

ISSN 0013-5860





МЕДАЛЬ
“ЗА ЗАСЛУГИ В
ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ”

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ —
КОЛЛЕКТИВНЫЙ ЧЛЕН АКАДЕМИИ
ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ НАУК РФ
Издаётся с января 1930 года



УЧРЕДИТЕЛИ

ДЕПАРТАМЕНТ МАШИНОСТРОЕНИЯ МИНПРОМА РФ (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОВЫПРЯМИТЕЛЬ» (г. САРАНСК)
АООТ «ХОЛДИНГОВАЯ КОМПАНИЯ «ЭЛЕКТРОЗАВОД» (г. МОСКВА)
АО «ЭЛЕКТРОНИКА» (г. ВОРОНЕЖ)
АО «ВЭЛНИИ» (г. НОВОЧЕРКАССК)
АССОЦИАЦИЯ ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ (г. МОСКВА)
АССОЦИАЦИЯ «АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД» (г. МОСКВА)
НТА «ПРОГРЕССЭЛЕКТРО» (г. МОСКВА)
АО «РОСЭЛПРОМ» (г. МОСКВА)

СОВЕТ УЧРЕДИТЕЛЕЙ

ЧИБИРКИН В.В., МАКАРЕВИЧ Л.В., МЕЩЕРЯКОВ В.М., НАЙМУШИН В.Г.,
КОВАЛЕВ Ф.И. (председатель совета), ЮНЬКОВ М.Г., ПОДАРУЕВ А.И., ГЛОВАЦКИЙ А.В.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор **КОЧЕТКОВ В.Д.**

БЕЛКИН Г.С., БЕСПАЛОВ В.Я., БРЯНЦЕВ А.М., ДАЦКОВСКИЙ Л.Х., ДОЛКАРТ В.М., ЕВСЕЕВ Ю.А.,
ИНЬКОВ Ю.М., КОЗЯРУК А.Е., КОПЫЛОВ И.П., ЛАЗАРЕВ Г.Б., ЛУРЬЕ А.И., МАВЛЯНБЕКОВ Ю.У.,
МОСКАЛЕНКО В.В., НИКУЛИН А.А., ПАНИБРАТЕЦ А.Н., РОЗАНОВ Ю.К.,
СЛЕЖАНОВСКИЙ О.В. (зам. главного редактора), ТУБИС Я.Б.

Содержание журнала можно бесплатно получить в INTERNET через службу ИНФОМАГ, организованную в Московском физико-техническом институте.
Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>

Подписаться на журнал можно в почтовых отделениях связи по объединённому каталогу Департамента почтовой связи. Подписной индекс — 71111.

В редакции можно подписаться на журнал с любого месяца и приобрести отдельные номера за прошлые и нынешний годы.

Журнал переводится на английский язык в полном объёме и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" (18 West 27th Street New York N.Y. 10001).

При перепечатке ссылка на журнал «Электротехника» обязательна.
Мнение редакции не всегда совпадает с точкой зрения авторов статей.
За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несёт.
Рукописи статей не возвращаются.

Издатель: ЗАО "Знак" 101000, Москва, Главпочтamt, а/я 648.

Адрес редакции: 111250, Москва, Красноказарменная ул., 12. Телефон/факс: (095) 361-95-96
E-mail elektrotechnika@mtu-net.ru

Редактор отдела О.В. Кунавина.
Научный редактор Л.А. Романова.
Редактор З.П. Фёдорова

Сдано в набор 12.12.2007. Подписано в печать 16.01.2008 Формат 60x88 1/8

Бумага офсетная № 1. Печать офсетная. Печ. л. 8. Заказ 148

Цена свободная. Тираж 1000 экз. Зарегистрирован Комитетом РФ по печати, регистрационный №01330.

Макет выполнен и отпечатан в ОАО «Электропривод»
107078, Москва, ул. Садовая Спасская, 1/2, стр. 5

№ 2 ФЕВРАЛЬ 2008

СОДЕРЖАНИЕ

ТРАНСФОРМАТОРЫ

Лурье А.И. Процесс включения трансформатора на холостой ход и короткое замыкание	2
Долгополов А.Г. Релейная защита и автоматика линейного управляемого шунтирующего реактора 500 кВ	19
Тимофеев И.А., Кустов Е.Ф. К разработке магнитопровода для трансформатора малой мощности на основе безотходной технологии	25
Логинов В.С., Юхнов В.Е. Нестационарные температурные режимы обмоток трансформаторов-бетатронов с ограниченным числом повторений нагрева-охлаждения	30

АППАРАТЫ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш., Губаев Д.Ф., Лукин Э.И. Особенности подключения рефлектометра к линиям электропередачи при локационном зондировании	34
--	----

АППАРАТЫ НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Мещеряков В.П., Сибатов Р.Т., Самойлов В.В., Топчий А.С. Расчёт тока дуги отключения и времени её гашения в низковольтных выключателях	43
--	----

НАУЧНЫЕ ГИПОТЕЗЫ

Копылов И.П. Обобщённая электрическая машина и обобщённый электромеханический преобразователь	50
---	----

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАСЧЁТЫ

Мисриханов М.Ш., Ситников В.Ф., Шаров Ю.В. Оптимальные регуляторы на основе устройств FACTS для децентрализованного управления крупными ОЭС	55
---	----

Троицкая Т.Б. Российская электротехнологическая компания ЗАО "РЭЛТЕК"	62
---	----

CONTENS

TRANSFORMERS

Lurie A.I. Transformers connection under no-load and at short-circuit events	2
Dolgopolov A.G. The relay protection of magnetically controlled shunting reactors with rated voltage 500 KV	19

Timofeev I.A., Kustov E.F. To work out magnetic permeability for the transformer of little power of the base of waste-free technology	25
---	----

Loginov V.S., Yukhnov V.E. Nonstationary temperature conditions of transformers-betatrons windings with the limited numbers of heating and cooling repetitions	30
--	----

HIGH-VOLTAGE APPARATUSES

Minullin R.G., Fardiev L.S., Gubaev D.F., Lukin E.I. Particularities of connection of the reflectometer to transmission lines under location probing	34
--	----

LOW-VOLTAGE APPARATUSES

Mestsheryakov V.P., Sibatov R.T., Samoilov V.V., Topchiy A.S. Calculation of arc current and time of arc extinction in low-voltage circuit breakers	43
---	----

SCIENTIFIC HYPOTHESIS

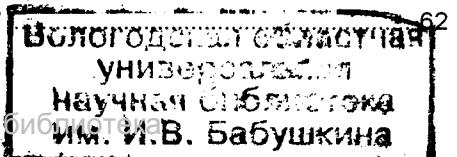
Kopylov I.P. Generalised electric machine and generalised electromechanic converter	50
---	----

RESEARCH AND DEVELOPMENT

Misrikhanov M.Sh., Sitnikov V.F., Sharov Yu.V. Optimum decentralized synthesis of regulators on the basis of devices facts in large systems	55
---	----

Troitskaya T.B. Russian electric technology company

ZAO "RELTEC"



Процесс включения трансформатора на холостой ход и короткое замыкание¹

ЛУРЬЕ А.И.

Даны схема замещения трансформатора и методика расчёта режимов с намагничающим током. Подробно рассмотрены вопросы, связанные с током включения. Приведены рекомендации по его уменьшению. Показано, что намагничающий ток не оказывает заметного влияния на стойкость трансформаторов при КЗ. При испытаниях трансформаторов на стойкость при КЗ принимаются меры для снижения влияния намагничающего тока.

The equivalent electric circuit of transformer and the calculation method with a magnetizing current are given. The questions an inrush current related are considered in details. Recommendations on its decrease are given. It is shown, that the magnetizing current does not exert influence on short-circuit ability of transformer. During short-circuit tests of transformer take measures for decreasing magnetizing current.

Включение трансформатора в сеть переменного тока может сопровождаться насыщением его магнитопровода (стержней или ярем), вследствие чего возможно возникновение бросков намагничающего тока, при этом переходный процесс имеет ряд особенностей по сравнению с переходным процессом при включении ненасыщенного трансформатора [1, 2].

