmatrix} \bar{H}_1 \\ \bar{H}_2 \\ \bar{H}_3 \\ \dots \\ \bar{H}_{N-1} \\ \bar{H}_N \end{bmatrix} = \frac{12(N-1)^2}{\pi^2} \begin{bmatrix} 30(\bar{H}_2 - \bar{H}_1) + 15\pi^2/(N-1) \\ \bar{H}_1 - 2\bar{H}_2 + \bar{H}_3 \\ \bar{H}_2 - 2\bar{H}_3 + \bar{H}_4 \\ \dots \\ \bar{H}_{N-2} - 2\bar{H}_{N-1} + \bar{H}_N \\ \bar{H}_{N-1} - \bar{H}_N \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где $\bar{\mu}_i = \mu_i / (\mu_0 \mu) = \mu_d(H_i) / \mu$.

С целью сопоставления решений линейного и нелинейного уравнений систему (15) проинтегрируем в предположении, что к концу импульса длительностью t_i среднее значение индукции B_{cp} достигнет величины B_S , т. е. не выйдет за пределы линейного участка 1 кривой намагничивания (рис. 1). Очевидно, что вследствие неравномерного распределения магнитного потока по сечению листа индукция B_i в его наружных слоях (узлах сетки) превысит к концу импульса значение

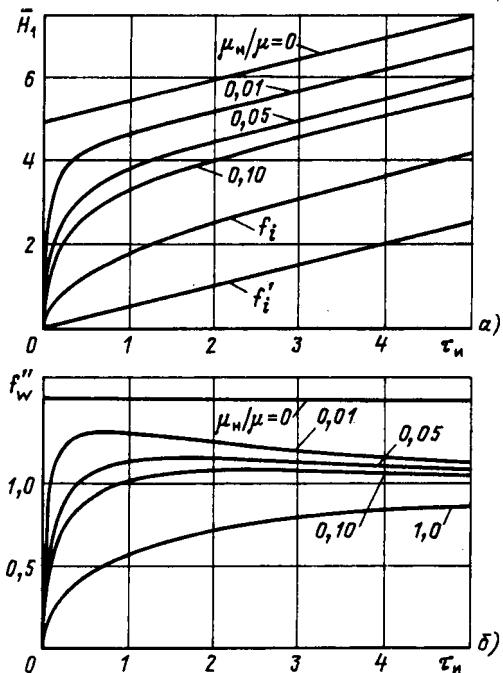


Рис. 3

B_S , а на оси листа будет меньшей, чем B_S . Для рассматриваемой идеализированной кривой $B(H)$ безразмерная проницаемость $\bar{\mu}_i$ в системе (15) может принимать в ходе намагничивания два значения. При $H_i \leq H_0$ или, что то же самое, $B_i \leq B_S$, $\bar{\mu}_i = 1$; при $H_i > H_0$ ($B_i > B_S$) $\bar{\mu}_i = \mu_n/\mu$.

Поскольку система (15) составлена относительно нормированных значений напряженности, то условие перехода на пологий участок 2 кривой намагничивания записывается в виде

$$\bar{H}_i > \bar{H}_0, \quad (16)$$

где

$$\bar{H}_0 = \frac{H_0}{H_n} = \frac{B_S}{\mu_0 \mu H_n}. \quad (17)$$

При $u(t) = U = \text{const}$ и $B_{cp}(t_n) = B_S$, а также с учетом (4), (13) и (14)

$$B_S = \frac{U t_n}{w S} = \frac{2 E_1}{\delta} t_n = \frac{2 E_1}{\delta} \tau_n \Theta = \frac{\tau_n}{2} \mu_0 \mu H_n.$$

Подставляя последнее значение B_S в (17), находим, что $\bar{H}_0 = \tau_n/2$, вследствие чего условие (16) записывается в виде

$$\bar{H}_i > \tau_n/2.$$

Таким образом, при выбранном числе узлов сетки решение системы (15) полностью определяется безразмерной длительностью импульса τ_n и видом кривой намагничивания, характеризуемой в данном случае отношением μ_n/μ .

Семейство решений $H_1(t)$, построенное для $\mu_n/\mu = 0.01$ и пяти значений τ_n , показано на рис. 2. При этом кривая, соответствующая $\tau_n = 3$, является решением системы (15) при $N = 11$, остальные решения получены при $N = 21$. Их сравнение показывает, что при небольшом N на кривой $H_1(t)$ заметен характер

ные ступеньки, количество которых равно числу узлов сетки. Эти ступеньки сохраняются и при аппроксимации зависимости $B(H)$ гладкими функциями, что позволяет отнести их появление к особенностям метода. С увеличением N (уменьшением шага сетки) количество ступенек увеличивается, их высота и продолжительность во времени уменьшаются. При $N > (20-30)$ функцию $\bar{H}_1(t)$ можно считать гладкой.

Как видно из рис. 2, нелинейность среды приводит к значительному увеличению напряженности магнитного поля на поверхности листа, а следовательно, к такому же увеличению тока в обмотке устройства. Причиной этого является насыщение наружных слоев листа, что равносильно уменьшению активного сечения магнитопровода и приводит к увеличению тока намагничивания, которое не учитывается линейной моделью.

С использованием построенных кривых, а также по результатам более подробных расчетов на рис. 2 проведена пунктирная линия, представляющая собой геометрическое место точек семейства функций $\bar{H}_1(t)$ при $t = \tau_n$. Эта же кривая изображена на рис. 3, а ($\mu_n/\mu = 0.01$), где вместе с ней показаны функции $\bar{H}_1(\tau_n)$, рассчитанные для $\mu_n/\mu = 0.05$ и $\mu_n/\mu = 0.1$. В предельном случае, когда $\mu_n/\mu = 1$ зависимость $\bar{H}_1(\tau_n)$ совпадает с функцией $f_i(\tau)$ [3].

В другом предельном случае, когда $\mu_n/\mu = 0$, расчет процесса намагничивания требует использования модели сердечника с ППГ [4]. Считаем, что равенство $\mu_n/\mu = 0$ достигается при $\mu_n \rightarrow 0$ и $\mu \rightarrow \infty$. При таком допущении проникновение плоской электромагнитной волны происходит путем мгновенного изменения индукции в бесконечно тонких слоях листа от 0 до B_S .

Поскольку коэрцитивная сила в этом случае равна нулю, то по аналогии с [4] можно записать выражение для восходящей ветви динамического цикла намагничивания:

$$H_{1n}(t) = \frac{\gamma \delta^2}{4} \frac{B_{cp}}{B_S} \frac{dB_{cp}}{dt}. \quad (18)$$

Переписав (18) с учетом (4), найдем, что к концу импульса, когда $B_{cp} = B_S$, напряженность поля на поверхности листа

$$H_{1n}(t_n) = \frac{\gamma \delta^2}{4} \frac{dB_{cp}}{dt} = \frac{\gamma \delta^2}{4} \frac{2}{\delta} E_1 = \frac{E_1 \delta \gamma}{2}.$$

Нормированное значение этой напряженности

$$\bar{H}_{1n}(t_n) = \frac{H_{1n}(t_n)}{H_n} = \frac{\gamma \delta E_1}{2} / \frac{E_1 \delta \gamma}{\pi^2} = \frac{\pi^2}{2}.$$

Прежде чем показать величину $\bar{H}_{1n}(t_n)$ на рис. 3, а, следует учесть, что эта напряженность полностью обусловлена вихревыми токами. Функции же $\bar{H}_1(t_n)$, построенные на рис. 3, а для $\mu_n/\mu \neq 0$ включают в себя составляющую $f_i(t)$, не зависящую от вихревых токов. Поэтому напряженности \bar{H}_1 и \bar{H}_{1n} могут быть сопоставлены после вычитания из всех зависимостей $\bar{H}_1(t_n)$ линейной функции $f_i(t)$ либо путем суммирования этой функции с постоянной величиной $\bar{H}_{1n}(t_n) = \pi^2/2$. Результат такого суммирования представлен на рис. 3, а прямой, обозначенной $\mu_n/\mu = 0$.

Как видно из рис. 3, а и подтверждается контрольными расчетами, эта прямая является асимптотой, к которой стремятся функции $\bar{H}_1(t_n)$ при $\mu_n/\mu \rightarrow 0$. Таким образом, семейство кривых, представленное на рис. 3, а, позволяет рассчитывать напряженность магнитного поля

на поверхности листа при любом изломе кривой намагничивания и в этом смысле является универсальным. Из рис. 3, а следует, что с уменьшением длительности импульса влияние нелинейности материала возрастает. Так, если при $\mu_n/\mu=0,01$ и $t_n=5$ увеличение $\bar{H}_1(t_n)$ за счет нелинейности составляет 150 %, то при $t_n=0,5$ эта прибавка увеличивается до 300 %.

В мощных импульсных трансформаторах с массой магнитной системы, достигающей сотен килограмм, по конструктивным и технологическим соображениям приходится применять электротехническую сталь с толщиной листа до 0,15—0,28 мм. В микросекундном диапазоне длительностей импульсов этому соответствуют значения t_n , не превышающие 0,5, в связи с чем необходимость учета нелинейных свойств магнитопровода становится очевидной. По этой причине должна быть скорректирована методика расчета искажений трансформированного импульса [5, 6], основанная на линейной модели.

При длительности импульсов до 100 мкс основную часть потерь в стали с указанной толщиной листа составляют потери, обусловленные вихревыми токами. В рассматриваемом случае суммарные потери энергии в цепи намагничивания, отнесенные к единице объема магнитопровода, определяются соотношениями

$$W = \int_0^{B_S} H_1 dB_{cp} = \int_0^{t_n} H_1 \frac{dB_{cp}}{dt} dt = \frac{2}{\delta} E_1 \int_0^{t_n} H_1 dt. \quad (19)$$

Переход в (19) к безразмерным \bar{H}_1 и t , получаем

$$W = \frac{2E_1 H_n \Theta}{\delta} \int_0^{t_n} \bar{H}_1(\tau) d\tau. \quad (20)$$

Для сопоставления расчетов, выполняемых по (20), с результатами решения линейной задачи [3], перепишем последнее выражение в виде

$$W = \frac{E_1^2 \gamma t_n}{3} f_W(t_n),$$

$$\text{где } f_W(t_n) = \frac{6}{\pi^2 t_n} \int_0^{t_n} \bar{H}_1(\tau) d\tau.$$

Вычитая из (19) удельную энергию, запасаемую в обмотке намагничивания при отсутствии вихревых токов (на рис. 3, а она представлена площадью $t_n^2/4$ между прямой f'_1 и осью t_n), находим, что удельные потери, обусловленные вихревыми токами,

$$W_b = \frac{E_1^2 \gamma t_n}{3} f''_W, \quad (21)$$

$$\text{где } f''_W = \frac{6}{\pi^2 t_n} \left(\int_0^{t_n} \bar{H}_1(\tau) d\tau - \frac{t_n^2}{4} \right).$$

Значения функции $f''_W(t_n)$ находятся в процессе интегрирования системы (15) и могут быть представлены семейством кривых, соответствующих различным отношениям μ_n/μ (рис. 3, б).

Для линейной среды ($\mu_n/\mu=1$), когда $\bar{H}_1(t)=f_1(t)$, кривая $f''_W(t_n)$ может быть построена как по результатам решения системы уравнений (15), так и с помощью аналитического выражения [3]:

$$f''_W(t_n) = 1 - \frac{6}{\pi^2 t_n} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^4} (1 - e^{-n^2 t_n}).$$

Как видно из рис. 3, б, с уменьшением μ_n/μ удельные потери на вихревые токи увеличиваются. В предельном случае, когда $\mu_n/\mu=0$, значение f''_W находится с помощью соотношений (18), (4) и того обстоятельства, что при $E_1=\text{const}$ $dB_{cp}/dt=B_S/t_n$:

$$W_b = \int_0^{B_S} H_1 dB_{cp} = \int_0^{B_S} \frac{\gamma \delta^2}{4} \frac{B_{cp}}{B_S} \frac{dB_{cp}}{dt} dB_{cp} = \frac{E_1^2 \gamma t_n}{2}. \quad (22)$$

Если переписать (22) в форме (21), то становится очевидным, что искомая функция $f''_W=f''_{Wn}$ является постоянной величиной: $f''_{Wn}=1,5$. На рис. 3, б эта константа представлена горизонтальной прямой $\mu_n/\mu=0$ и дополняет семейство универсальных кривых $f''_W(t_n)$ зависимостью, характеризующей материалы с ППГ.

В тех случаях, когда индукция $B_{cp}(t_n)$ отлична от B_S , а также при любых других зависимостях $B(H)$ и $u(t)$ анализ процесса намагничивания листа требует интегрирования системы уравнений (15), которая может быть объединена с уравнениями внешней электрической цепи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники, т. 2.—Л.: Энергия, 1967.
- Михлин С. Г. Вариационные методы в математической физике.—М.: ГИТТЛ, 1957.
- Черкашин Ю. С. Процесс и энергия намагничивания листового магнитопровода при прямоугольном напряжении.—Электричество, 1978, № 6.
- Розенблат М. А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники.—М.: Наука, 1974.
- Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов.—Л.: Энергия, 1971.
- Матханов П. Н., Гоголицын Л. З. Расчет импульсных трансформаторов.—Л.: Энергия, 1980.