Токи включения силовых трансформаторов на холостой ход (ХХ) в сотни и тысячи раз больше тока ХХ в установившемся режиме, они могут быть на порядок больше номинального тока и обычно сравнимы с ударным током короткого замыкания (КЗ). Последнее обстоятельство послужило причиной того, что до последнего времени броски тока ХХ особое внимание привлекали специалистов по релейной защите, которая может воспринять токи включения, как токи КЗ. При этом произойдут ложные срабатывания защиты и отключение от сети только что включённого трансформатора. Бывали случаи, когда при этом из-за бросков тока невозможно было включить трансформатор. Например, пришлось разрабатывать меры, чтобы подключать к портовой сети новые судовые трансформаторы. Иногда возникает опасность повреждения трансформаторов электродинамическими силами, вызываемыми бросками тока ХХ, например в электро-

печных трансформаторах, которые имеют частые включения на ХХ и нагрузку, а их ток КЗ ограничен сопротивлением "короткой сети" на стороне нагрузки (части силовой сети от печного трансформатора до электрической печи). Это значит, что стойкость при КЗ печных трансформаторов принципиально может быть рассчитана на меньшие токи, чем трансформаторов общего назначения. Однако токи включения этих трансформаторов могут быть иногда больше нормированных для этих трансформаторов токов КЗ, так как они работают при активной нагрузке, что приводит, как это показано далее, к большой остаточной индукции в стержнях, от которой в значительной степени и зависит значение тока включения. Имели место аварии электропечных трансформаторов, работавших в режиме частых включений, из-за электродинамических сил, вызываемых большими токами включения.

К сожалению, в учебной литературе вопросы расчётов режимов трансформаторов, сопровождающихся сильным насыщением (намагничиванием) стали, изложены очень упрощённо, без учёта главных влияющих факторов. На эту тему существует обширная отечественная и зарубежная специальная литература. Прежде всего, можно рекомендовать [3], где, в частности, изложена современная теория и методика расчёта тока включения трансформаторов, а также приведена библиография по этому вопросу.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ.

Основные положения. Под **намагничающим током трансформатора** понимают взаимно не скомпенсированный ток обмоток. Например, в двухобмоточном трансформаторе с $i_1 w_1$ и $i_2 w_2$ намагничающий ток $i_{\text{намагн}} = (i_1 w_1 - i_2 w_2)/w_1$.

В режиме ХХ, когда напряжение подключается к одной из обмоток при отключённых остальных, весь ток этой обмотки является намагничающим. В частном случае часто этот ток включения (всю кривую тока) называют бросками тока ХХ или бросками тока включения.

По аналогии с ударным током КЗ наибольшее мгновенное значение броска тока включения (как правило, первого броска) может быть названо **ударным током ХХ** или **ударным током включения**.

Схема замещения. Для расчёта всех режимов с насыщением стержня можно пользоваться системой уравнений, существуют специальные программы расчёта на компьютерах. Для оценочных и ручных расчётов, а также для понимания физического смысла процессов удобно использовать эквивалентные схемы, т.е. **схемы замещения**. На рис.1,а показана расчётная магнитная модель двухобмоточного трансформатора с концентрическими обмотками 1 и 2, на рис.1,б – расчётная характеристика намагничивания стали, при которых получено строгое и в то же время очень простое решение задачи. На рис.1,в приведена соответствующая рис.1,а схема замещения трансформатора. Схема на рис.1,в содержит три индуктивности, отображающие три участка – три магнитных сопротивления: стального стержня и двух немагнитных каналов. При составлении схемы замещения принято, что обмотки тонкие (радиальный размер существенно меньше высоты), а их торцы прилегают к плоским поверхностям ненасыщенных торцевых ярем. Эти обычные допущения не приводят к заметной неточности расчёта, при необходимости их влияние можно учесть, несколько усложнив расчёт и схему замещения [3].

На рис.1,г дана более простая практическая расчётная схема замещения для определения ударного тока включения. В этой схеме используются не три, а только две индуктивности – индуктивность КЗ L_k и индуктивность ближайшей к стержню обмотки 1 при

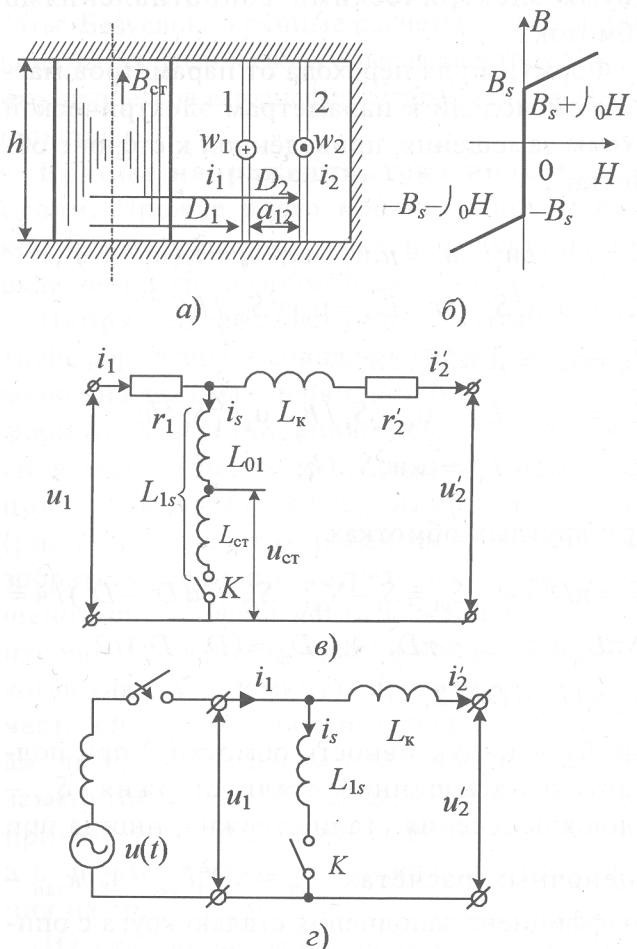


Рис.1. Расчётная магнитная модель двухобмоточного трансформатора с концентрическими обмотками 1 и 2 (а), расчётная характеристика намагничивания стали (б), схема замещения трансформатора (в) и практическая расчётная схема для определения ударного тока включения (г) (при ненасыщенной стали ключ K разомкнут, когда сталь насыщена, ключ K замкнут)

полностью насыщенной стали стержня L_{1s} (буква s в индексах обозначает насыщение по аналогии с обозначением индукции насыщения стали B_s). Расчёт этой индуктивности – это расчёт индуктивности обмотки, когда стержня вообще нет. Иногда эту индуктивность называют "индуктивностью в воздухе", "воздушной индуктивностью", "насыщенной индуктивностью", "остаточной индуктивностью". Схема рис.1,г только с индуктивностями (не содержащая активных сопротивлений) может быть использована для расчёта тока включения силовых трансформаторов. Для расчётов режимов (любых, а не только режима ХХ), где требуется оценить затухание намагничающего тока, расчётов трансформаторов небольшой мощности (менее 25 кВ·А) эта схема должна быть дополнена

двумя электрическими сопротивлениями обмоток.

Формулы для перехода от параметров магнитной модели к параметрам электрической схемы замещения, приведённой к стороне обмотки I:

$$\begin{aligned} i'_2 &= i_2 w_2 / w_1; \quad u'_2 = u_2 w_1 / w_2; \quad r'_2 = r_2 (w_1 / w_2)^2; \\ L_{ct} &= \mu_0 w_1^2 S_{ct} / h; \quad L_{01} = \mu_0 w_1^2 S_{01} / h; \\ L_k &= L_{12} = \mu_0 w_1^2 S_{12} / h; \\ L_{1s} &= L_{ct} + L_{01} = \mu_0 w_1^2 S_s / h = \mu_0 w_1^2 S_1 / h; \\ L_{2s} &= L_{1s} + L_k = \mu_0 w_1^2 S_2 / h; \end{aligned}$$

при круглых обмотках

$$\begin{aligned} S_1 &= \pi D_1^2 / 4; \quad S_{01} = S_1 - S_{ct}; \quad S_{12} = \pi (D_2^2 - D_1^2) / 4 = \\ &= \pi D_{cp} a_{12}; \quad S_2 = \pi D_2^2 / 4; \quad D_{cp} = (D_1 + D_2) / 2; \\ a_{12} &= (D_2 - D_1) / 2, \end{aligned}$$

где L_{2s} – индуктивность обмотки 2 при полностью насыщенной стали стержня; S_{ct} – площадь сечения стали стержня, иногда при оценочных расчётах $S_{ct} = \pi D_{ct}^2 k_{зап} / 4$; $k_{зап}$ – коэффициент заполнения сталью круга с описанным диаметром стержня D_{ct} , другие обозначения пояснены на рис. 1.

Очень важный элемент схемы – это **ключ K**. Ключ разомкнут в течение всего времени, когда сталь не насыщена, т.е. когда индукция в стали стержня $B(t)$ менее индукции насыщения B_s . Ключ замкнут все время, когда сталь насыщена.

Все элементы схемы замещения для расчёта режимов с намагничивающим током линейны. Однако из-за наличия ключа K рассматриваемую схему замещения и всю расчётную цепь считать линейной принципиально нельзя, её нужно считать квазилинейной, т.е. особенной нелинейной.

Введение в схему замещения ключа K и “насыщенной индуктивности” L_{1s} соответствует тому, что принятая идеализированная характеристика намагничивания стали $B(H)$, когда при индукции, по модулю меньшей индукции насыщения [$|B(t)| \leq B_s$ и $|B(t)| \geq -B_s$], магнитная проницаемость бесконечна, т.е. напряжённость магнитного поля в стали $H(t)=0$. При $|B(t)| > B_s$ дифференциальная относительная магнитная проницаемость ста-

ли $\mu = (dB/dH)/\mu_0$ принимается равной $\mu=1$. Это значит, что в этих областях (рис. 1, б) при $B(t) > B_s$ $B(t) = B_s + \mu_0 H(t)$, а при $B(t) < -B_s$ $B(t) = -B_s + \mu_0 H(t)$. Следует подчеркнуть, что многочисленные эксперименты на трансформаторах и расчёты показали, что принятая идеализация, несмотря на её простоту, обеспечивает достаточно хорошую точность практических расчётов. Условия состояния ключа: при $|B(t)| \leq B_s$ ключ K разомкнут, при $|B(t)| \geq B_s$ ключ K замкнут.

Физические процессы в присутствии намагничающего тока. При переходах от ненасыщенного к насыщенному состоянию стали и обратно, как показано далее, возникают **скачки напряжения**. Физическое объяснение скачков – практически мгновенный переход стержня из ненасыщенного в насыщенное состояние по всей высоте. В связи с этим в расчётную формулу для насыщенной индуктивности L_{1s} входит высота окна магнитопровода h – условная величина, для силовых трансформаторов несколько большая высоты обмотки. При возможном насыщении ярем магнитопровода L_{1s} изменяется незначительно. Это связано с тем, что область с максимальной индукцией находится внутри обмотки, где и сосредоточена основная энергия магнитного поля. Сказанное подтверждено ещё в начале прошедшего века Роговским расчётомами двумерного поля и последующими многочисленными исследованиями и экспериментами.

При **ненасыщенной стали** стержня, когда весь магнитный поток, охватываемый внутренней обмоткой трансформатора, сосредоточен в сечении стали стержня S_{ct} , индукция в стали $B(t)$, необходимая для определения **состояния ключа K**, может быть рассчитана по дифференциальному уравнению, соответствующему закону электромагнитной индукции:

$$w_1 S_{ct} dB(t)/dt = u_{ct}(t), \quad (1)$$

где w_1 – число витков обмотки I; S_{ct} – сечение стали стержня; $u_{ct}(t)$ – при ненасыщенной стали стержня это одинаковые напряжения на разомкнутом ключе K на рис. 1, в и рис. 1, г, а также на рис. 1, г $u_{ct}(t) = u_1(t)$.

Если, например, трансформатор подключается к сети с напряжением $u(t)$, сопротивлением r_c и индуктивностью L_c со стороны

обмотки I , то $u_{ct}(t) = u(t) - r_c i_1(t) - L_c di_1(t)/dt = -r_1 i_1(t)$. При практических расчётах можно пренебречь сопротивлением сети (часто оно неизвестно) и $u_{ct}(t) = u(t) - L_c di_1(t)/dt = r_1 i_1(t)$. Иногда расчёт с запасом ведётся при бесконечно мощной сети: $u_{ct}(t) = u(t) - r_1 i_1(t)$, а в ряде случаев (об этом сказано далее) можно пренебречь сопротивлением обмотки r_1 .

Из (1) следует, что

$$B(t) = B(0) + B_m \int_0^t u_{ct}(t) dt / (\sqrt{2} U_h). \quad (2)$$

Здесь B_m – номинальная магнитная индукция в режиме ХХ при синусоидальном номинальном напряжении с действующим значением U_h ,

$$B_m = U_h \sqrt{2} / (2\pi f w_1 S_{ct}). \quad (3)$$

Очень важный параметр – индукция в начале расчёта $B(0)$, которая при подключении трансформатора к сети является остаточной индукцией в стали стержня B_r .

Когда сталь переходит в насыщенное состояние и ключ K замыкается, в ветви индуктивности L_s (рис. 1,2) появляется намагничающий ток $i_s(t) = i_1(t) - i_2'(t)$. Если в переходном процессе в какой-то момент намагничающий ток снижается до нуля, то это значит, что насыщение исчезает и ключ K размыкается. Повторное включение происходит тогда, когда индукция снова увеличится до индукции насыщения B_s .

При насыщенной стали стержня индукцию в стали можно считать не по формуле (2), а по формулам:

$$B(t) = B_s + \mu_0 H(t) \text{ при } B(t) > B_s;$$

$$B(t) = -B_s + \mu_0 H(t) \text{ при } B(t) < -B_s, \quad (4)$$

где $H(t) = i_s(t) w_1 / h$.

Переход от насыщенного в ненасыщенное состояние происходит при снижении модуля индукции в стали $B(t)$ до индукции насыщения B_s .

Приведённая схема замещения позволяет рассчитывать любые режимы, сопровождающиеся насыщением стержня: при включении трансформатора со стороны ВН или НН, при ХХ, КЗ и любой сложной нагрузке. Расчёты можно проводить, например, на компьютере при помощи универсальных программ для расчёта электрических цепей. Как правило, ударный ток ХХ можно рассчитать ручным способом и получить при этом достаточно точ-

ные для практического использования результаты. Безусловно ручные расчёты полезны для понимания физического смысла электромагнитных процессов в трансформаторах при насыщении стали.

Кривые напряжения, тока индукции в стали. Прежде всего проанализируем вид кривых напряжения, тока и индукции при включении трансформатора в сеть (рис.2).

Напряжение сети перед включением трансформатора и совпадающее с ним напряжение на зажимах первичной обмотки трансформатора в установившемся режиме ХХ – синусоида, в переходном режиме кривая напряжения на обмотке сильно искажена (рис.2,а). Но в этих искажениях можно разобраться, если посмотреть на схему замещения рис.1. Одна часть каждой волны синусоиды – это часть кривой напряжения ХХ, когда ключ K разомкнут. Другая часть – тоже часть синусоиды, но синусоиды с меньшей амплитудой, это напряжение на обмотке при замкнутом ключе K , когда в цепи есть ток, причём этот ток создает падение напряжения в сети, что приводит к снижению напряжения на трансформаторе.

Из сказанного ясно, почему броски тока включения (рис.2,б) имеют вид ряда сегментов синусоид (цепочки "горбушек" синусоид), они получаются в схеме замещения при замкнутом ключе K , когда к сети подключена одна "насыщенная индуктивность" L_{1s} (при подключении трансформатора со стороны внутренней обмотки I) или две последовательные индуктивности (индуктивность КЗ L_k и "насыщенная индуктивность" L_{1s} при подключении со стороны обмотки 2).

В реальных расчётных схемах всегда необходимо учитывать индуктивность сети L_c . При проектировании трансформаторов приходится закладывать в расчёт наихудший вариант, т.е. брать мощность КЗ сети S_c предельно большой в соответствии с требованиями стандартов (индуктивное сопротивление сети $x_c = U_{h,c}^2 / S_c$, где $U_{h,c}$ – номинальное напряжение сети). Даже при этом учёт индуктивности сети (или другого её параметра) заметно снижает расчётный ток включения. Но в реальности трансформаторы почти никогда не работают в точках сети с предельно большой мощностью КЗ.