[22.02.89]

Расчет полей методом разложения по функциям Грина

РЕУЦКИЙ С. Ю., канд. техн. наук

ЭНИН

В последние годы для расчета электростатических полей широко применяется метод эквивалентных зарядов (МЭЗ) [1—3], согласно которому решение ищется в виде суперпозиции полей от зарядов, распределенных внутри проводников. Величины зарядов подбираются из условия эквипотенциальности поверхности. Заметим, что МЭЗ может рассматриваться как частный случай метода разложения по фундаментальным решениям линейного оператора (в данном случае оператора Лапласа), общая теория которого изложена в [4]. В теории упругости подобный подход известен как метод Купрадзе — Алексидзе, в гидродинамике идеальной жидкости — как метод дискретных сингулярностей или метод фундаментальных решений [5—7].

Применение МЭЗ целесообразно при расчете полей уединенных проводящих тел, поскольку при этом отпадает необходимость в условиях на бесконечности и на единицу понижается размерность задачи. Однако возможна ситуация, когда поле ищется в некоторой конечной области S , которая является частью области S_0 простой геометрической формы (полоса, прямоугольник, круг, кольцевой сектор и т. д.), имея с ней общую границу. На рис. 1: S_0 — весь прямоугольник $ABCD$; S — прямоугольник с исключенной окружностью.

В таком случае естественно решение искать в виде разложения не по фундаментальным решениям, а по функциям Грина для S_0 (если их можно найти). Это соответствует переходу от эквивалентных зарядов в бесконечном пространстве к зарядам в конечной области. Так, если на границе прямоугольника $ABCD$ заданы нулевые граничные условия, то функция Грина $G(x, y, \xi, \eta)$ соответствует полю заряда в виде бесконечной нити, проходящей через точку (ξ, η) и помещен-

ной в область с заземленной границей. Если использовать МЭЗ в традиционной форме, то удовлетворять краевым условиям необходимо на всей границе S : прямоугольник и окружность. При использовании разложения по функциям Грина необходимо удовлетворить только условиям на окружности.

Рассмотрим конкретную задачу о возмущении однородного поля \bar{E}_0 системой бесконечно длинных цилиндрических проводников радиуса R (рис. 2). Можно рассматривать эту задачу как задачу об искажении однородного магнитного поля системой идеальных ферромагнетиков. В таком случае она представляет практический интерес, так как описывает поле в рабочем объеме высокоградиентного магнитного сепаратора [8]. Расстояния между центрами окружностей в направлении осей x и y равны $2a$ и $2b$ соответственно. Полагая, что число цилиндров достаточно велико, считаем поле плоским и периодическим по обоим направлениям. Тогда достаточно рассмотреть скалярный потенциал $\phi(x, y)$ в ячейке $ABCDE$. Внутри $ABCDE$ потенциал $\phi(x, y)$ удовлетворяет уравнению Лапласа. На участках границы AB и CD должны выполняться условия Неймана (на них $E_x = 0$):

$$\frac{\partial \phi}{\partial x} \Big|_{AB} = \frac{\partial \phi}{\partial x} \Big|_{CD} = 0. \quad (1)$$

На участках границы BC и AED используем условия Дирихле. Примем для определенности

$$\phi|_{AED} = 0; \phi|_{BC} = 1. \quad (2)$$

Рассмотрим прямоугольник $OBCD$, содержащий внутри ячейку $ABCDE$. Пусть $G(x, y, \xi, \eta)$ — функция Грина для прямоугольника, удовлетворяющая уравнению

$$\frac{\partial^2 G}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 G}{\partial y^2} = \delta(x - \xi) \delta(y - \eta) \quad (3)$$

(здесь $\delta(z)$ — дельта-функция Дирака) и краевым условиям

$$\begin{aligned} \frac{\partial G}{\partial x} (x=0, y, \xi, \eta) &= \frac{\partial G}{\partial x} (x=a, y, \xi, \eta) = G(x, \\ y=0, \xi, \eta) &= G(x, y=b, \xi, \eta) = 0. \end{aligned} \quad (4)$$

Будем искать потенциал в $ABCDE$ в виде линейной комбинации:

$$\phi(x, y) = y/b + \sum_{j=1}^N q_j G(x, y, \xi_j, \eta_j). \quad (5)$$

Координаты эквивалентных зарядов (ξ_j, η_j) выбираем внутри сектора OAE , поэтому в области $ABCDE$ выражение (5) удовлетворяет уравнению Лапласа. Потенциал (5) удовлетворяет также всем краевым условиям на контуре $ABCDE$, кроме условия на дуге AE , которое используем для нахождения коэффициентов q_j .

Заряды могут непрерывно распределяться на дуге AE , тогда задача сводится к интегральному уравнению Фредгольма I рода относительно плотности заря-

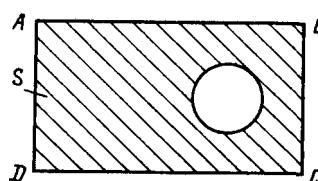


Рис. 1

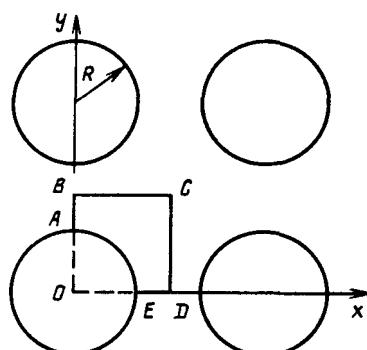


Рис. 2 Оологодская областная универсальная научная библиотека

да. Ядро этого уравнения $G(x, y, \xi, \eta) \approx \frac{1}{2\pi} \ln \times \times \sqrt{(x-\xi)^2 + (y-\eta)^2}$ при $(x, y) \rightarrow (\xi, \eta)$ ведёт себя как логарифм. Вопросы численного решения подобных уравнений изложены в [9, 10]. Можно располагать заряды на некотором контуре, не совпадающем с AE , тогда интегральное уравнение не имеет особенностей, но необходима регуляризация решения [11].

В работе использован следующий алгоритм: N зарядов помещаем в точках (ξ_j, η_j) равномерно на дуге окружности радиуса $R_1 < R$ (конкретно выбиралось $R_1 = 0,9R$). Располагаем M точек (x_i, y_i) равномерно на дуге AE , причем $M > N$. Коэффициенты q_i в (5) находим из условия

$$\min_{q_i} \sum_{i=1}^M \left\{ \sum_{j=1}^N q_j G(x_i, y_i, \xi_j, \eta_j) + y_i/b \right\}^2. \quad (6)$$

Использовалась стандартная программа метода наименьших квадратов DLLSQ из пакета научных программ на ФОРТРАНЕ [12]. Проблема заключается в том, что функция Грина часто представляется в малопригодном для вычисления виде ряда по собственным функциям линейного оператора. Используя метод двойных рядов [13], для $G(x, y, \xi, \eta)$ легко получить аналитическое выражение:

$$G(x, y, \xi, \eta) = -\frac{4}{\pi^2 ab} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\cos \frac{n\pi}{a} x \cos \frac{m\pi}{b} \xi \times \times \sin \frac{m\pi}{b} y \sin \frac{n\pi}{a} \eta}{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2} \rightarrow \quad (7)$$

Так как логарифмическая особенность не выделена, ряд (7) сходится очень плохо, кроме того, действие на (7) оператором Лапласа приводит к ряду, расходящемуся в любой точке прямоугольника. В [14, 15] разработан эффективный метод получения функции Грина в виде рядов по собственным функциям соответствующих задач Штурма — Лиувилля с улучшением сходимости. В частности, для рассматриваемой задачи (3), (4) найдено выражение

$$G(x, y, \xi, \eta) = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{E(z-\bar{\lambda}) E(z+\lambda)}{E(z-\lambda) E(z+\bar{\lambda})} - \frac{2}{b} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\operatorname{ch} v \xi \operatorname{ch} v x \sin v y \sin v \eta}{v e^{v a} \operatorname{sh} v a}, \quad (8)$$

где $z = x + iy$; $\lambda = \xi + i\eta$; $E(t) = |1 - e^{\frac{\pi}{b} t}|$; $v = \frac{n\pi}{b}$.

Черта означает комплексное сопряжение.

В выражении (8) явно выделена логарифмическая особенность, ряд сходится очень быстро и любая конечная сумма удовлетворяет уравнению Лапласа точно. В [15] приведено большое количество конкретных выражений функций Грина для двух- и трехмерных областей в декартовых, полярных и сферических координатах при различных комбинациях краевых условий. Заметим, что подобный метод улучшения сходимости рядов для функций Грина применялся Г. А. Гринбергом [16].

Ниже для значений параметров $a=b=2$, $R=1$ приведены данные о точности метода в зависимости от

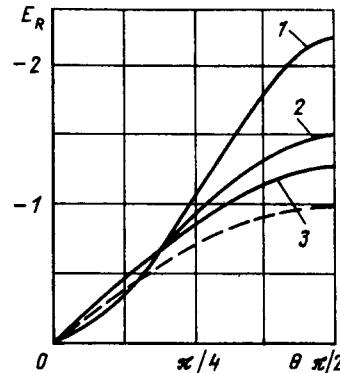


Рис. 3

числа эквивалентных зарядов:

M	20	20	40	40	80
N	5	10	10	20	40
Q	$0,93 \times 10^{-2}$	$0,547 \times 10^{-3}$	$0,543 \times 10^{-3}$	$0,4 \times 10^{-5}$	$0,448 \times 10^{-9}$

Здесь $Q = \max_{i=1,200} |\Delta \phi_i|$, $\Delta \phi_i$ — отклонения потенциала (5) от заданного значения в 200 точках, расположенных равномерно на дуге AE .

На рис. 3 показано распределение нормальной компоненты напряженности поля E_R на поверхности цилиндра при $a=b=2$. Кривые, 1, 2, 3 соответствуют $R=1.5$, 1.2, 1. Штриховая линия соответствует уединенному цилинду $R \ll a, b$. В этом случае существует аналитическое решение [17] и распределение напряженности на поверхности цилиндра равно $E_R(\theta) = -2E_0 \sin \theta$, где E_0 — невозмущенное поле; θ — полярный угол.

В случае $b=2$ и краевых условий (2) $E_0=0.5$. Тогда получаем $E_R(\theta) = -\sin \theta$. Для $R=0.1$ и $R=0.5$ значения $E_R(\theta)$ в некоторых точках дуги AE даны в таблице.

θ	$\sin \theta$	E_R	
		$R=0.1$	$R=0.5$
$\pi/10$	0,3090	0,3096	0,3182
$2\pi/10$	0,5878	0,5889	0,6059
$3\pi/10$	0,8090	0,8106	0,8349
$4\pi/10$	0,9511	0,9529	0,9824
$5\pi/10$	1,000	1,002	1,003

Расчеты проводились для цилиндрических тел с сечением, отличным от круга: эллипс, прямоугольник. В последнем случае применялось сгущение эквивалентных зарядов вблизи угловых точек.

Предложенный метод является непосредственным обобщением МЭЗ для расчета полей в ограниченных областях. Для его эффективного применения необходимо иметь аналитическое представление функции Грина в виде быстро сходящегося ряда. Метод легко программируется, обладает высокой точностью и пригоден для реализации на ЭВМ малой и средней мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Верещагин И. П., Бобиков В. Е. Выбор параметров при расчете электрических полей методом эквивалентных зарядов.— Электричество, 1988, № 1.
2. Блохин Ю. В., Журавлев Э. Н., Ярославский В. Н. К расчету электростатических полей методом эквивалентных зарядов.— Электричество, 1980, № 2.
3. Колечицкий Е. С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения.— М.: Энергоатомиздат, 1983.
4. Алексидзе М. А. Решение граничных задач методом разложения по неортогональным функциям.— М.: Наука, 1978.
5. Yano H., Fukutani S., Kieda A. A discrete singularity formulation for solving steady, fully developed duct flows.— Int. J. Num. Methods in Engineering, 1984, vol. 20, N 6.
6. Karageorghis A. The method of fundamental solutions for the numerical solution of the biharmonic equations.— Journal of Computational Physics, 1987, vol. 69, N 2.
7. Han P. S., Olson M. D. An adaptive boundary elements method.— Int. J. Num. Methods in Engineering, 1987, vol. 24, N 6.
8. Obersteuffer J. A. Magnetic Separation: a review of principles, devices and applications.— IEEE Trans. on Magn., 1974, vol. MAG-10, N 2.
9. Воронин В. В., Цецко В. А. Численное решение интегрального уравнения 1 рода с логарифмической особенностью методом интерполяции и коллокации.— ЖВМиМФ, 1981, № 1.
10. Ильин В. П. Численные методы решения задач электрофизики.— М.: Наука, 1985.
11. Верещагин И. П., Гусаров А. А., Бобиков В. Е. Применение регуляризации в методе эквивалентных зарядов.— Изв. АН СССР Энергетика и транспорт, 1981, № 2.
12. Сборник научных программ на фортране. Руководство для программиста. Вып. 1.— М.: Статистика, 1974.
13. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа.— М.: Гос. изд-во физ.-мат. литературы, 1962.
14. Долгова И. М., Мельников Ю. А. Построение функций и матриц Грина для уравнений и систем эллиптического типа.— Прикладная математика и механика, 1978, т. 42, вып. 4.
15. Мельников Ю. А., Красникова Р. Д. Построение функций Грина некоторых граничных задач математической физики.— Днепропетровск: изд-во ДГУ, 1981.
16. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений.— М.— Л.: Изд-во АН СССР, 1948.
17. Говорков В. А. Электрические и магнитные поля.— М.: Госэнергоиздат, 1968.

[12.04.89]

УДК 621.314.237.042.14:538.24

Расчет распределения магнитного поля в тонкостенной ферромагнитной пластине методом возмущений

БАТЫГИН Ю. В.

Исследование электродинамических явлений в ферромагнетиках посвящены многочисленные работы (напр., [1—7]), в которых предложены различные методы учета переменной магнитной проницаемости.

Высокой точностью описания физического процесса проникновения поля в нелинейную среду отличаются численные методы, с помощью которых можно рассчитать переходный процесс в разрядном контуре с массивным ферромагнитным проводником [2], исследовать проникновение поля в ферромагнитную плиту [3] и т. д. Однако из-за сложности и громоздкости численных методов большое практическое значение все еще имеют простые (приближенные) физико-математические модели реальных процессов, позволяющие находить аналитические решения задач о распределении полей в ферромагнитных проводниках. Различные попытки построения таких моделей отражены в [4—8]. Большинство из них применимо к материалам, форма кривой намагничивания которых близка к прямоугольной, и обладает ограниченной областью применения. Так, в [8] с помощью ВКБ-метода решено уравнение диффузии для плоской электромагнитной волны (или просто первой гармоники Фурье-разложения) в массивном ферромагнетике. Формулы, полученные в [8], являются достаточно общими для расчета процессов в неограниченных средах.

Однако решение задачи о распределении поля в ферромагнитной пластине, толщина которой соизмерима

или меньше глубины проникновения, требует иного подхода. В этом случае необходимо учитывать влияние граничных поверхностей, так как квазистационарное пространственно-временное распределение векторов поля (наиболее интересное с практической точки зрения) является результатом суперпозиции электромагнитных волн, многократно отраженных и преломленных на границах различных сред.

Если для интегрирования уравнения диффузии воспользоваться методом возмущений, общие принципы которого изложены в [9, 10], задача о распределении поля в плоском достаточно тонком ферромагнитном проводнике существенно упрощается. Ее решение сводится к вычислению некоторых квадратур. Этому вопросу и посвящена настоящая статья.

Основная идея метода возмущений состоит в том, чтобы с помощью решения более простой задачи найти решение другой, так называемой возмущенной задачи. При этом предполагается, что решение возмущений задачи может быть разложено по степеням некоторого параметра ε . Если этот параметр достаточно мал ($\varepsilon \ll 1$), в разложении можно ограничиться лишь слагаемыми линейными относительно ε .

Осуществление этой идеи при решении поставленной задачи может быть проведено следующим образом. Пусть ферромагнитная пластина находится в переменном магнитном поле. Толщина пластины d , характерное время изменения поля T (это может быть «сред-

ний» период гармоник спектрального разложения в полосе частот, где сосредоточена основная энергия сигнала).

В декартовой системе координат, связанной с пластиной, ее граничные поверхности удобно определить уравнениями $z=0$ и $z=d$. В измерениях X и Y полагается достаточно большая протяженность.

Вектор внешнего магнитного поля имеет только Y -компоненту, значения напряженности на граничных поверхностях пластины $z=0$ и $z=d$ равны $H_1(t)$ и $H_2(t)$ соответственно (t — время в секундах).

Основное уравнение поля в ферромагнетике, приведенное в монографии [1], после перехода к безразмерным переменным $\xi=z/d$ и $\tau=t/T$ можно записать в виде

$$\frac{\partial^2 H(\xi, \tau)}{\partial \xi^2} = \mu_H \epsilon \frac{\partial H(\xi, \tau)}{\partial \tau}, \quad (1)$$

где $\mu_H = \frac{1}{\mu_0 d} \frac{\partial B(H)}{\partial H}$ — нелинейная магнитная проницаемость; $B(H)$ — характеристика намагничивания ферромагнетика; $\epsilon = \frac{\mu_0 \gamma d^2}{T}$ — отношение характерного времени диффузии в плоский проводящий слой к характерному времени изменения внешнего поля; γ — электропроводность материала; μ_0 — магнитная проницаемость вакуума.

Если ферромагнитная пластина достаточно тонка, можно считать, что $\epsilon \ll 1$. В этом случае интеграл уравнения (1) следует искать в виде

$$H(\xi, \tau) = H_0(\xi, \tau) + \epsilon H_1(\xi, \tau), \quad (2)$$

где $H_0(\xi, \tau)$ — решение невозмущенной задачи; $H_1(\xi, \tau)$ — функция, описывающая возмущение.

Теперь необходимо задать функциональный вид характеристики намагничивания материала пластины. Согласно [1, 6] наиболее точное приближение зависимости $B(H)$, а также ее производной, дает выражение

$$B(H) = a \operatorname{arctg}(bH), \quad (3)$$

где параметры a и b определяются при аппроксимации формулой (3) характеристик конкретных материалов.

Из (3) получим, что

$$\mu_H(H) = \frac{1}{\mu_0} \frac{ab}{1 + (bH)^2}. \quad (4)$$

В формулу (4) подставим сумму (2). В линейном приближении относительно параметра ϵ полученное выражение после некоторых алгебраических преобразований запишется в виде

$$\mu_H(H) \cong \frac{1}{\mu_0} \frac{ab}{1 + (bH_0)^2} \left(1 - \epsilon \frac{2bH_1}{1 + (bH_0)^2} \right). \quad (5)$$

Далее функциональную зависимость для нелинейной магнитной проницаемости (5) и общий интеграл (2) следует подставить в уравнение (1).

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях параметра ϵ и пренебрегая бесконечно малыми величинами второго порядка и выше, получаем систему дифференциальных уравнений для определения функций-слагаемых в формуле (2):

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 H_0(\xi, \tau)}{\partial \xi^2} &= 0; \\ \frac{\partial^2 H_1(\xi, \tau)}{\partial \xi^2} &= \left(\frac{ab}{\mu_0} \right) \frac{1}{(1 + (bH_0(\xi, \tau))^2)} \frac{\partial H_0(\xi, \tau)}{\partial \tau}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Интегрируя первое уравнение системы (6) с учетом заданных граничных условий, находим, что

$$H_0(\xi, \tau) = (H_2(\tau) - H_1(\tau)) \xi + H_1(\tau). \quad (7)$$

Выражение (7) подставим во второе уравнение системы (6). В результате получим

$$\frac{\partial^2 H_1(\xi, \tau)}{\partial \xi^2} = \left(\frac{ab}{\mu_0} \right) \frac{\left[\frac{dH_2(\tau)}{d\tau} - \frac{dH_1(\tau)}{d\tau} \right] \xi + \frac{dH_1(\tau)}{d\tau}}{1 + [b \{ (H_2(\tau) - H_1(\tau)) \xi + H_1(\tau) \}]^2}. \quad (8)$$

Частное решение, удовлетворяющее краевым условиям задачи, находим непосредственным интегрированием правой части выражения (8) по переменной ξ :

$$H_1(\xi, \tau) = \left(\frac{a}{\mu_0} \right) \frac{1}{(\eta_2 - \eta_1)^3} \left[\frac{f_1 \eta_1 - f_2}{2} \ln(1 + \eta^2) + (f_1 + f_2 \eta) \operatorname{arctg} \eta - G_1(\eta_2 - \eta) - G_1(\eta - \eta_1) \right], \quad (9)$$

где

$$\eta = b \{ (H_2(\tau) - H_1(\tau)) \xi + H_1(\tau) \},$$

$$\eta_1 = bH_1(\tau); \quad \eta_2 = bH_2(\tau);$$

$$f_1 = \frac{\partial}{\partial \tau} (\eta_2 - \eta_1); \quad f_2 = \frac{\partial \eta_1}{\partial \tau} \eta_2 - \frac{\partial \eta_2}{\partial \tau} \eta_1;$$

$$G_1 = \frac{1}{(\eta_2 - \eta_1)} \left[\frac{f_1 \eta_1 - f_2}{2} \ln(1 + \eta_1^2) + (f_1 + f_2 \eta_1) \operatorname{arctg} \eta_1 \right];$$

$$G_2 = \frac{1}{(\eta_2 - \eta_1)} \left[\frac{f_1 \eta_2 - f_2}{2} \ln(1 + \eta_2^2) + (f_1 + f_2 \eta_2) \operatorname{arctg} \eta_2 \right].$$

Выражения (7) и (9) подставим в (2). Полученная зависимость является решением поставленной задачи о пространственно-временном распределении напряженности магнитного поля в достаточно тонкой ферромагнитной пластине:

$$H(\xi, \tau) = \frac{\eta}{b} + \epsilon \left(\frac{a}{\mu_0} \right) \frac{1}{(\eta_2 - \eta_1)^3} \left[\frac{f_1 \eta_1 - f_2}{2} \ln(1 + \eta^2) + (f_1 + f_2 \eta) \operatorname{arctg} \eta - G_1(\eta_2 - \eta) - G_2(\eta - \eta_1) \right]. \quad (10)$$

Проанализируем полученный результат. Для упрощения положим, что $H_2(\tau) = 0$. После преобразований и введения новых переменных выражение (10) приводится к виду

$$h(\xi, \tau) = h_1(\tau) (1 - \xi) + \epsilon \mu_{Hm} F(\xi, \tau), \quad (11)$$

где $h(\xi, \tau) = bH(\xi, \tau)$; $h_1(\tau) = bH_1(\tau)$;

$\mu_{Hm} = \left(\frac{ab}{\mu_0} \right)$ — максимальное значение нелинейной магнитной проницаемости;

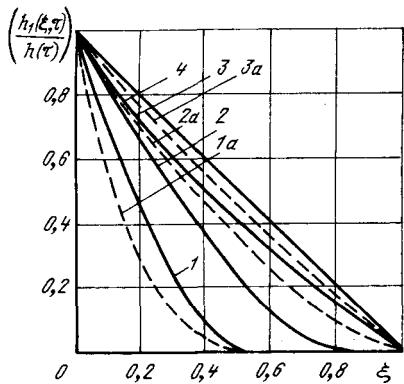


Рис. 1. Распределение напряженности магнитного поля по толщине ферромагнитной пластины; 1, 2, 3 соответствуют $(\mu_{Hm}\epsilon) = 10$ и $h_1(\tau) = 1,5, 10, 100$; 4 — $(\mu_{Hm}\epsilon) = 100$ и $h_1(\tau) = 10$

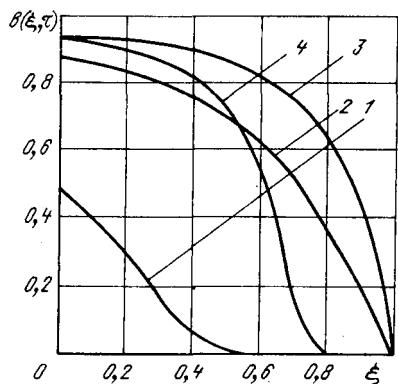


Рис. 2. Распределение «приведенной» индукции магнитного поля по толщине ферромагнитной пластины: 1, 2, 3 соответствуют $(\mu_{Hm}\epsilon) = 10$ и $h_1(\tau) = 1,5, 10, 100$; 4 — $(\mu_{Hm}\epsilon) = 100$ и $h_1(\tau) = 10$

$$F(\xi, \tau) = \frac{\left(\frac{dh_1(\tau)}{d\tau} \right)}{h_1^3(\tau)} \left\{ \frac{h_1(\tau)(1-\xi)}{2} \ln \left[\frac{1+h_1^2(\tau)(1-\xi)}{1+h_1^2(\tau)} \right] + \right. \\ \left. + \operatorname{arctg} [h_1(\tau)(1-\xi)] - (1-\xi) \operatorname{arctg} [h_1(\tau)] \right\}.$$

«Приведенная» индукция магнитного поля в пластине находится с помощью формул (3) и (11):

$$b(\xi, \tau) = \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg} [h(\xi, \tau)], \quad (12)$$

где $b(\xi, \tau) = \left[\frac{2B(\xi, \tau)}{\pi a} \right]$.

Последующие расчеты наиболее удобно проводить для внешнего поля, изменяющегося во времени по экспоненциальному закону, т. е. $h_1(\tau) = bH_{1m} \exp(\tau)$ (здесь H_{1m} — амплитудное значение напряженности). В этом случае

$$\frac{dh_1(\tau)}{d\tau} = h_1(\tau) = bH_{1m} \exp(\tau).$$

Результаты расчетов по формулам (11) и (12) показаны на рис. 1, 2. Приведенные зависимости наглядно иллюстрируют влияние ферромагнитных свойств материала пластины на процессы распределения магнитных полей:

а) граница «сильные—слабые» поля определяется электродинамическими и геометрическими характеристиками пластины (конкретный вид кривой намагничивания, удельная электропроводность, толщина), а также амплитудно-частотными параметрами внешних полей [в данном случае это безразмерные величины μ_{Hm} и $h_1(\tau)$];

б) в «слабых» полях ($(\mu_{Hm}\epsilon) = 10, h_1(\tau) < 5$ или $(\mu_{Hm}\epsilon) = 100, h_1(\tau) < 10$), соответствующих участку кривой намагничивания близи максимума нелинейной магнитной проницаемости, происходит быстрое затухание напряженности по толщине пластины;

в) в «сильных» полях ($(\mu_{Hm}\epsilon) = 10, h_1(\tau) > 5$) влияние ферромагнитных свойств на электродинамические процессы в пластине несущественно, распределение напряженности магнитного поля по ее толщине практически не отличается от аналогичной зависимости для неферромагнетика.