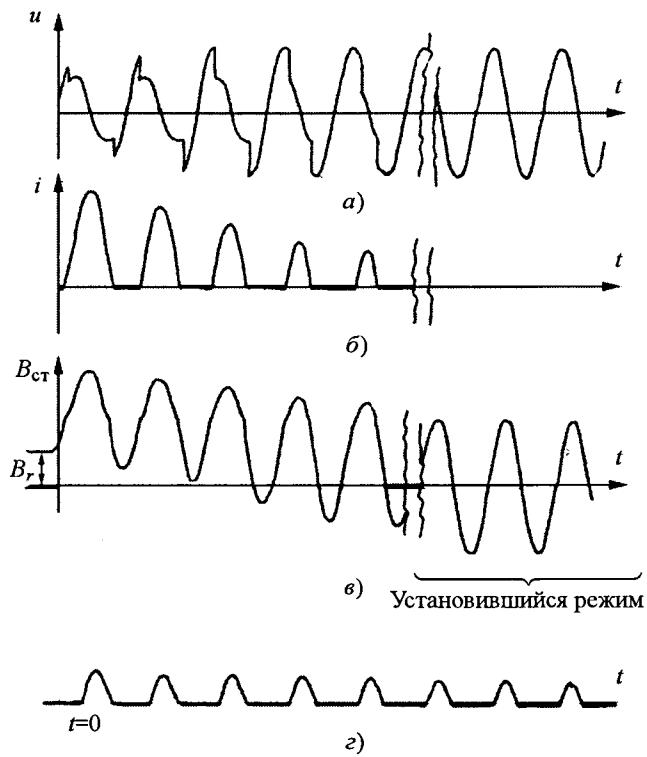


Рис.2. Характерные расчётные кривые (а – в) и осциллографма (г) процесса включения на переменное напряжение трансформатора:

а – напряжение на трансформаторе; б, г – ток;
в – индукция в стали стержня

На рис 2,б ток в установившемся режиме (правая часть кривой) выглядит как нулевая линия, так как кривая установившегося тока холостого хода – это искажённая синусоида с амплитудой, обычно не менее чем в 1000 раз меньшей первого броска тока XX. Затухание процесса на рис.2,б утрировано, в действительности затухание очень слабое, что видно на рис.2,г – реальной осциллографме тока включения мощного печного трансформатора (все остальные кривые на рис.2 – расчётные).

На кривой индукции (рис.2,в) видно, что она начинается с точки B_r – остаточной индукции. Кривая индукции, как и кривые всех параметров процесса, также состоит из отрезков синусоиды при установившемся режиме XX (когда ключ K разомкнут) и из отрезков синусоиды установившегося режима со сниженной амплитудой (с включенным ключом K). Это объясняется тем, что в течение тех отрезков времени, когда ключ K замкнут, к трансформатору приложено сниженное пе-

ременное напряжение (из-за падения напряжения в сети), а индукция в стали стержня выше индукции насыщения стали B_s (ключ K замкнут).

Вывод основной формулы для расчёта ударного тока включения. Рассмотрим подробно расчёт этого тока в предположении, что электрические сопротивления обмоток и сети равны нулю (рис.1,г). Такой упрощённый расчёт достаточно точный, он даёт ударный ток с некоторым завышением только для трансформаторов относительно небольшой мощности (менее 2500 кВ·А).

Для объяснения хода расчётов удобно вначале рассмотреть два установившихся режима и построить кривые напряжения, индукции в стержне и тока при разомкнутом и замкнутом ключе K . А затем нужно реальные кривые процесса "припасовать" – "собрать" из сегментов (отрезков, "кусков") этих кривых. При этом, естественно, необходимо соблюдать условие, что индукция и ток не могут изменяться скачком, поэтому "припасование" этих частей кривых необходимо проводить с их вертикальным перемещением.

На рис.3,а сплошной линией показана синусоида напряжения сети, т.е. напряжение на трансформаторе в установившемся режиме XX (ключ K разомкнут), напряжение принято номинальным $U_c = U_h = U$ (амплитуда $U\sqrt{2}$).

Включение трансформатора производится в момент перехода кривой напряжения через нуль (начало графика). В этом случае ударный ток XX получается наибольшим, но принципиально фаза включения может быть любой.

При замкнутом ключе K из-за падения напряжения в сети (на индуктивности сети L_c) синусоида напряжения имеет амплитуду $U\sqrt{2} [x_s / (x_c + x_s)]$, где $x_c = \omega L_c$, индуктивное сопротивление "обмотки без стали" $x_s = \omega L_s$, а индуктивность "обмотки без стали" L_s может быть или индуктивностью ближайшей к стержню "обмотки без стали" L_{1s} (если трансформатор включается со стороны этой обмотки) или индуктивностью второй обмотки "без стали" $L_{2s} = L_{1s} + L_k$.

На рис.3,б построена кривая напряжения, состоящая из отрезков двух синусоид рис.3,а (сами синусоиды даны пунктиром). Видно,

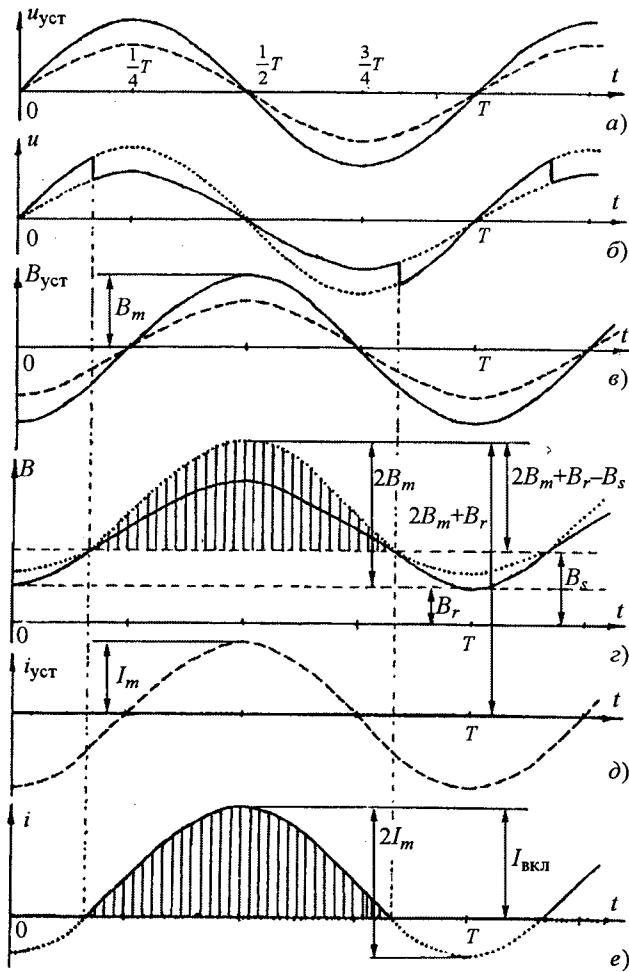


Рис.3. К расчёту процесса включения и ударного тока включения двуххомоточного трансформатора: а, в, д - установившиеся режимы; — стержень не насыщен, - - - - стержень насыщен; б, г, е - кривые напряжения, индукции в стали и тока: переходный режим (—), ······ – части кривых установившихся режимов

что при переходе от одной кривой к другой при коммутациях ключа K возникают скачки напряжения.

На рис.3,в сплошной и штриховой линиями построены очень важные для понимания процесса включения кривые индукции. Сплошная линия соответствует реальному установившемуся режиму XX – синусоиде с амплитудой, равной амплитуде номинальной индукции в стержне $B_m = U_h \sqrt{2} / (2\pi f w_1 S_{ct})$. Штриховая линия соответствует условному расчётному режиму, когда в трансформаторе стальной стержень отсутствует, амплитуда этой синусоиды $B_k = \mu_0 I_m w / h$, где w – число витков обмотки; h – высота (рис.1); I_m – амплитуда установившегося тока этого режима.

На рис.3,г сплошной линией построена кривая индукции в стали в переходном процессе включения на ХХ. Построение кривой начинается с начального значения индукции, т.е. с остаточной индукции B_r . Далее индукция возрастает по кривой для режима ХХ (рис.3,в) до уровня индукции насыщения стали B_s . После этой очень важной точки, определяющей начало изменения кривых напряжения и тока, ход кривой соответствует штриховой кривой (рис.3,в) до точки возвращения к режиму с ненасыщенным стержнем и т.д.

В установившемся режиме при разомкнутом ключе K ток равен нулю, на рис.3,д сплошная линия идет по оси времени. Здесь же дана штриховая синусоида установившегося тока режима с замкнутым ключом K . Амплитуда этого расчётного тока

$$I_m = \sqrt{2} I_{уст} = U \sqrt{2} / (x_c + x_s). \quad (5)$$

Наконец, на рис.3,е построена кривая тока включения, составленная из отрезков нулевой линии и сегмента штриховой кривой тока на рис.3,д. Максимальное значение кривой есть ударный ток включения $I_{вкл}$.

Определение этого тока является самой важной задачей всего рассмотрения. На кривых индукции и тока (рис.3,в–е) все части (сегменты, "горбушки") синусоиды, заключённые в интервале от $\omega t_1 = \arccos[1 - (B_s - B_r)/B_m]$ до $\omega t_2 = 2\pi - \omega t_1$, когда ключ K замкнут, естественно, подобны друг другу. Для определения $I_{вкл}$ на рис.3,е удобно использовать рис.3,г, на котором имеются B_s , B_r и B_m , их можно считать заданными в расчёте. Рассматривая подобные заштрихованные сегменты, можно составить пропорцию $I_{вкл}/2I_m = [(2B_m + B_r) - B_s]/2B_m$ и определить искомый ударный ток XX:

$$I_{вкл} = I_m [(2B_m + B_r) - B_s] / B_m = I_m [2 - (B_s - B_r) / B_m] = I_m (1 + \cos \omega t_1), \quad (6)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота (часто её называют круговой частотой, хотя это не соответствует п.217 ГОСТ 19880-74); f – частота сети.