В заключение проведем численный расчет распределения поля в пластине. Простейший путь интегрирования уравнения (1) — это использование явного метода первого порядка точности, аналогичного методу Эйлера. Заменяя частные производные разностными отношениями, запишем выражение для напряженности магнитного поля в узлах пространственно временной сетки [11]:

$$h_j^{n+1} = h_j^n \left(1 - 2 \frac{1+(h_j^n)^2}{\mu_{Hm}\epsilon} \frac{\Delta\tau}{\Delta\xi^2} \right) + \frac{1+(h_j^n)^2}{\mu_{Hm}\epsilon} \frac{\Delta\tau}{\Delta\xi^2} \times \\ \times (h_{j+1}^n - h_{j-1}^n), \quad (13)$$

где j и n — координаты узлов двумерной сетки, определяющие дискретное изменение продольной координаты ξ и времени τ соответственно; $\Delta\tau$ и $\Delta\xi$ — шаги интегрирования по τ и ξ .

Как показано в [11], для получения устойчивого численного решения, необходимо выполнение условия:

$$\Delta\tau \leq \frac{\mu_{Hm}\epsilon}{1+h_{\max}^2} \frac{\Delta\xi^2}{2}, \quad (14)$$

где h_{\max} — максимальное значение напряженности магнитного поля.

Результаты вычислений с помощью разностной схемы (13) и соотношения (14) при краевых условиях $h(0, \tau) = h_m \exp(\tau)$ и $h(1, \tau) = 0$ приведены на рис. 1 (кривые 1а, 2а, 3а соответствуют $\mu_{Hm}\epsilon = 10$ и $h(0, \tau) = 1,5, 10$).

Сопоставление расчетных данных, полученных аналитическим и численным методами, показывает хорошее согласие сравниваемых величин и наглядно иллюстрирует достоверность линейного приближения в принятой постановке задачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Туровский Я. Техническая электродинамика.— М.: Энергия, 1974.
2. Михайлов В. М., Письменный Э. И. Переходный процесс в разрядном контуре конденсатора с массивным ферромагнитным проводником.— Электричество, 1975, № 8.
3. Кувалдин А. Б., Сальникова И. П. Электромагнитная волна в ферромагнитной пленке.— Электричество, 1980, № 5.
4. Шнеерсон Г. А. Об электромагнитной волне, распространяющейся в проводнике с постоянной скоростью.— Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1971, № 2.
5. Хименко Л. Т. Проникновение импульсного магнитного поля в ферромагнитную пластину.— Электричество, 1980, № 8.

6. Колесников П. М. Введение в нелинейную электродинамику.— Минск: Наука и техника, 1971.
7. Майерграйз И. Д. К расчету апериодических электромагнитных волн в нелинейной ферромагнитной среде.— Изв. АН СССР, Энергетика и транспорт, 1967, № 5.
8. Пентегов И. В. Использование ВКБ-метода при исследовании поверхностного эффекта в ферромагнитных телах.— Тезисы докладов I Всесоюзной конференции по теоретической электротехнике (Ташкент, 15—17 сентября, 1987).

9. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний.— М.: Наука, 1974.
10. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям.— М.: Наука, 1971.
11. Поттер Д. Вычислительные методы в физике.— М.: Мир, 1975.

[28.11.88]

УДК 621.372.001.24

Улучшенный вариант метода главных контурных токов

ХУСАИНОВ Ш. Н., канд. техн. наук

Челябинский политехнический институт

В [1 и 2] для анализа электрических схем предложен метод главных контурных токов (МГКТ), позволяющий существенно уменьшить объем вычислений, в связи с существенным снижением порядка системы уравнений (в оптимальном случае почти в 2 раза). Недостатком рассмотренной в [1 и 2] интерпретации МГКТ являются относительно сложные выражения и, соответственно, сложные правила формирования матриц уравнений. Кроме того, большое количество матриц инциденций и их подматриц скрывают основную идею метода.

Ниже описан упрощенный вариант формулировки, записи и формирования уравнений МГКТ, что должно облегчить использование этого эффективного метода. Однако предложенное упрощение не означает снижения общности, наоборот, ниже представлен несколько более общий подход к интерпретации МГКТ.

Как указано в [1], МГКТ основан на использовании двух уровней топологической зависимости напряжений и токов. Первый уровень определяет топологическую зависимость токов ветвей дерева (показано толстой линией на рисунке) от токов связей. Эта топологическая зависимость выражается уравнениями по первому закону Кирхгофа, которые в матричной форме могут быть записаны так:

$$\mathbf{I}_d = -\mathbf{A}_c \mathbf{I}_c = \mathbf{B}'_d \mathbf{I}_c, \quad (1)$$

где индекс «*d*» соответствует ветвям дерева, а индекс «*c*» — связям.

В (1) учтено известное свойство матриц инциденций; взятая со знаком минус подматрица матрицы соединений \mathbf{A}_c , соответствующая связям, равна транспонированной подматрице \mathbf{B}'_d контуров, соответствующей ветвям дерева.

Из уравнения (1) следует выражение для токов ветвей:

$$\mathbf{I} = \mathbf{B}' \mathbf{I}_c. \quad (2)$$

Уравнения (1) и (2) записаны для основной системы контуров, определяемых данным деревом t_1 . Ниже мы будем допускать возможность использования не только основной, но и произвольной системы независимых контуров. В частности, как известно, в качестве системы

независимых контуров для плоских схем может быть избрана система контуров, образующих края плоских ячеек графа схемы. Выбор такой системы может быть предпочтительным с точки зрения разреженности матрицы получаемой системы уравнений.

Для произвольной системы контуров уравнение (2) принимает вид

$$\mathbf{I} = \mathbf{B}' \mathbf{I}_k, \quad (2a)$$

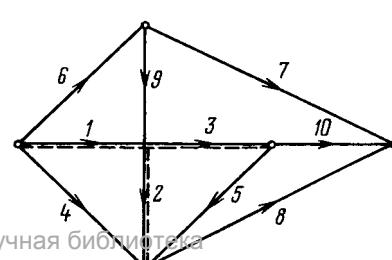
где \mathbf{I}_k — матрица контурных токов.

Рассмотренный первый уровень топологической зависимости позволяет выразить токи ветвей через токи связей или через контурные токи и уменьшить число неизвестных до числа связей, что достигается в обычном методе контурных токов.

Второй уровень топологической зависимости определяется для подграфа из связей дерева t_1 . В этом подграфе выбираем в свою очередь дерево (или лес для случая несвязанного графа) t'_2 . Дерево t'_2 показано на рисунке пунктирной линией. Напряжения связей дерева t'_2 (ветви группы 2) оказываются топологически зависимы от напряжений ветвей дерева t'_2 (ветви группы 1). Эта топологическая зависимость выражается уравнениями по второму закону Кирхгофа для основных контуров, определяемых ветвями группы 2 и деревом t'_2 , которые имеют вид

$$\mathbf{U}_2 = -\mathbf{B}'_{21} \mathbf{U}_1. \quad (3)$$

В уравнении (3) \mathbf{U}_1 и \mathbf{U}_2 — векторы напряжений



ветвей групп 1 и 2, а B'_{21} — подматрица упомянутых выше контуров, соответствующая ветвям дерева t'_2 .

Чтобы можно было исключить часть контурных токов с помощью уравнения (3), нужно записать особую систему уравнений по методу контурных токов. Особенность ее состоит в выборе независимых контуров, для которых записано контурное преобразование (2а) и в выборе независимых контуров, для которых записываем уравнения по второму закону Кирхгофа —

$$B'U = 0. \quad (4)$$

Первая система независимых контуров, используемая в контурном преобразовании (2а) может быть разбита на две подсистемы с контурными токами I_{k1} и I_{k2} . Через ветви группы 1 проходят лишь контурные токи первой подсистемы, а через каждую ветвь второй группы — лишь один ток второй подсистемы. Последнее означает, что $I_2 = I_{k2}$. Эти требования легко могут быть удовлетворены, для чего достаточно выбрать любую систему независимых контуров в цепи, из которой удалены ветви группы 2, и дополнить ее произвольной системой контуров, содержащих одну ветвь группы 2.

Матрица контуров B , удовлетворяющая указанным требованиям, имеет следующую структуру:

$$B = \begin{bmatrix} B_{11} & 0 & B_{1x} \\ 0 & 1 & B_{2x} \end{bmatrix},$$

в которой индекс x соответствует ветвям дерева t_1 .

Вторая система независимых контуров, предназначенная для записи уравнений (4) по второму закону Кирхгофа, содержит произвольную систему независимых контуров подграфа без ветвей группы 2 и систему контуров, для которой записано уравнение (3). Матрица контуров для указанной системы имеет следующую структуру:

$$B' = \begin{bmatrix} B'_{11} & 0 & B'_{1x} \\ B'_{21} & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Первая подсистема в рассмотренных системах контуров может быть одинаковой, а вторые заведомо различны, так как в первой системе контуров вторая подсистема не содержит ветвей группы 1, а вторая подсистема второй системы контуров не содержит ветвей группы x .

Далее поступаем так, как обычно делается при выводе уравнений по методу контурных токов. В уравнении (4) напряжения ветвей группы 1 и x (объединим их в группу s) заменяем их выражениями через токи:

$$U_s = Z_{ss} I_s - E_s, \quad (5)$$

а напряжения ветвей группы 2 будем рассматривать на этом этапе как напряжения компенсирующих источников. Затем токи ветвей заменяем их выражениями через контурные токи. В результате получаем уравнения по методу контурных токов:

$$\begin{bmatrix} Z_{11}^k & Z_{12}^k \\ Z_{21}^k & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{k1} \\ I_{k2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{k1} \\ E_{k2} - U_2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

в которых подматрицы контурных сопротивлений и контурных э. д. с. имеют вид

$$Z_{11}^k = B'_{1s} Z_s B'_{s1},$$

(7)

$$Z_{12}^k = B'_{1x} Z_x B'_{x2}; \quad (8)$$

$$Z_{21}^k = B'_{21} Z_1 B'_{11}; \quad (9)$$

$$E_{k1} = B'_{1s} E_s; \quad (10)$$

$$E_{k2} = B'_{21} E_1. \quad (11)$$

Особенность уравнения (6) в том, что подматрица $Z_{22}^k = 0$. Это и позволяет исключить часть контурных токов.

Ветви группы 2 относим к типу y -ветвей, описываемых уравнением

$$I_2 = Y_2 U_2 - J_2.$$

Вектор напряжений U_2 в этом уравнении заменим выражением

$$U_2 = -Z_{21}^k I_{k1} + E_{k2},$$

получаем из системы (6). В результате имеем:

$$I_2 = I_{k2} = -Y_2 Z_{21}^k I_{k1} - (J_2 - Y_2 E_{k2}).$$

Подставляя найденное значение I_{k2} в систему (6), получаем уравнение по МГКТ:

$$Z_{r,k} I_{k1} = E_{r,k}, \quad (12)$$

где

$$Z_{r,k} = Z_{11}^k - Z_{12}^k Y_2 Z_{21}^k; \quad (13)$$

$$E_{r,k} = E_{k1} + Z_{21}^k (J_2 - Y_2 E_{k2}). \quad (14)$$

Число уравнений по МГКТ в системе (12) меньше, чем число уравнений в системе по методу контурных токов. Матрицы этого уравнения вычисляются по формулам (13), (14), которые содержат матрицы, формируемые, согласно уравнениям (7) — (11), по обычным известным правилам формирования уравнений по методу контурных токов. В этом преимущество рассмотренной интерпретации МГКТ. Записанные выше уравнения ориентированы на цепи с двухполюсными элементами, но они справедливы и для схем с многополюсниками при условии, что подребра ОП (полюсного графа) любого многополюсника [3] принадлежат одной группе — 1,2 или x .

По аналогии с МГКТ может быть сформулирован метод напряжений главных сечений. Отличие здесь состоит в том, что на первом уровне используем топологическую зависимость напряжений связей от напряжений ветвей дерева или узловых напряжений. На втором уровне используем топологическую зависимость токов ветвей дерева t'_2 в подграфе из ветвей дерева t_1 , полученным при закорачивании связей дерева t_1 , от токов связей. На рисунке к дереву (лесу) t'_2 можно отнести ветви 9 и 10. Токи этих ветвей выражаются через токи связей дерева t'_2 — ветвей 6, 7 и 8.

Пример. Сформулируем уравнения по МГКТ для электрической цепи с двухполюсными элементами, график которой показан на рисунке. Ветви 4 и 5 относим к y -ветвям, остальные — к z -ветвям.

Первая система контуров представляет собой основную систему контуров, определяемых связями дерева t_1 . Во вторую систему контуров включим контуры, определяемые связями 1, 2, 3 и деревом t_1 , а также контуры, определяемые связями 4, 5 и деревом t'_2 .

Подматрицы уравнения (6), составляемые по обычным правилам формирования уравнений по методу контурных токов, имеют вид

$$Z_{11}^k = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} Z_1 + Z_6 + Z_9 & -Z_9 & -Z_9 \\ -Z_9 & Z_2 - Z_7 + Z_8 + Z_9 & Z_7 + Z_9 \\ -Z_9 & Z_7 + Z_9 & Z_3 + Z_{10} - Z_7 + Z_9 \end{bmatrix};$$

$$Z_{12}^k = \begin{bmatrix} Z_{14} & Z_{15} \\ Z_{24} & Z_{25} \\ Z_{34} & Z_{35} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_6 & 0 \\ Z_7 + Z_8 & Z_8 \\ Z_7 & -Z_{10} \end{bmatrix};$$

$$Z_{21}^k = \begin{bmatrix} Z_{41} Z_{42} Z_{43} \\ Z_{51} Z_{52} Z_{53} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Z_1 - Z_2 & 0 \\ 0 & -Z_2 Z_3 \end{bmatrix};$$

$$\dot{E}_{k1} = [\dot{E}_{k1} \dot{E}_{k2} \dot{E}_{k3}] = [(\dot{E}_1 + \dot{E}_6 + \dot{E}_9) (\dot{E}_2 - \dot{E}_7 + \dot{E}_8 + \dot{E}_9) \times (\dot{E}_3 + \dot{E}_{10} - \dot{E}_7 + \dot{E}_8)];$$

$$\dot{E}_{k2} = [\dot{E}_{k4} \dot{E}_{k5}] = [(-\dot{E}_1 + \dot{E}_2) (\dot{E}_3 - \dot{E}_2)].$$

Подставляя приведенные значения матриц в уравнения (13) и (14), получаем значения матриц уравнения (12) по МГКТ:

$$Z_{r,k} =$$

$$= \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_{14} Y_4 Z_1 | Z_{12} - (Z_{14} Y_4 + Z_{15} Y_5) Z_2 | Z_{13} + Z_{15} Y_5 Z_3 \\ Z_{21} - Z_{24} Y_4 Z_1 | Z_{22} - (Z_{24} Y_4 + Z_{25} Y_5) Z_2 | Z_{23} + Z_{25} Y_5 Z_3 \\ Z_{31} - Z_{34} Y_4 Z_1 | Z_{32} - (Z_{34} Y_4 + Z_{35} Y_5) Z_2 | Z_{33} + Z_{35} Y_5 Z_3 \end{bmatrix};$$

$$\dot{E}_{r,k} = [(\dot{E}_{k1} + Z_{14} J'_4 + Z_{15} J'_5) (\dot{E}_{k2} + Z_{24} J'_4 + Z_{25} J'_5) \times (\dot{E}_{k3} + Z_{34} J'_4 + Z_{35} J'_5)],$$

где $J'_4 = J_4 - Y_4 \dot{E}_{k4}$ и $J'_5 = J_5 - Y_5 \dot{E}_{k5}$.

В рассмотренном примере вместо пяти уравнений по методу контурных токов требуется для такой сложной схемы решить всего три уравнения по МГКТ, что существенно проще. Объем дополнительных вычислений по сравнению с методом контурных токов, связанных с получением матриц $Z_{r,k}$ и $E_{r,k}$ из матриц уравнений по методу контурных токов, существенно меньше объема таких вычислений, связанных с ростом порядка системы уравнений до пяти в методе контурных токов.

Вывод. Предложенный вариант МГКТ позволяет существенно уменьшить объем вычислений. Следует отметить также, что для больших разреженных систем число ненулевых элементов в уравнениях по МГКТ обычно существенно меньше, чем в уравнениях по методу контурных токов или узловых напряжений, т. е. сказанное выше справедливо и при использовании методов разреженных матриц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Хусаинов Ш. Н. Метод главных контурных токов.— Теоретическая электротехника, Львов, 1980, вып. № 28.
- Хусаинов Ш. Н. Анализ электрических схем с многощипольными элементами методом главных контурных токов.— Изв. вузов СССР. Энергетика, 1976, № 3.
- Хусаинов Ш. Н. Различные формы уравнений многощипольных элементов.— Вентильные преобразователи в энергетических установках. (Челябинский политехнич. ин-т), 1970, № 70.

[25.11.87]

УДК 621.314.6.32.001.24

Расчет установившегося режима гранично-непрерывного тока в управляемом выпрямителе

ЕРИХОВ М. М., канд. техн. наук

Курган

Динамические свойства управляемого выпрямителя (УВ) в режимах непрерывного и прерывистого токов значительно различаются, что показано в ряде работ [1—3]. Для большинства электрических систем более предпочтительным является первый режим работы, обеспечивающий большую жесткость внешних характеристик УВ и меньший уровень пульсаций тока в нагрузке. Практический интерес представляет определение при заданных параметрах нагрузки границы области существования режима непрерывного тока, соответствующей режиму гранично-непрерывного тока. Расчет параметров такого режима (как правило, граничного угла отпирания тиристоров) известен лишь для простейших типовых видов нагрузки [2, 3]. В более сложных случаях этот режим предполагалось искать численными методами из условия равенства нулю тока нагрузки в момент коммутации тиристоров.

В предлагаемой статье получено уравнение поверхности гранично-непрерывных режимов в пространстве параметров системы, разрешимое относительно граничного угла отпирания тиристоров. Предложен способ приближенного вычисления этой поверхности по частотной характеристике пассивного двухполюсника нагрузки со строгой оценкой такого приближения.

Рассмотрим m -фазный управляемый выпрямитель, нагрузкой которого являются последовательно соединенные произвольный пассивный двухполюсник с операторной проводимостью $G(p)$ и эквивалентный источник напряжения. Известно, что к подобной схеме можно привести любой активный двухполюсник, содержащий произвольное число источников [4]. Считаем питающую сеть с частотой ω , тиристоры УВ и элементы нагрузки идеальными. В установившемся режиме нормированный ток нагрузки (при единичной амплитуде

фазных напряжений) может быть представлен рядом Фурье:

$$i(\psi, \alpha) = \sum_{s=-\infty}^{+\infty} G(jm\omega s) C_s e^{jms\psi}, \quad (1)$$

$$\text{где } C_0 = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha - \varepsilon;$$

$$C_s = \frac{m}{2\pi} \int_{\pi/2-\pi/m+\alpha}^{\pi/2+\pi/m+\alpha} \sin \varphi e^{-jms\psi} d\varphi = \pi^{-1} m (-1)^s \times$$

$$\times e^{-jsm(\pi/2+\alpha)} \sin \frac{\pi}{m} (\cos \alpha + jsm \sin \alpha) / (1 - s^2 m^2),$$

$s \neq 0$; ε — нормированное напряжение эквивалентного источника; α — угол отпирания тиристоров УВ; $\psi \in [\pi/2 - \pi/m + \alpha, \pi/2 + \pi/m + \alpha]$ — текущее значение угла на периоде дискретизации УВ.

Тогда в момент коммутации тиристоров ток нагрузки описывается выражением

$$i_k(\alpha) = i(\pi/2 + \pi/m + \alpha, \alpha) = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \times \\ \times \frac{G(jm\omega s) (\cos \alpha + jsm \sin \alpha)}{1 - s^2 m^2} - \varepsilon G(0)$$

или

$$i_k(\alpha) = P_2 \cos \alpha - P_1 \sin \alpha - \varepsilon G(0), \quad (2)$$

где

$$P_1 = 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{s m \operatorname{Im} G(jm\omega s)}{1 - s^2 m^2}; \quad (3)$$

$$P_2 = \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left(G(0) + 2 \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\operatorname{Re} G(jm\omega s)}{1 - s^2 m^2} \right).$$

Приравнивая ток $i_k(\alpha)$ в момент коммутации тиристоров к нулю, получаем уравнение поверхности гранично-непрерывного режима (см. рис. 1), разрешимое относительно граничного угла отпирания тиристоров

$$\alpha_{rp} = \arcsin(\varepsilon G(0) \sqrt{a}) + \operatorname{arctg}(b), \quad (4)$$

$$a = (P_1^2 + P_2^2)^{-1}; \quad b = P_2/P_1$$

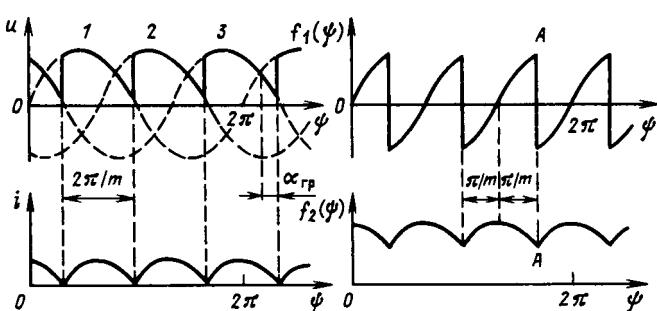


Рис. 1. Напряжение и ток нагрузки в режиме гранично-непрерывного тока и кусочно-синусоидальные функции, определяющие коэффициенты P_1 и P_2

при условии

$$P_1^2 + P_2^2 > \varepsilon^2 G^2(0). \quad (5)$$

Границный угол отпирания тиристоров в общем случае следует искать в диапазоне $\alpha_{rp} \in [0, \pi]$.

Для определения параметров P_1 и P_2 воспользуемся вытекающими из (2) соотношениями: $P_1 = -i_k(\pi/2)$ и $P_2 = i_k(0)$. Тогда P_1 и P_2 представляют собой установившиеся нормированные токи нагрузки выпрямителя слева от моментов коммутации тиристоров при входных напряжениях кусочно-синусоидальной формы $f_1(\psi)$ и $f_2(\psi)$ соответственно. На рис. 1 представлены напряжения $f_1(\psi)$ и $f_2(\psi)$, точками A обозначены моменты определения токов P_1 и P_2 .

При известных вычетах операторной проводимости $G(p)$ для вычисления коэффициентов P_1 и P_2 уравнения (2) удобно использовать аналитические методы. Так, в случае простых особых точек реакция линейной электрической цепи на периодический сигнал имеет вид [3]:

$$P_{1,2} = \sum_k \operatorname{Res} G(v_k) e^{v_k T} (1 - e^{v_k T})^{-1} I_{1,2}, \quad (6)$$

где $I_{1,2} = \int_0^\infty f_{1,2}(\tau) e^{-v_k \tau} d\tau$; $\operatorname{Res} G(v_k) = \lim_{p \rightarrow v_k} (p - v_k) G(p)$, v_k — особые точки операторной проводимости $G(p)$, $\tau = \psi/\omega$, $T = 2\pi/m\omega$.

Подставляя в (6) функции $f_1(\tau) = \sin(\omega\tau - \pi/m)$ и $f_2(\tau) = \cos(\omega\tau - \pi/m)$, после взятия интегралов получим выражения для коэффициентов P_1 и P_2 в конечном виде:

$$P_1 = \sum_k I_k [\nu_k \sin(\pi/m) \operatorname{cth}(\pi\nu_k/m\omega) - \omega \cos(\pi/m)]; \quad (7)$$

$$P_2 = \sum_k I_k [-\nu_k \cos(\pi/m) - \omega \sin(\pi/m) \operatorname{cth}(\pi\nu_k/m\omega)],$$

где $I_k = \operatorname{Res} G(v_k) / (\omega^2 + v_k^2)$.

В случае вещественных особых точек формулы (7) можно применять непосредственно для численных расчетов, если же среди v_k есть комплексно-сопряженные, то указанные выражения необходимо сначала преобразовать к вещественной форме записи.

Использование аналитического способа расчета параметров P_1 и P_2 затруднено из-за необходимости определения особых точек (корней характеристического уравнения) операторной проводимости $G(p)$, что в общем случае представляет сложную самостоятельную задачу, разрешимую только численными методами. Поэтому значительный интерес представляет вычисление P_1 и P_2 усечением бесконечных рядов (3). При этом, очевидно, определения особых точек и вычетов $G(p)$ не требуется. Помимо этого, применение формул (3) дает возможность построить поверхность гранично-непрерывного режима, используя лишь амплитудно-частотные характеристики двухполюсника нагрузки, без определения его структуры. Это особенно удобно на начальных этапах проектирования, поскольку позволяет исключить синтез структуры двухполюсников, заранее не удовлетворяющих требованиям непрерывности установившихся рабочих токов, а также при инженерных расчетах сложных электрических цепей, когда амплитудно-частотная характеристика может быть получена экспериментально или в результате физического моделирования.

Вычисления усеченных рядов могут быть выполнены с использованием простейшей циклической программы на персональной микроЭВМ или любой другой ЦВМ. Полученное в результате численных расчетов значение критического угла отпирания тиристоров будет приближенным и для его достоверности необходимо оценить погрешность вычислений. Рассмотрим один из способов такой оценки.

Пусть приближенные значения коэффициентов уравнения (2) определяются по формулам

$$\left. \begin{aligned} \tilde{P}_1 &= 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \sum_{s=1}^{N_1} \frac{sm \operatorname{Im} G(jm\omega s)}{1-s^2 m^2}; \\ \tilde{P}_2 &= \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} (G(0) + 2 \sum_{s=1}^{N_2} \frac{\operatorname{Re} G(jm\omega s)}{1-s^2 m^2}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Тогда погрешности $\Delta P_{1,2} = |P_{1,2} - \tilde{P}_{1,2}|$ описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_1 &= 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left| \sum_{s=N_1+1}^{\infty} \frac{sm \operatorname{Im} G(jm\omega s)}{1-s^2 m^2} \right|; \\ \Delta P_2 &= 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \left| \sum_{s=N_2+1}^{\infty} \frac{\operatorname{Re} G(jm\omega s)}{1-s^2 m^2} \right| \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Очевидно, что для достоверности расчетов должно, как минимум, выполняться соотношение: $|\tilde{P}_{1,2}| > \Delta P_{1,2}$. Оценивая сверху правую часть равенств (9), получаем:

$$\begin{aligned} \Delta P_{1,2} &< 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} G_{1,2} \sum_{s=N_{1,2}+1}^{\infty} 1/(s^2 m^2 - 1) = \\ &= 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} G_{1,2} f_0(N_{1,2}), \end{aligned} \quad (10)$$

$$f_0(N) = 0,5 \left(1 - \frac{\pi}{m} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{m} \right) - \sum_{s=1}^N 1/(s^2 m^2 - 1),$$

где параметры $G_1 = \omega^{-1} \sup_{s \geq N_1} |(jm\omega s) \operatorname{Im} G(jm\omega s)|$; $G_2 = \sup_{s \geq N_2} |\operatorname{Re} G(jm\omega s)|$ должны быть конечны.