В нашем примере остаточная индукция B_r положительная, при этом ударный ток XX получается максимальным. В реальности B_r в начале процесса может быть не положительной, а нулевой (трансформатор размагничен) или отрицательной, тогда насыщение

может произойти позже, или вообще не произойти, т.е. не будет броска тока.

Формула (6) – это давно применяемая и известная специалистам многие десятки лет формула Шварца, которая редко и без подробного вывода и анализа приводится в отечественной литературе.

Кривая напряжения на рис.3,б состоит из отрезков разных синусоид. В этой кривой при переходах от одного к другому состоянию стали есть скачки напряжения. Физическое объяснение скачков – мгновенный по всей высоте стержня переход из ненасыщенного в насыщенное состояние. Это следует из анализа характера магнитного поля и многократно было подтверждено в экспериментах. В режимах с намагничивающим током **стержень**, на котором расположены обмотки, **насыщается целиком и практически мгновенно**. При возникновении локальной зоны насыщения в стержнях как бы возникает немагнитный зазор. Но при "зарождении" в стержне даже небольшого насыщенного участка характер окружающего этот насыщенный участок магнитного поля оказывается таким, что вызывает концентрацию поля на поверхности прилежащих ненасыщенных частей стержня, а поэтому – насыщение и этих частей. Создаются условия для расширения области насыщения, и возникает лавинообразный процесс её увеличения до того момента, когда она приблизится к торцам обмотки в область более слабого поля. В результате область насыщения практически мгновенно распространяется на весь стержень. Это, в частности, хорошо подтверждается многочисленными осциллограммами напряжения на обмотке трансформатора, где скачок напряжения занимает очень короткий отрезок времени. Во время этого скачка напряжения и происходит переход всего стержня из ненасыщенного в насыщенное состояние. Получены и другие экспериментальные данные, подтверждающие и быстрый переход сердечника из ненасыщенного в насыщенное состояние, и быстрое насыщение сердечника целиком на всю его высоту. В учебной литературе на эти скачки, имеющие большое значение для понимания процесса (наличие этих скачков – явный признак бросков намагничивающего тока), к сожалению, внимания не обращается.

Необходимо также заметить, что наличие скачков в кривой напряжения в цепях с индуктивностями (без конденсаторов) не противоречит законам электротехники.

Для практических расчётов при произвольном напряжении U , отличном от nominalного U_h , следует использовать формулу в более общем виде:

$$I_{вкл} = U\sqrt{2}K_r[2-(B_s-B_r)/(B_mU/U_h)]/(x_c+x_s) = \\ = U\sqrt{2}K_rK_B/(x_c+x_s), \quad (7)$$

где U – напряжение источника, к которому подключается трансформатор; U_h – nominalное напряжение трансформатора; $I_m=U\sqrt{2}/(x_c+x_s)$ – амплитуда установившегося тока трансформатора при полном насыщении стержня (если мысленно полностью убрать стальной стержень); $x_c=U_{h,c}^2/S_c$ – индуктивное сопротивление сети; $U_{h,c}$ – nominalное напряжение сети; S_c – мощность КЗ сети; K_r – коэффициент, дающий поправку на влияние электрического сопротивления обмотки; B_s – индукция насыщения электротехнической стали; B_r – остаточная индукция в стержне (начальная индукция процесса); $B_m=U_h\sqrt{2}/(2\pi f w_1 S_{ct})$ – nominalная индукция в стержне (3); $B_mU/U_h=B$ – индукция в стержне при напряжении U ; $K_B=2-(B_s-B_r)U_h/(B_mU)$ – коэффициент индукции; $x_s=\omega L_s$, причём $L_s=L_{1s}$ – индуктивность ближайшей к стержню "обмотки без стали", если включение производится со стороны ближайшей к стержню обмотки, или $L_s=L_{1s}+L_k=L_{2s}=\mu_0 w_1^2 \times \pi D_2^2 / 4h$ – индуктивность второй обмотки без стали, если включение производится со стороны другой обмотки (рис.1).

Индуктивность обмотки при полном насыщении стали рассчитывается по формуле:

$$L_s=\mu_0 w^2 \pi (D_{внутр}+2a/3)^2 / 4h_s, \quad (8)$$

где $D_{внутр}$ – внутренний диаметр обмотки; a – её радиальный размер (толщина); h_s – условная высота обмотки, несколько большая её геометрической высоты, например, высота окна магнитопровода или высота от нижнего ярма до стального прессующего кольца.

Остаточная индукция B , зависит от типа конструкции магнитопровода трансформатора и качества шихтовки. Чем меньше шихтовальных зазоров, чем качественнее ших-

тока, тем остаточная индукция больше. Остаточная индукция по значению и знаку также сильно зависит от предшествовавшего режима работы. Чем выше напряжение (и индукция) в предшествующем режиме, тем выше B_r . Остаточная индукция как характеристика материала мало отличается для марок стали, применяемых в современных силовых трансформаторах.

Остаточная индукция в стали B_r – один из самых неопределенных параметров. Мало того, что B_r существенно зависит от качества сборки магнитопровода, это постоянное (очень слабо изменяющее во времени) значение нельзя просто так измерить, как измеряют геометрические размеры, ток, напряжение и т. д. Измерение остаточной индукции требует специального оборудования и специальной (хотя при современной измерительной технике и не очень сложной) методики измерений и расчётов [1, 4].

Как было уже отмечено, **остаточная индукция B_r сильно зависит от предшествующего режима трансформатора**, чему ранее ошибочно не придавали значения. Этот вопрос вообще не освещён в учебной и методической литературе по трансформаторам. Поэтому изложим его подробнее.

Если перед отключением (в предшествующем новому включению режиме) трансформатор работал на **активную нагрузку**, то фазы напряжения на нём и его тока совпадали. При выключении цепи переменного тока разрыв переменного тока всегда происходит в момент, близкий к прохождению его через нуль. Напряжение на трансформаторе в момент отключения тоже близко к нулю. Но в соответствии с законом электромагнитной индукции (напряжение – производная потокосцепления, т.е. и индукции) синусоиды напряжения и магнитной индукции в стержне сдвинуты на фазовый угол $\pi/2$ (т.е. на 90°). Таким образом, выключение происходит примерно в момент прохождения индукции в стали через максимум. А это значит, что и остаточная индукция будет соответствовать индукции B_m (рис.4).

Рассуждая аналогичным образом, можно заключить, что при отключении трансформатора с **реактивной нагрузкой** (индуктивной или ёмкостной), остаточная индукция будет существенно **более низкой**, так как при от-

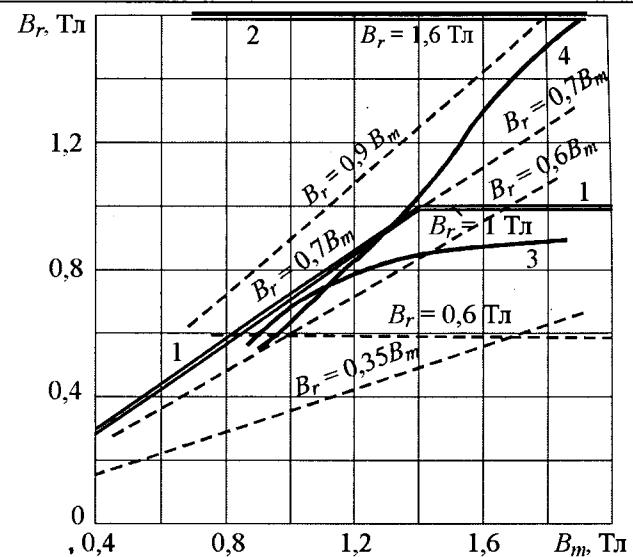


Рис.4. Зависимость остаточной индукции B_r от максимальной индукции B_m :

двойные линии – рекомендуемые в [1, 4] для расчёта ударных токов включения шихтованных (1) и навитых неразрезанных (2) магнитопроводов трансформаторов; — — по экспериментам [1, 4] на шихтованном трансформаторе при однократном или многократных циклах включение-выключение (3) и на навитом неразрезном (тороидальном) трансформаторе после его предварительного размагничивания, однократного подключения и отключения (4); - - - - по литературным данным

ключении в момент разрыва цепи нуль тока соответствует максимуму напряжения на трансформаторе, т.е. близкой к нулю индукции в стержне магнитопровода. Режимы ХХ или КЗ трансформатора ближе к режиму индуктивной нагрузки, поэтому при отключении холостого или короткозамкнутого трансформатора остаточная индукция также будет существенно более низкой, чем при отключении трансформатора с активной нагрузкой. Следует отметить, что иногда выключатель разрывает цепь при некотором токе, отличном от нуля. Такой "срез тока" может привести к увеличению остаточной индукции.