Реальные нагрузки, как правило, обладают минимальными фильтрующими свойствами и это условие незначительно ограничивает общность полученных результатов. Определение параметров $G_{1,2}$ удобно производить по виду амплитудно-частотных характеристик $F_1(\Omega) = \omega^{-1} |\operatorname{Im} \{2G(j\Omega)\}|$ и $F_2(\Omega) = |\operatorname{Re} \{G(j\Omega)\}|$. Если числа $N_{1,2}$ достаточно велики и частоты $\Omega_{1,2} = \omega(N_{1,2} + 1)$ лежат за областью экстремумов зависимостей $F_{1,2}(\Omega)$, то параметры G_1 и G_2 выбираются из условия $G_{1,2} = \max \{F_{1,2}(\Omega_{1,2}), F_{1,2}(\infty)\}$.

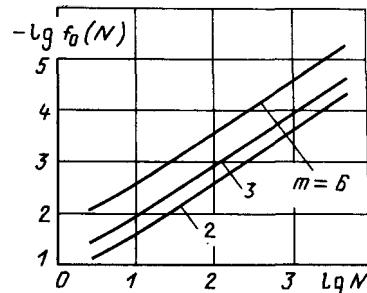


Рис. 2. Графики функции $f_0(N)$, определяющей погрешность численного расчета граничного угла отпирания тиристоров

Как видно из выражения (10), оценки погрешностей $\Delta P_{1,2}$ зависят также от функции $f_0(N)$, определяемой числом учитываемых слагаемых при усечении бесконечных рядов (3). Данная зависимость представлена на рис. 2 для различного числа фаз УВ. Как следует из рисунка, функция $f_0(N)$ при $N = \text{const}$ с увеличением числа фаз снимается уровень пульсаций напряжения на нагрузке и, соответственно, уменьшаются амплитуды высших гармоник тока, учитываемых $f_0(N)$.

По найденным оценкам $\Delta P_{1,2}$ определим погрешности расчета параметров a и b :

$$\Delta a = \left| \frac{1}{P_1^2 + P_2^2} - \frac{1}{\tilde{P}_1^2 + \tilde{P}_2^2} \right| <$$

$$< \frac{\Delta P_1 (2|\tilde{P}_1| + \Delta P_1) + \Delta P_2 (2|\tilde{P}_2| + \Delta P_2)}{(\tilde{P}_1^2 + \tilde{P}_2^2)(|\tilde{P}_1 - \Delta P_1|^2 + |\tilde{P}_2 - \Delta P_2|^2)};$$

$$\Delta b = \left| \frac{P_2}{P_1} - \frac{\tilde{P}_2}{\tilde{P}_1} \right| < \frac{\Delta P_2 |\tilde{P}_1| + \Delta P_1 |\tilde{P}_2|}{(|\tilde{P}_1| - \Delta P_1) |\tilde{P}_1|}$$

и тогда, воспользовавшись непрерывностью и дифференцируемостью зависимости (4), получим погрешность расчета угла отпирания в виде:

$$|\Delta \alpha_{rp}| < M = \Delta b \frac{(|\tilde{P}_1| + \Delta P_1)^2}{(|\tilde{P}_1| + \Delta P_1)^2 + (|\tilde{P}_2| - \Delta P_2)^2} +$$

$$+ \Delta a \frac{0,5 \epsilon G(0) ((\tilde{P}_1 + \Delta P_1)^2 + (\tilde{P}_2 - \Delta P_2)^2)}{\sqrt{(\tilde{P}_1 - \Delta P_1)^2 + (\tilde{P}_2 - \Delta P_2)^2 - \epsilon^2 G^2(0)}}. \quad (11)$$

Условием применимости полученной оценки является неравенство

$$(\tilde{P}_1 - \Delta P_1)^2 + (\tilde{P}_2 - \Delta P_2)^2 - \epsilon^2 G^2(0) > 0, \quad (12)$$

сводящееся при $\lim_{\Delta P_1 \rightarrow 0} \tilde{P}_1 = P_1$, $\lim_{\Delta P_2 \rightarrow 0} \tilde{P}_2 = P_2$ к необходимому условию существования в нагрузке режима непрерывного тока (5).

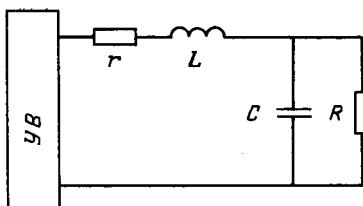
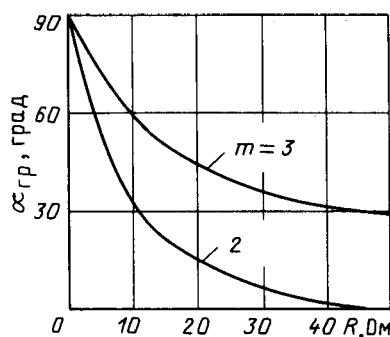


Рис. 3. Управляемый выпрямитель с пассивной RLC-нагрузкой

Рис. 4. Зависимости $\alpha_{rp}(R)$

Если последнее не выполняется, то поиски режима гранично-непрерывного тока не имеют смысла. При выполнении (5) подбором достаточно больших N_1 и N_2 всегда можно обеспечить выполнение неравенства (12). Выражение (11) является математически строгим и при выбранном числе слагаемых в конечных суммах (8) ограничивает максимально возможную ошибку в расчетах α_{rp} . С увеличением N_1 и N_2 погрешности Δa и Δb уменьшаются, что приводит к уменьшению M . Если числа слагаемых N_1 и N_2 стремятся к бесконечности, то погрешность $\Delta \alpha_{rp}$ стремится к нулю, что означает теоретическую возможность достижения сколь угодно высокой точности численных расчетов поверхности гранично-непрерывного режима предлагаемым методом.

Отметим, что режим гранично-непрерывного тока будет определяться поверхностью (4) только в том случае, если ток нагрузки на периоде дискретизации не меняет знак:

$$i(\psi, \alpha_{rp}) > 0 \quad \forall \psi \in (\pi/2 - \pi/m + \alpha_{rp}, \pi/2 + \pi/m + \alpha_{rp}). \quad (13)$$

Иначе произойдет преждевременное запирание тиристора и в цепи установится режим прерывистого тока. Определить форму кривой тока $i(\psi, \alpha_{rp})$ и тем самым оценить выполнение неравенства (13) можно аналитически, если известны особые точки операторной проводимости цепи $G(p)$. Если же особые точки неизвестны или цепь задана только частотной характеристикой, гораздо удобнее воспользоваться разложением тока в частотный ряд (1) с оценкой высокочастотных составляющих. Введем приближенное значение тока в цепи:

$$\tilde{i}(\psi, \alpha_{rp}) = \sum_{s=-N_3}^{N_3} G(jm\omega s) e^{jms\psi}.$$

Вологодская областная универсальная научная библиотека

www.booksite.ru

Тогда погрешность в определении тока

$$\Delta i = \sum_{\substack{s=-\infty \\ s \notin (-N_3, N_3)}}^{+\infty} G(jm\omega s) G_s e^{jms\psi}.$$

Оценивая величину $|\Delta i|$ сверху, получаем

$$|\Delta i| < 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} G_3 f_0(N_3),$$

$$\text{где } G_3 = \omega^{-1} \sup_{s \geq 1} |(jm\omega s) G(jm\omega s)|.$$

Таким образом, режим гранично-непрерывного тока при выполнении условия (4) гарантирован, если

$$\tilde{i}(\psi, \alpha_{rp}) > 2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} G_3 f_0(N_3),$$

что является строгим достаточным условием знакоподопределенности тока $i(\psi, \alpha_{rp})$ в нагрузке УВ.

Итак, предложенные аналитический и численный методы позволяют строго определить границу непрерывного тока и тем самым локализовать перспективные области работы системы.

Применение предложенного подхода иллюстрирует пример.

Рассмотрим УВ с типовой RLC-нагрузкой, представленной на рис. 3. Операторная проводимость рассматриваемой цепи

$$G(p) = \frac{1}{R} \frac{RCp + 1}{CLp^2 + (rC + L/R)p + 1 + r/R}$$

имеет две простые особые точки:

$$v_{1,2} = 0,5 \left(-\frac{r}{L} - \frac{1}{CR} \pm \sqrt{\left(\frac{r}{L} - \frac{1}{CR} \right)^2 - 4 \frac{1}{CL}} \right).$$

При параметрах цепи $r=0,1$ Ом, $C=10^{-5}$ Ф, $L=0,02$ Гн по формулам (4), (7), (8) были произведены аналитические и численные расчеты зависимости граничного угла отпирания тиристоров от соотвествия нагрузки при $m=2$ и $m=3$. Сопоставление полученных результатов показало, что при $N_{1,2} > 10$ ошибка численного расчета достаточно близка к своей верхней оценке (11) и не превосходит нескольких процентов определяемого граничного угла. Так, при $m=3$, $R=10$ Ом, $N_1=N_2=25$ граничный угол отпирания составляет $\alpha_{rp}=59,201^\circ$ при аналитическом расчете и $\alpha_{rp}=59,841^\circ$ при численном расчете. Верхняя оценка ошибки численного расчета, определяемая формулой (11), равна $M=0,689^\circ$. Исследования показали, что при $N_{1,2} > 100$ результаты численного расчета практически совпадают с аналитическим при любом R .

На рис. 4 аналитическим методом построены зависимости $\alpha_{rp}(R)$. Из предельных условий при $R=0$ следует, что область режимов непрерывных токов рас-

положена под кривой граничного режима. Таким образом, с увеличением сопротивления нагрузки R диапазон регулирования угла отпирания тиристоров, соответствующий области непрерывных токов нагрузки, сужается. Так, для двухфазного УВ при $R \geq 45,15$ Ом режим непрерывного тока вообще невозможен. Проверка отсутствия изменения знака тока на периоде дискретизации показала, что граничные режимы, соответствующие зависимостям на рис. 4, физически реализуемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Исхаков А. С. Выпрямитель в режиме прерывистого тока. /— Электричество, 1985, № 7, с. 38—44.
2. Данилевич О. И. Определение границы прерывистого и непрерывного токов вентильного преобразователя./— Электричество, 1977, № 9, с. 43—48.
3. Управляемый выпрямитель в системах автоматического управления / Под ред. А. Д. Поздеева.— М.: Энергогатомиздат, 1984.— 352 с.
4. Атабеков Г. И. Основы теории цепей.— М.: Энергия, 1969.— 424 с.

[27.06.89]

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ И НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО»

Орган Академии наук СССР, Государственного комитета СССР по науке и технике, Центрального правления Научно-технического общества энергетиков и электротехников.

Является старейшим в СССР и одним из старейших в мире электротехнических изданий. Издается с июля 1880 г.

Предназначен для высококвалифицированных специалистов в области электротехники, энергетики, автоматизации производственных процессов, электротехнических материалов.

Подписчиками журнала, кроме индивидуальных, являются высшие учебные заведения, научно-исследовательские институты, конструкторские бюро, энергетические предприятия, заводы соответствующего профиля.

Тираж журнала 5000 экз., из которых около 1500 экз. поступает к зарубежным подписчикам во многие страны мира.

Журнал предоставляет свои страницы или обложку для публикации рекламы советских предприятий и иностранных фирм.

Заключает долгосрочные договоры по рекламе.

Оплата рекламных материалов и объявлений производится по соглашению.

**Адреса редакции: 103012, Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10.
101000, Москва, Главпочтamt, абонентный ящик № 648.
т. 924-24-80**

Дискуссии

О пересмотре ГОСТ 19880-74 «Электротехника. Основные понятия. Термины и определения» и ГОСТ 1494-77 «Электротехника. Буквенные обозначения основных величин»

(статья представителей рабочей группы по пересмотру
стандартов по электротехнике, «Электричество», 1989, № 5)
ЦЕЙТЛИН Л. А.

Замечания по проекту ГОСТ 19880. 1. Проект ГОСТ 19880 имеет ряд существенных недостатков, отчастиющихя как к отдельным определениям терминов, так и ко всей их совокупности. Поэтому в ходе дальнейшей работы над ГОСТ необходимо не только тщательно проводить отдельные определения, но и заново пересмотреть всю систему терминов с точки зрения ее полноты, внутренней непротиворечивости и отсутствия лишних терминов. Представленная редакция ГОСТ не всегда соответствует этим требованиям. Например:

наряду с терминами 40 и 41 нет определений таких величин, как частичные емкости, потенциальные коэффициенты; не определены понятия комплексных диэлектрической и магнитной проницаемостей; недопустимо отсутствие термина, определяющего силу тока (ток) как величину, тем более что при определении других терминов это понятие широко используется (пп. 50, 116, 123, 259 и др.);

с другой стороны, стремление регламентировать применение возможно большего числа терминов приводит к появлению в ГОСТ ряда терминов, никак не относящихся к основным или вообще не нужных (например, 9, 85, 86, 88, 95, 96, 100, 102, 112 — 115, 134, 136, 160, 179, 260 — 262, 303, 311, 312, а также значительная часть терминов, относящихся к графикам). Эти термины следует, по моему мнению, из стандарта исключить.

2. Имеются явные несоответствия и противоречия в определении различных связанных друг с другом терминов. Например, явно противоречат друг другу термины 11 и 42 — 46, 28 и 66; плотность полного тока (47) определена как сумма трех составляющих, из которых определена только одна (48); определение п. 49 не соответствует определенному термину; в определениях 51 и 65 слово «замкнутый» лишнее, так как незамкнутых контуров не бывает; в п. 5 элементарный заряд определяется как свойство частиц, а в п. 8 говорится о

сумме элементарных зарядов, т. е. свойств, что, очевидно, лишено смысла; перечень таких несоответствий можно было бы продолжить.

3. В стандарте много неясных, неточных и неверных определений (например, 24, 52, 57, 55, 59, 83). Особенно много их среди терминов по электрическим цепям, начиная с понятия «электрическая цепь» (87); видимо, составители не заметили, что под это определение подходит все, что окружает нас в наблюдаемой части Вселенной и что, следовательно, данное определение вообще лишено смысла. Следует отметить также термины 94, 99, 101, 110, 121, 123, 124, 157, 164, 171—174, 186, 219, 220, 258, 267, 276, 284, 285 и др. Понятно, многих неясностей и неточностей в этой части стандарта можно было бы избежать, проведя четкое различие между реальными цепями и их элементами, с одной стороны, и их расчетными моделями, с другой. При этом терминология, по моему мнению, должна быть ориентирована на расчетные модели, так как именно они, а не реальные объекты, по существу рассматриваются при расчете электрических цепей.

4. Недопустимо связывать термины и определения величин с той или иной системой единиц измерения, как это сделано в пп. 16, 17, 107, 108, 131. Числовые значения постоянных можно дать в примечаниях или отдельных таблицах.

5. Недопустим перенос части определения в примечания (как, например, в пп. 13, 14, 25 и др.). Количественная характеристика величины должна, как правило, содержаться в том же предложении, что и качественная (в крайнем случае в виде отдельного предложения после точки с запятой).

6. Использование формул в определениях нежелательно, с чем, видимо, согласны и составители, но в пп. 12, 26, 197 они от этого отходят.

7. Ничем нельзя оправдать отход составителей от общепринятого в отечественной электротехнической ли-

тературе правила, согласно которому реактивные со- противления, реактивные проводимости и угол ϕ имеют одинаковый знак (положительный при индуктивном ха- рактере цепи).

Замечания по проекту ГОСТ 1494. 1. Вопреки на- званию стандарта, в него включено большое количество обозначений величин, которые никак нельзя отнести к числу основных. Попытка регламентировать возможно большее число обозначений не только не приносит пользы, но и создает при пользовании ими значительные, ничем не оправданные трудности. По этой причине считаю необходимым исключить из стандарта следую- щие обозначения: 5, 16, 17, 18, 20, 22, 25, 26, 32, 33, 35, 47, 71, 82, 90, 98.

2. По аналогичным соображениям из таблицы регла- ментируемых индексов следует исключить 1, 3, 4, 5, 8,

9, 12, 17, 18, 23, 24, 25, 29, 30, 35, 36, 38, 43, 44, 45, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 57, 58, 59, 60, 61, 62, 64, 65, 68, 70, 71, 72, 75, 76, 77, 78, 79, 82, 83, 87, 88.

3. В табл. 3 для величин, зависящих от времени, сле- дует, на мой взгляд, привести не действующие, а мгновенные значения величин (например, в п. 43, не U , а u).

4. В ряде случаев (пп. 68, 70, 87, 89, 97) следует в со- ответствии со сложившейся практикой поменять места- ми основные и запасные обозначения.

5. Имеются неудачные обозначения (например, 23, 24, 25, 26, 46).

6. В некоторых случаях отсутствует необходимая симметрия (пп. 2 и 4, 10 и 13, 31 — 33, 62, 63 и 77).

7. Непонятно, зачем понадобилось вводить спе- циальные обозначения для модулей реактивной прово- димости и реактивного сопротивления (пп. 71 и 90).

Публикацией помещенного ниже письма авторского коллектива по разработке стандартов по электротехнике редакция заканчивает настоящую дискуссию

Авторский коллектив по разработке новой редакции ГОСТ «Электротехника. Основные понятия. Термины и определения» с большим вниманием отнесся к весьма ценным замечаниям по прежней редакции ГОСТ, которые были опубликованы в последних номерах жур- нала «Электричество», а также присланы специ- алистами в области теоретической электротехники

непосредственно на кафедру теоретических основ элек- тротехники МЭИ и считает возможным прекращение публикаций по данному вопросу.

После подготовки второй редакции ГОСТ предпо- лагается публикация основных концептуальных и ме- тодологических подходов, которые были положены в ос- нову работы над ГОСТ.

Авторский коллектив

Эволюция физических основ электротехники и электродинамики

(статья Иосифьяна А. Г., «Электричество», 1987, № 12, с. 18—29)

СМИРНОВ С. А.

В обсуждаемой статье предлагается использовать для описания электромагнитных явлений две системы уравнений электромагнитного поля: основную (9) и инверсно-сопряженную (10)*.

Важно отметить, что основная система уравнений Максвелла (9) при этом не заменяется инверсно-сопряженной системой (10), как это утверждается в [1]. В обсуждаемой статье не предлагается заменить электродинамику Максвелла электродинамикой Иосифьяна (что утверждается в [1]), а предлагается использовать уравнения электродинамики Максвелла в основной и инверсно-сопряженной формах.

Известно, что магнитные заряды можно непротиворечиво описывать как концы длинных бесконечно тонких соленоидов (при квантовом рассмотрении — при выполнении условия зарядового квантования Дирака) [2, 3]. В силу симметрии электрических и магнитных явлений в электродинамике (см. например [3]) столь же непротиворечиво описание электрических зарядов как концов «соленоидов с магнитным током». Поэтому электромагнитные процессы могут описываться как системой уравнений (9) обсуждаемой статьи А. Г. Иосифьяна — в этом случае магнитные заряды можно рассматривать как концы соленоидов с электрическим током, так и инверсно-сопряженной системой уравнений (10) обсуждаемой статьи — в этом случае электрические заряды рассматриваются как концы бесконечно тонких соленоидов с магнитным током. Электромагнитные явления можно непротиворечиво описывать с помощью каждой из этих систем уравнений при выполнении условия квантования [формула (1) статьи А. Г. Иосифьяна].

Флюксонд в сверхпроводниках, по-существу, тоже представляет собой тонкий соленоид, расположенный внутри сверхпроводника. Следовательно, места выхода флюксонда на поверхность сверхпроводника эквивалентны расположенным

на этой поверхности магнитным зарядам. Поэтому нельзя согласиться с высказанным А. А. Бальчитисом ([1], п. 1) утверждением: «Недопустимо понятие элементарного магнитного потока — флюксонда отождествлять с монополем Дирака. Флюксонд — реально измеряемая величина, монополь — математическая функция». Сила, действующая на выходящий на поверхность сверхпроводника конец флюксонда со стороны электромагнитного поля вне сверхпроводника, описывается формулой

$$\vec{f} = \varphi (\vec{H}^* + [\vec{v}_\varphi \times \vec{D}^*]), \quad (1)$$

где φ — магнитный поток флюксонда; \vec{v}_φ — скорость движения конца флюксонда на поверхности сверхпроводника.

Поля \vec{H}^* и \vec{D}^* в (1) создаются как другими флюксондами, так и внешними источниками.

Кроме силы, определяемой (1), на флюксонд действует сила, вызванная его взаимодействием с другими флюксондами в толще сверхпроводника. Значение этой силы пропорционально длине флюксонда. Выражение для силы на единицу длины приведено в [4].

В случае достаточно тонкой пластины сила (1), действующая на концы флюксонда, превосходит силу взаимодействия между флюксондами в толще сверхпроводника. Поэтому нельзя согласиться с утверждением А. А. Бальчитиса ([1], п. 19) о том, что (1) не описывает взаимодействие между флюксондами, к тому же со ссылкой на книгу [4]. Формула (1) и формулы, приведенные в [4], описывают разные явления, причем во взаимно исключающих ситуациях.

На основе формулы (1), предложенной А. Г. Иосифьяном, может быть описана динамика магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине [5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бальчитис А. А. Дискуссия по статье Иосифьяна А. Г. — Электричество, 1988, № 12.
2. Монополь Дирака. — М.: Мир, 1970.
3. Стражев В. И., Томильчик Л. М. Электродинамика с магнитным зарядом. — Минск: Наука и техника, 1975.
4. Шмидт В. В. Введение в физику сверхпроводников. — М.: Наука, 1982.
5. Коноплев Н. П., Некрасов Н. Н., Смирнов С. А. О динамике магнитного потока в тонкой сверхпроводящей пластине. — Электричество, 1985, № 12.

[09.06.89]

Георгий Николаевич Александров

(К 60-летию со дня рождения)

Исполнилось 60 лет со дня рождения доктора технических наук, профессора Георгия Николаевича Александрова, известного советского ученого в области техники высоких напряжений и высоковольтного аппаратостроения.

После окончания в 1953 г. с отличием электромеханического факультета Ленинградского политехнического института Г. Н. Александров был оставлен в институте для научной и педагогической работы. В 1957 г. защитил кандидатскую диссертацию, посвященную исследованиям характеристики коронного разряда на линиях электропередачи. Завершением большого этапа исследований Г. Н. Александрова в области передачи энергии по линиям переменного тока сверхвысокого напряжения явилась его докторская диссертация, которую он защитил в 1967 г.

Выполненные Г. Н. Александровым и руководимым им большим коллективом научных сотрудников лаборатории сверхвысоких напряжений ЛПИ фундаментальные теоретические и экспериментальные исследования электрических характеристик элементов воздушных линий, подстанций и аппаратов высокого и сверхвысокого напряжения внесли существенный вклад в разработку и развитие традиционных и новых научных направлений в проблеме создания высокоэффективных и экономичных электропередач переменного тока.

Фундаментальные научные результаты получены в области исследований коронного разряда на проводах воздушных линий, механизма развития искрового разряда в длинных воздушных промежутках и вдоль увлажненной поверхности, разработки и усовершенствования методов исследова-



прочности изоляционных конструкций электропередач, выбора их размеров и формы поверхности изоляторов, усовершенствования методов испытаний изоляционных конструкций, внедрения в электросетевое строительство новых изоляционных материалов и изоляционных конструкций.

Практическим результатом этих исследований и разработок является доказательство технической возможности и экономической целесообразности создания электропередач ультравысокого напряжения вплоть до 2000 кВ и более.

В последнее десятилетие под руководством Г. Н. Александрова успешно развивается принципиально новое направление развития техники передачи электроэнергии по линиям переменного тока; создание компактных линий повышенной пропускной способности, позволяющих существенно изменить

дования электроэнергетических систем, условия их работы.

Работы Г. Н. Александрова связаны непосредственно с освоением линий электропередачи 750 и 1150 кВ и проектными проработками первых линий переменного тока повышенной пропускной способности. В широких научных и инженерных кругах Г. Н. Александров известен как инициатор внедрения нового, передового в электроэнергетическом строительстве.

Научные заслуги Г. Н. Александрова широко признаны как в нашей стране, так и за рубежом. В 1986 г. он был избран почетным членом Института инженеров по электротехнике и электронике (США), а в 1988—89 гг.—почетным профессором четырех технических университетов КНР.

Основные результаты научных исследований Г. Н. Александрова опубликованы им в 8 монографиях и более чем 300 научных трудах, в том числе в более 70 изобретениях.

В 1972 г. Г. Н. Александрову присвоено ученое звание профессора, в 1974 г. он избран на должность заведующего кафедрой «Электрические аппараты», в 1977—1982 гг. работал проректором по научной работе ЛПИ.

Г. Н. Александров приложил много сил для организации подготовки специалистов по специальности «Электрические аппараты», под его руководством и при его участии разработаны учебный план и программы, осуществлена постановка профилирующих курсов по специальности, созданы новые учебники и учебные пособия.

Г. Н. Александров проводит большую работу по подготовке высококвалифицированных кадров для вузов, научных учреждений и

стран. Под его руководством успешно защитили кандидатские диссертации более 40 аспирантов и соискателей, два его ученика стали докторами наук.

Многогранна общественная деятельность Г. Н. Александрова. Он является председателем Головного Совета Минвуза РСФСР по

энергетике, членом Научно-технического Совета Минэлектротехпрома, Советского национального комитета СИГРЭ, исследовательских комитетов МЭК и СИГРЭ, Научно-методического Совета Минвуз СССР, Научного Совета по энергетике и электрификации Госкомитета СССР по науке и технике,

а также специализированных советов по присуждению ученых степеней.

За плодотворную научную и педагогическую деятельность профессор Г. Н. Александров награжден орденом «Знак почета» и медалями. Желаем Георгию Николаевичу здоровья и дальнейших творческих успехов.

Группа товарищей

Вниманию читателей!

АН СССР, Научный совет по комплексной программе «Кибернетика», Челябинский политехнический институт, Московский энергетический институт, Всесоюзный заочный политехнический институт, Челябинский практик-центр НТТМ извещают, что 22—24 мая 1990 г. в Челябинске (или его живописных окрестностях) проводится Всесоюзный научный семинар «Кибернетика электрических систем» по проблеме «Управление и автоматизация проектирования в электроэнергетических системах».