Особенности остаточной индукции в трансформаторах иллюстрирует рис.4 с экспериментальными данными, полученными при измерениях на трансформаторах [1, 4].

При практических расчётах необходимо ориентироваться на самый неблагоприятный случай остаточной индукции в стержне. Поэтому в [1, 4] по измерениям на отечественных силовых трансформаторах малой и средней мощности с планарной конструкцией

магнитопровода и обычной схемой шихтовки листов стали рекомендуется применять $B_r = 1,0$ Тл для $B_m > 1,4$ Тл и $B_r = 0,7B_m$ при $B_m < 1,4$ Тл.

Для трансформаторов с навитыми (например, тороидальными) магнитопроводами из стальной ленты без зазоров остаточную индукцию при расчёте наиболее неблагоприятных ударных токов включения рекомендуется брать достаточно большой – 1,6 Тл. Эта рекомендация дана на основании опытов, которые выявили, что зависимость от максимальной индукции (кривая 4 на рис.4) получается только при первом включении и отключении размагниченного трансформатора с тороидальным сердечником, а при нескольких циклах включение-отключение остаточная индукция оказывается около 1,6 Тл.

К сожалению, полного объяснения причины этого явления пока нет. Факторы, которые влияют на это, – особенно узкая петля гистерезиса стали, весьма малая энергия частных циклов намагничивания, накопление (накачка) остаточной индукции при последовательных кратковременных (следующих одно за другим) операциях включение-отключение из-за неблагоприятного наложения на остаточную индукцию при предыдущем отключении апериодической составляющей индукции при последующем включении. В трансформаторах с шихтованным магнитопроводом этого явления не замечалось. По-видимому, это объясняется принципиальным размагничающим влиянием немагнитных зазоров между листами шихтовки.

К сожалению, к настоящему времени не проведены исследования на современных трансформаторах с более качественными магнитопроводами, не выяснено, влияет ли на наибольшую остаточную индукцию шихтовка в 1 лист, 2–3 листа, "стэп-лэп". В зарубежной литературе данные об остаточной индукции публикуются редко. В частности, по публикации 1997 г. [5] рекомендуется $B_r=0,7B_m$, а по публикации 2002 г. [6] для трансформаторов с шихтовкой типа "стэп-лэп" рекомендуется достаточно высокое значение $B_r=0,9B_m$.

Остаточная индукция может сильно зависеть от совершенно случайных обстоятельств. Возможно, что перед включением трансформатор был случайно сильно намаг-

нчен, например, после измерений на нём электрического сопротивления обмотки на постоянном токе. Если после измерений не провели размагничивание магнитопровода, то значение B_r окажется очень большим. Тогда при первом включении трансформатора в сеть бросок тока может быть существенно большим, чем при повторных включениях, и для наихудшего случая ударный ток включения необходимо рассчитывать по максимально возможной остаточной индукции (рис.4), а не в зависимости от его nominalной индукции.

График для определения коэффициента K_r , учитывающего влияние электрического сопротивления обмотки, приведён на рис.5. Он получен расчётом процессов включения многих трансформаторов на ХХ по [1, 4]. Видно, что учитывать сопротивление необходимо только для относительно маломощных силовых трансформаторов. Практически при мощности более 2500 кВ·А можно принять $K_r=1$, т.е. электрическое сопротивление не учитывать вообще, а при расчётах применять простую схему замещения рис.1,г.

Затухание процесса включения. Как видно из осцилограммы тока включения трансформатора мощностью 160 МВ·А (рис.2,г), затухание процесса включения очень слабое. Для силовых трансформаторов броски тока включения могут ощущаться через многие десятки секунд после включения. Прогнозирование затухания тока включения иногда очень важно (например, для настройки релейной защиты), однако этот вопрос в технической, а тем более в учебной литературе освещён очень слабо, имеются ошибочные рекомендации. Принципиально переходный процесс включения трансформатора может быть рассчитан по схеме замещения (рис.1), из которой видно, что при разомкнутом ключе K , т.е при ненасыщенной стали $|B(t)| \leq B_s$, тока в цепи нет, $i(t)=0$.

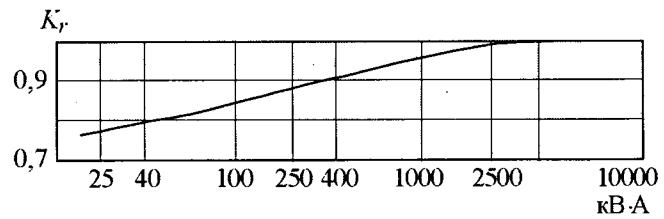


Рис.5. Поправочный коэффициент K_r для учёта электрического сопротивления обмотки при расчёте ударного тока включения трансформатора на ХХ [4]

При замкнутом ключе K , т.е. при $|B(t)| > B_s$

$$u(t) = L_s(dI/dt) + ir. \quad (9)$$

Решение этого дифференциального уравнения при $u(t) = U\sqrt{2} \sin(\omega t)$:

$$I(t_k) = I(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^{t_k} [u(t) - ir] d(t) / (\omega L_s). \quad (10)$$

Если аргумент t_k соответствует максимальному значению броска тока включения I_k в периоде с произвольным номером k , а t_{k-1} – предыдущему максимуму I_{k-1} , то

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1} + \int_{t_{k-1}}^{t_{k-1}+T} [u(t) - ir] d(t) / (\omega L_s) = \\ &= I_{k-1} - \int_{t_{k-1}}^{t_{k+1}+T} i(t) r d(t) / (\omega L_s). \end{aligned} \quad (11)$$

При расчётах вполне можно принять, что броски тока представляют собой сегменты синусоиды ("резанные горбушки"), тогда

$$\begin{aligned} I_k &= I_{k-1} \{ 1 - [\sin \arccos(1 - I_{k-1}/I_m) - (1 - I_{k-1}/I_m) \times \\ &\times \arccos(1 - I_{k-1}/I_m) + \sin \arccos(1 - I_k/I_m) - (1 - I_k/I_m) \times \\ &\times \arccos(1 - I_k/I_m)] / Q_s \} \approx I_{k-1} \{ 1 - 2 \times \\ &\times [\sin \arccos(1 - I_{k-1}/I_m) - (1 - I_{k-1}/I_m) \times \\ &\times \arccos(1 - I_{k-1}/I_m)] / Q_s \} \approx I_{k-1} \{ 1 - 4 \times \\ &\times I_{k-1} \arccos(1 - I_{k-1}/I_m) / 3I_m Q_s \}, \end{aligned} \quad (12)$$

где $Q_s = \omega L_s / r$ – добротность контура тока включения при насыщенной стали; I_m – амплитуда расчётного тока, см. (5).

Полученные соотношения – рекуррентные формулы, которые позволяют шаг за шагом получить амплитуды бросков тока.

Расчёты трансформаторов. На рис.6 показаны результаты расчёта бросков тока трансформаторов мощностью 400 кВ·А и 400 МВ·А при включении со стороны внутренней (ближайшей к стержню) обмотки, когда ток включения максимальен. Там же даны графики экспонент, соответствующих затуханию бросков тока с удвоенной постоянной времени $\tau_s = 2L_s/r = 2Q_s/\omega$ (это рекомендуется в [5]) (кривые 3, 4), а также графики экспонент, соответствующих затуханию апериодической составляющей тока КЗ (кривые 5, 6). Видно, что расчётное затухание тока XX существенно более медленное, чем затухание

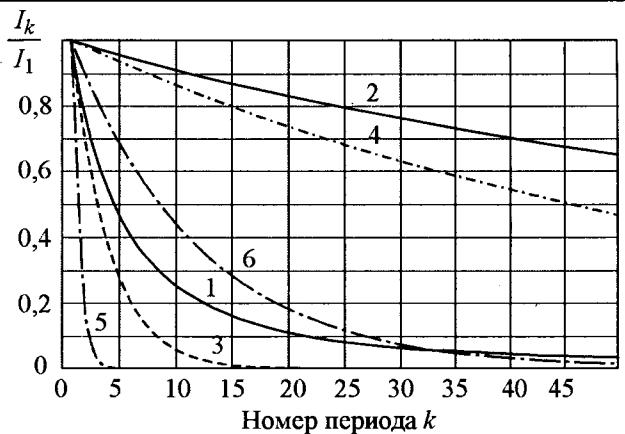


Рис.6. Кривые затухания максимальных значений бросков тока включения трансформатора мощностью 400 кВ·А, 11 кВ (1) и трансформатора мощностью 400 МВ·А, 500 кВ (2) (I_k – максимальное значение в периоде с номером k , I_1 – в первом периоде (при начале расчёта))

экспонент. При расчётах кривых мощность сети принята бесконечной.