Цель семинара — обсуждение последних теоретических и практических результатов в области управления и автоматизации проектирования объектов электроэнергетики, определение перспективных направлений исследований.

Предположительно на семинаре будут организованы следующие секции:

1. Общие вопросы синтеза законов управления сложными динамическими электроэнергетическими системами.

2. Методы и алгоритмы синтеза управления объектами автономной электроэнергетики.

3. Моделирование функциональных процессов и автоматизация проектирования объектов электроэнергетики.

4. Структурно-параметрическая оптимизация автономных электроэнергетических систем.

5. Техническая реализация управления объектами электроэнергетики.

Адрес Оргкомитета: 454080 Челябинск, Проспект Ленина, 76, ЧПИ, каф. Прикладной математики, Оргкомитету семинара «Кибернетика электрических систем». Телефоны для справок: 39-90-43, 39-90-11 (Челябинск), 362-70-12, 282-20-53 (Москва).

Научно-производственное объединение «Кибернетика» предлагает:

ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

с выходными напряжениями 0,5—15 В и током нагрузки 10 А. Управление выходным напряжением производится от ЭВМ параллельным кодом с дискретностью 0,1 В. По желанию потребителя возможна поставка изделий с управлением последовательным кодом через стандартную шину общего пользователя типа IEEE-488. Масса — 3 кг.

УНИФИЦИРОВАННЫЕ ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

с выходными напряжениями 5 В/15 В; 5 В/12 В; 27 В/15 В; 27 В/12 В; 9 В/9 В и током нагрузки соответственно 15 А/2 А; 15 А/2 А; 4 А/2 А; 8 А/2 А. Суммарная нестабильность выходного напряжения — 2 %. Электропитание — от одно- и двухфидерных сетей напряжением 380/220 В ±20 % частотой 50 Гц, а также от однофазных сетей 220 В, 50 Гц. Масса — 2 кг.

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВТОРИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ,

обеспечивающие гарантированное электропитание ОЗУ ЭВМ при пропадании напряжения в сети в течение 30 мин. Комплект содержит блок интерфейса управления с выдачей упреждающих сигналов, накопитель, вторичные источники электропитания с выходными напряжениями 5/5/5/12/12/12 В и током нагрузки соответственно 30/30/30/1/1/1 А. Электропитание — от одно- и двухфидерных сетей напряжением 380/220 В ±20 % частотой 50 Гц. Масса — 27 кг.

СЕТЕВОЙ КОНДИЦИОНЕР

осуществляет защиту потребителей от воздействия широкого спектра помех, существующих в сети напряжением 220 В частотой 50 Гц; установившихся и переходных отклонений напряжения, импульсов, провалов напряжения, радиопомех. Стабилизация выходного напряжения на уровне 210—230 В сохраняется при отклонениях выходного напряжения в диапазоне 130—300 В. Выходная мощность — 1 кВ · А, масса — 5 кг. Кондиционер может оснащаться цифровыми вольтметрами, контролирующими входное и выходное напряжение.

ИНДИКАТОР ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

осуществляет текущий контроль, статистическую обработку и документирование следующих показателей качества электроэнергии в сети напряжением 220 В частотой 50 Гц:

- переходных и установившихся отклонений напряжения;
- импульсов и провалов напряжения;
- перерывов в электроснабжении;
- переходных и установившихся отклонений частоты.

УНИФИЦИРОВАННЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ШКАФЫ ПЕРВИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

осуществляют подключение 8 потребителей к двум электросетям (380/220 В, 50 Гц), контроль качества электроэнергии, поступающей к потребителю, защиту кабельной электросети от перегрузок, дистанционное управление включением и отключением потребителей. Масса шкафа — 30 кг.

МИНИАГРЕГАТ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

предназначен для бесперебойного электропитания отечественных и зарубежных персональных ЭВМ, систем управления станков ЧПУ и технологического оборудования. Электропитание миниагрегата — от электросетей (220 В, 50 Гц) с ненормируемыми искажениями, провалами и отключениями. Выходное напряжение — 220 В, частота — 50 Гц. Нестабильность напряжения — не хуже 5 %, нестабильность частоты — не хуже 2 %, клярифактор — не хуже 2 %. Выходная мощность — 0,5 кВт. Время работы после отключения сети от встроенных химических источников тока напряжением 24 В — не менее 30 мин.

ФИЛЬТР—РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬ СЕТЕВОЙ (ФРС-1)

предназначен для подключения персональных ЭВМ и комплекса технических средств (до 6) к промышленной сети 220 В, 50 Гц и «Евророзеткам». Локализует помехи в диапазоне 0,15—30 мГц с уровнем подавления 30—40 дБ. Максимальный ток — 10 А. Содержит коммутатор подключения сети, встроенную защиту от КЗ и перегрузок, индикацию «Включено» и «Авария». Масса — 0,75 кг.

ФИЛЬТР—РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬ СЕТЕВОЙ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ СЕТИ (ФРС-Т)

предназначен для подключения к промышленным сетям 220, 127 и 110 В частотой 50 Гц персональных ЭВМ и комплекса технических средств напряжением питания 220 В или 110 В, 50 Гц. ФРС-Т обеспечивает подключение 6 технических средств к «Евророзеткам». Локализует помехи в диапазоне 0,15—30 мГц с уровнем подавления 30—50 дБ. Максимальный ток — 10 А, мощность преобразования — 300 (600) В · А. Содержит коммутатор входной сети (220/127/110 В) и «Авария».

Запросы направлять по адресу: 117420, Москва, НПО «Кибернетика», Заместителю директора Шинкареву А. А. Телефон для справок: 330-62-22, Бочарников Михаил Яковлевич.

ВНИМАНИЮ ЧИТАТЕЛЕЙ!

Московский ордена Ленина и ордена Октябрьской революции энергетический институт объявляет прием слушателей на факультет переподготовки дипломированных инженеров по специальностям «Применение микропроцессорных систем и новой элементной базы в машиностроении», «Вычислительная техника в системах автоматизации» и «Системы автоматизированного проектирования».

Слушатели получают знания и навыки в области теории и практики применения вычислительной техники (в том числе на персональных компьютерах), микропроцессорной техники, периферийных, интерфейсных устройств и других специальных устройств в системах автоматизации проектирования, в области теории оптимальных инженерных решений, математической теории оптимального эксперимента, моделирования сложных систем.

Формы обучения на факультете: 1) 3 мес. с полным или частичным отрывом от работы, начало занятий с 1 апреля; 2) 6 мес. с полным отрывом от работы или 9 мес. с частичным отрывом от работы (2 дня в неделю дневные занятия, 2 дня — вечерние), начало занятий 1 октября.

Размер платы за обучение при 3-х месячной форме — 735 руб. при 6 или 9 месячной форме обучения — 1470 руб.

На время обучения за слушателями сохраняется заработка плата по месту работы.

Иногородним предоставляется общежитие.

За справками обращаться в деканат факультета по адресу:

105835 ГСП, Москва, Е-250, Красноказарменная ул., 14. Спецфакультет МЭИ.

Телефон: 362-74-92.

Деканат спецфакультета МЭИ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Будзко И. А., Глебов И. А., Евсеев Б. Н. (зам. главного редактора), Иванов-Смоленский А. В., Ильинский Н. Ф., Комельков В. С., Костенко М. В., Лабунцов В. А., Ларионов В. П., Лидоренко Н. С., Лизунов С. Д., Мамиконянц Л. Г. (главный редактор), Мучник Г. Ф., Нетушил А. В., Слежановский О. В., Соловьев С. А., Тареев Б. М., Тиходеев Н. Н., Толстов Ю. Г., Федосеев А., М. Шакарян Ю. Г., Шаталов А. С., Шилин Н. В.

Адреса редакции: 103012 Москва, К-12, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 924-24-80
101000 Москва, Главный почтamt, абонентский ящик № 648
Адрес для телеграмм: МОСКВА, 12, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Научные редакторы: Б. Д. Макаршин, А. Л. Прилуцкий

Художественный редактор Т. А. Дворецкова Технический редактор Г. В. Преображенская, Корректор И. А. Володяева

Сдано в набор 15.12.89. Подписано в печать 30.01.90. Т-06660. Формат 84×108^{1/16}. Бумага кн.-журн. офсетная. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 10,08. Усл. кр.-отт. 10,5. Уч.-изд. л. 11,27. Тираж 5049 экз. Заказ 2977. Цена 1 р.

СОДЕРЖАНИЕ

Гринштейн Б. И., Тимошенко А. Л., Безуглый С. Л. Воздействие сетевых перенапряжений на высоковольтный тиристорный преобразователь	1
Беркович Е. И. Устойчивость замкнутой системы автоматического регулирования однофазного инвертора с самовозбуждением	8
Шевченко А. Т. Обоснование схемы выдачи мощности электростанций	14
Бургдорф В. В. Параметры токов молний и выбор их расчетных значений	19
Артиух А. Н., Косарев Б. И., Кушнир А. И., Добровольский Т. П. Система тягового электроснабжения для электрифицированных железных дорог на участках со скалистыми и вечномерзлыми грунтами	24
Арутюнян М. В. Проектирование автономных асинхронизированных генераторов на базе серийных электрических машин	30
Бобков Ю. А. Определение параметров компенсированных схем транспозиции проводников лобовых частей стержней статорной обмотки турбогенераторов	34
Лищенко А. И. Пути повышения эффективности и надежности нерегулируемого электропривода газоперекачивающих агрегатов	41
Титко А. И. Электромагнитные процессы в концевых зонах мощных турбогенераторов при различных условиях экранирования	46
Сообщения	
Новожилов А. Н. Применение герконов для защиты асинхронных двигателей от витковых замыканий	52
Наймарк Г. В. Коммутация разрядника с искажением поля	55
Шумский А. Л. Упрощенные дифференциальные защиты с магнитодиэлектрическими трансреакторами для автономных электроустановок	58
Баранов М. И., Бондина Н. Н. Нестационарный поверхностный эффект в цилиндрических токопроводах с грозовым импульсом тока	61
Левиуш А. И., Катунян В. И., Травина Ю. Я. Физическое моделирование параметрического резонанса на второй гармонике для анализа работы релейной защиты ВЛ	64
Преображенский А. С., Сарiev И. С., Топельберг В. В. Анализ пусковых режимов работы электропередачи постоянного тока с автономным инвертором напряжения	67
Зирка С. Е. Намагничивание проводящего листа с нелинейной магнитной проницаемостью импульсом прямоугольного напряжения	72
Реуцкий С. Ю. Расчет полей методом разложения по функциям Грина	76
Батыгин Ю. В. Расчет распределения магнитного поля в тонкостенной ферромагнитной пластине методом возмущений	78
Хусайнов Ш. Н. Улучшенный вариант метода главных контурных токов	81
Ерихов М. М. Расчет установившегося режима гранично-непрерывного тока в управляемом выпрямителе	83
Дискуссии	88
Хроника	91

CONTENTS

Greenstein B. I., Timoshenko A. L., Bezugly S. L.— Impact of Network Overvoltages on a HV Thyristorized Converter	1
Berkovitch E. I.— The Stability of a Closed Automatic—Control System for a Single-Phase Inverter With Self-Excitation	8
Shevchenko A. T.— Selection of the Scheme for Generation From Electric Power Stations	14
Burgsdorf V. V.— Parameters of Lightning Currents and Selection of Their Design Values	19
Artiukh A. N., Kosarev B. I., Kushnir A. I., Dobrovolskis T. P.— A Traction Power Supply System for Rocky and Permafrost Sections of Electrified Railways	24
Arutiunian M. V.— Design of Self-Contained Doubly-Fed Generators Employing Serially Manufactured Electric Machines	30
Bobkov U. A.— Finding the Parameters of Compensated Circuits for Transposing the End-Turn Conductors of the Stator Winding in Turbogenerators	34
Lischenco A. I.— Ways for Improving the Effectiveness and Reliability of an Uncontrolled Electric Drive for Gas Pumping Apparatus	41
Titko A. I.— Electromagnetic Phenomena in the End Zones of Large Turbogenerators With Different Screening Schemes	46
REPORTS	
Novozhilov A. N.— Application of Sealed-Contact Reed Relays for Turn-to-Turn Fault Protection of Induction Motors	52
Neimark G. V.— Switching of an Arrester With Distortion of the Field	55
Shumski A. L.— Simplified Differential Relays With Magneto-Dielectric Transreactors for Independent Electrical Installations	58
Baranov M. I., Bondina N. N.— Non-Stationary Skin Effect in Cylindrical Current Carrying Conductors for a Lightning Current Surge	61
Leviush A. I., Katunian V. I., Travina U. J.— Physical Simulation of Second-Harmonic Parametric Resonance in Line Relaying Performance Analysis	64
Preobrazhenski A. S., Sariev I. S., Topelberg V. V.— Analysis of First Operating Conditions for a DC Transmission System With an Independent Voltage Inverter	67
Zirkha S. E.— Magnetization of a Conducting Sheet Having Non—Linear Magnetic Permeability for a Square-Wave Voltage Pulse	72
Reutski S. U.— Calculation of Fields Through an Expansion in Terms of Green Functions	76
Batigin U. V.— Calculation of the Magnetic Field Distribution in a Thin-Walled Ferromagnetic Plate Employing a Method of Excitations	78
Khusainov S. N.— An Improved Modification of the Main Loop Current Method	81
Yerikhov M. M.— Calculation of the Steady State for Continuous-Boundary Current Conditions in a Controlled Rectifier	83
DISCUSSION	
CHRONICLE	