Следует отметить две основные причины этого явления. Во-первых, добротность контура тока ХХ при насыщенной стали $Q_s = \omega L_s / r$ и постоянная времени $\tau_s = Q_s / \omega = L_s / r$ существенно больше, чем $Q_k = u_p / u_a = \omega L_k / r_k$ и $\tau_k = Q_k / \omega = L_k / r_k$ контура КЗ. Индуктивность L_s больше, чем L_k (например, в трансформаторах мощностью 400 кВ·А, 11 кВ и мощностью 400 МВ·А, 500 кВ [1] соответственно в 1,43 и 3,11 раза), а сопротивление r примерно в 2 раза меньше сопротивления r_k (в контуре тока ХХ присутствует одна обмотка трансформатора, а в контуре тока КЗ – две обмотки). Во-вторых, сам процесс изменения тока во времени существенно более затянут, чем процесс экспоненциального затухания, причём темп затухания тока ХХ не остаётся постоянным, а со временем заметно снижается.

Физический смысл этого явления в том, что затухание тока ХХ связано в основном с рассеянием энергии магнитного поля за счёт потерь на нагрев обмотки. Это следует из (10), где под знаком интеграла стоит величина $i(t)r dt$. А так как броски тока уменьшаются, уменьшается и степень их затухания. Сказанное можно подтвердить следующими расчётами.

Для затухающих бросков тока ХХ двух соседних периодов k и $k+1$ формула (12) при $I_k < I_m$ с использованием приближённых соотношений $\cos \alpha \approx 1 + 0,5\alpha^2$ при $\alpha \rightarrow 0$, $\arccos x \approx$

$\approx \sqrt{2}(1-x)^{0,5}$ при $x \rightarrow 1$ и $\exp(-\alpha) \approx 1-\alpha$ при $\alpha \rightarrow 0$ может быть представлена в другом виде:

$$I_{k+1}/I_k \approx \exp[-4\sqrt{2}(I_k/I_m)^{0,5}/3Q_s]. \quad (13)$$

Постоянная времени затухания. Если бы затухание было экспоненциальным с постоянной времени $\tau = Q_s/\omega$, то для двух соседних бросков (стоящих друг от друга на период $T=1/f$)

$$I_{k+1}/I_k = \exp(-t/\tau) = \exp(-2\pi/\omega\tau). \quad (14)$$

В этой формуле под знаком экспоненты все величины постоянны. Но в формуле (13) под знаком экспоненты есть и изменяющийся ток I_k . Тем не менее формулу (13) можно записать в виде $I_{k+1}/I_k \approx \exp(-2\pi/\omega\tau_s)$, т.е. ввести некоторую эквивалентную постоянную времени затухания в k -м периоде τ_s :

$$\tau_s = 3\pi Q_s (I_m/I_k)^{0,5} / 2\sqrt{2}\omega \approx 3,33\tau_s (I_m/I_k)^{0,5}. \quad (15)$$

Однако τ_s – это по существу **не постоянная величина**, а возрастающая от периода к периоду по мере снижения тока I_k . Например, при снижении тока в 2 раза "постоянная времени" τ_s возрастёт в 1,41 раза, при снижении тока в 100 раз – в 10 раз и т.д.

В формулу (15) входит постоянная времени обмотки без стали $\tau_s = Q_s/\omega = L_s/r$ с коэффициентом 3,33. Приведённые графики и формулы подтверждают сделанные ранее выводы о том, что закон изменения бросков тока XX существенно (количественно и по форме) отличается от экспоненциального.

Для того чтобы оценивать затухание бросков тока XX силовых трансформаторов и производить конкретные расчёты, даны универсальные графики на рис.7. Эти графики построены в особой системе координат, они охватывают большой диапазон изменения амплитуд бросков тока (от 100 до 0,01%) и числа периодов (до 900). На рис.7 также видно, что кривые затухания тока XX по форме отличаются от экспонент (тонкие линии).

Исходными данными для расчёта являются добротность Q_s и максимальное значение первого броска тока I_1 по (5). По графикам рис.7 можно решить, например, такую практическую задачу:

- при заданных ударном токе XX и номере периода k или времени $t_k = T(k-0,5) = 0,02(k-0,5)$ определить максимальный бросок тока I_k ;

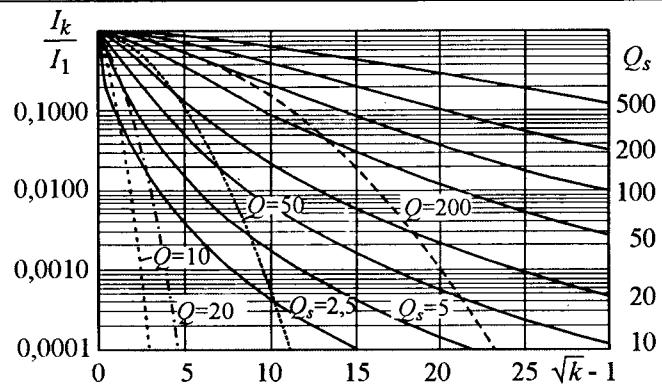


Рис.7. Семейство кривых для расчёта затухания бросков тока включения на XX трансформатора (при различных значениях добротности контура тока XX при насыщенной стали $Q_s = \omega L_s/r$):

I_k – максимальное значение броска тока XX в периоде с номером k ; I_1 – в первом периоде; $t(k) = 0,02(k-0,5)$ – время возникновения максимально-го значения броска, с; - - - - экспоненты с $\tau = Q/\omega$

- при заданных ударном токе XX и максимальном I_k определить время, через которое броски тока XX снизятся до этого значения.

Влияющие факторы при проектировании трансформаторов. Анализ основной расчётной формулы (6) показывает, что зависимость ударного тока XX от **магнитной индукции** (насыщения стали B_s , остаточной B_r и амплитуды B_m) следует характеризовать величиной, стоящей в квадратных скобках, которую можно назвать коэффициентом индукции $K_B = 2 - (B_s - B_r)/B_m$. На рис.8, где дана зависимость этого коэффициента от остаточной индукции B_r , показано, что при индукции насыщения $B_s = 2$ Тл и $B_r = 1$ Тл, которую рекомендуется брать для расчётов при индукции в стали $B_m > 1,4$ Тл, коэффициент K_B изменяется мало.

B_m , Тл	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9
K_B	1,28	1,33	1,38	1,41	1,44	1,47

Это значит, что для эффективного снижения ударного тока включения номинальную индукцию нужно брать менее 1,4 Тл, но такое снижение навряд ли можно серьезно рекомендовать, ведь это приводит к неблагоприятному изменению массогабаритных показателей и повышению стоимости трансформатора.

Ударный ток включения существенно зависит от индуктивности "обмотки без стали"

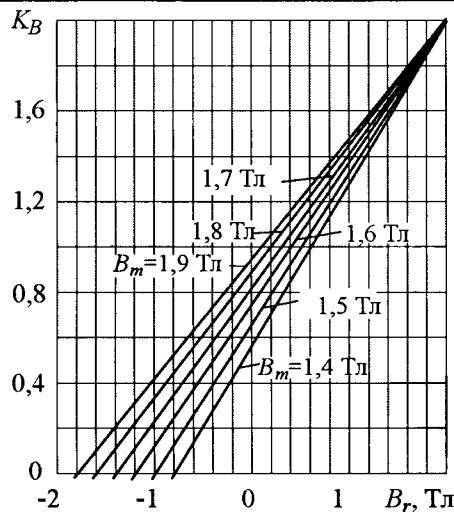


Рис.8. Коэффициент индукции $K_B = 2 - (B_s - B_r)/B_m$ для расчёта максимального значения броска тока включения трансформатора в режиме ХХ в зависимости от остаточной индукции B_r при индукции насыщения $B_s = 2$ Тл и различной максимальной рабочей индукции

$L_s = x_s/\omega$. Однако для увеличения этой индуктивности, что, исходя из формулы (7), может снизить ударный ток включения, необходимо увеличить диаметр, число витков и уменьшить высоту обмотки, а это также приводит к снижению индукции и к неблагоприятному изменению основных параметров трансформатора.

Таким образом, изменение параметров, которое может сделать расчётчик трансформатора при проектировании, мало даёт для снижения бросков тока ХХ.

Рекомендации по снижению бросков тока. Анализируя формулы (7) и (8), можно дать рекомендацию по снижению ударного тока включения – **включать трансформатор в сеть со стороны обмотки, наиболее удалённой от стержня**. Это следует из анализа схемы замещения рис.1 – она несимметрична. Если включать трансформатор на ХХ со стороны обмотки, ближайшей к стержню, то в цепи тока будет только "воздушная" индуктивность этой обмотки L_{1s} . Если же включать трансформатор со стороны обмотки, расположенной на стержне второй, то в цепь тока ХХ попадает еще и индуктивность КЗ двух обмоток L_k (примерно такого же порядка). Естественно, что в этом случае ударный ток ХХ существенно меньше. В итоге можно рекомендовать те обмотки трансформаторов, которые при работе будут часто подсоединяться к сети, располагать на стержне не

внутренними, а наружными. Такая рекомендация часто оказывается очень действенной.

Для оценки ударного тока ХХ $I_{\text{вкл}}$ (при включении трансформатора со стороны внутренней – ближайшей к стержню обмотки НН и со стороны внешней обмотки ВН) и сравнения его с ударным током КЗ $I_{\text{уд}}$, номинальным током $I_{\text{н}}$ и током ХХ $I_{\text{ХХ}}$ проведены подробные расчёты трансформаторов мощностью 400 кВ·А, 11 кВ и мощностью 400 МВ·А, 500 кВ [1]. У этих трансформаторов кратность действующего значения установившегося тока КЗ по отношению к номинальному току составляет соответственно $K_m = 25$ и $K_m = 7,25$, а ток ХХ соответственно 2,1 и 0,45%.

Для трансформатора мощностью 400 кВ·А, 11 кВ

$$I_{\text{уд}}/I_{\text{вклНН}} = 2,0; I_{\text{вклНН}} = 24,2I_{\text{н}}; I_{\text{вклНН}} = 1152I_{\text{ХХ}}$$

$$I_{\text{уд}}/I_{\text{вклВН}} = 3,38; I_{\text{вклВН}} = 14,3I_{\text{н}}; I_{\text{вклВН}} = 681I_{\text{ХХ}}$$

Для трансформатора мощностью 400 МВ·А, 500 кВ

$$I_{\text{уд}}/I_{\text{вклНН}} = 1,84; I_{\text{вклНН}}/I_{\text{н}} = 10I_{\text{н}}; I_{\text{вклНН}} = 2222I_{\text{ХХ}}$$

$$I_{\text{уд}}/I_{\text{вклВН}} = 3,29; I_{\text{вклВН}}/I_{\text{н}} = 5,56I_{\text{н}}; I_{\text{вклВН}} = 1236I_{\text{ХХ}}$$

Анализируя результаты расчёта, можно сделать следующие выводы:

1. Ударные токи включения трансформаторов мощностью 400 кВ·А и 400 МВ·А достаточно велики, они меньше ударного тока КЗ только в 2–3 раза.

2. Отношение ударного тока включения к номинальному току при увеличении мощности трансформатора снижается.

3. Отношение ударного тока включения к установившемуся току ХХ велико (сотни и тысячи раз) и увеличивается с повышением мощности трансформатора.

4. Ударный ток включения снижается примерно в 1,5–2 раза в случае, если трансформатор подключается к сети со стороны ВН, а не со стороны НН.

Индукция насыщения электротехнической стали B_s – параметр, на который практически невозможно влиять. Для всех сортов электротехнической стали эта индукция составляет примерно 2 Тл, а для новых перспективных с точки зрения радикального снижения потерь ХХ магнитных материалов, например аморфных сплавов, B_s существенно меньше, что неблагоприятно для бросков

тока ХХ. Подтверждается правило "чем лучше (трансформатор, магнитопровод), тем хуже (больше ударный ток включения)".

Как видно из формулы (7) и рис.8, ударный ток включения существенно зависит от остаточной индукции B_r .

При хорошей шихтовке из-за снижения шихтовальных зазоров остаточная индукция увеличивается. К сожалению, чем лучше трансформатор с точки зрения качества шихтовки и сборки магнитопровода, тем, как правило, больше ударный ток включения. Объясняется это размагничивающим эффектом воздушного зазора в магнитной цепи с постоянным магнитом, чем по существу является магнитопровод трансформатора. Для трансформаторов малой мощности и специальных, для которых можно допустить существенное увеличение тока ХХ, в целях снижения остаточной индукции и тока включения иногда идут на то, что в магнитопроводе делают небольшие немагнитные зазоры. Для мощных силовых трансформаторов, естественно, такая рекомендация неуместна.

Размагничивание и принудительное намагничивание. Судя по рис.8, для снижения ударного тока ХХ перед включением трансформатор нужно размагнитить, т.е. добиться того, чтобы в стержне не было остаточной индукции ($B_r=0$). Радикально ток ХХ можно снизить, если перед включением трансформатор принудительно намагнитить в обратном направлении (на рис.8 – отрицательные значения остаточной индукции). Для этого можно использовать маломощный источник постоянного напряжения (аккумулятор, выпрямитель). Ток принудительного намагничивания должен быть сопоставим с установившимся током ХХ (в несколько раз больше). Как известно, для мощных трансформаторов ток ХХ составляет доли процента номинального тока. После принудительного намагничивания трансформатор должен быть включен в определенную фазу напряжения.

Однако операции размагничивания и принудительного намагничивания достаточно сложны, они требуют специального оборудования, поэтому применяются редко. Размагничивание и перемагничивание трансформатора – это уже не те меры, которые можно рекомендовать расчётчику трансформатора, они должны осуществляться при эксплуата-

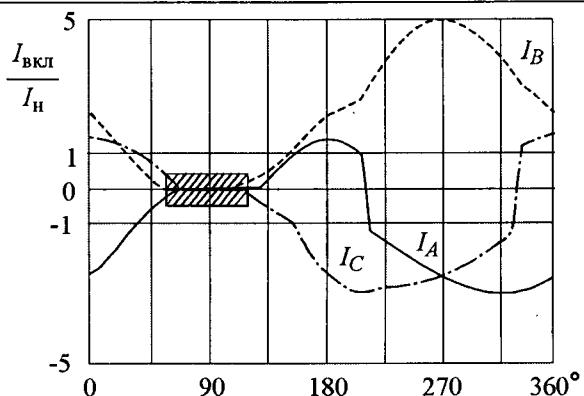


Рис.9. Ударный ток включения (по отношению к номинальному току) в фазах А, В и С электропечного трансформатора мощностью 160 МВ·А

ции трансформатора. Такие рекомендации, как правило, трудно осуществимы.

Фаза включения. Формула (6) выведена для максимального ударного тока включения, т.е. при включении трансформатора в момент наиболее неблагоприятной фазы напряжения. Для двухобмоточного трансформатора это – фаза, когда напряжение переходит через нуль. При других фазах момента включения ударный ток ХХ существенно ниже. Это же снижение характерно и для трёхфазных трансформаторов. На рис.9 показана зависимость максимальных ударных токов включения (по отношению к номинальному току) в трёх фазах А, В и С электропечного трансформатора мощностью 160 МВ·А от момента включения (электрического угла напряжения при включении). Видно, что при угле включения 270° получается максимальный ударный ток включения. При других фазах включения он существенно меньше. Имеется даже "мертвая зона" – углы включения при отсутствии бросков тока включения.

Рассмотрение рис.9 даёт основание рекомендовать действенный способ снижения бросков тока – применить "синхронное включение" – произвести включение трансформатора в нужную фазу напряжения так, чтобы ликвидировать или сильно снизить бросок тока ХХ.

Способ сложен из-за двух обстоятельств. Во-первых, для включения трансформатора в нужную фазу напряжения необходим специальный коммутационный аппарат (синхронный замыкатель). Во-вторых, перед синхронным включением необходимо обеспечить определенную (по значению и знаку) остаточную индукцию.

Ещё один способ эффективного снижения тока включения электропечных трансформаторов – синхронное выключение трансформатора в “нужную” фазу (для обеспечения необходимой остаточной индукции) и последующее синхронное включение в “свою нужную” фазу – успешно осуществлен на Молдавском металлургическом заводе [1, 7]. Для этой цели разработана специальная система управления вакуумными выключателями, которые оказалось возможным использовать в качестве как синхронных выключателей, так и синхронных замыкателей. Используется также описанный ранее эффект того, что если характер нагрузки – активный (в данном случае электропечь), то при выключении трансформатора в стержне получается большая остаточная индукция.

Предвключаемый резистор или реактор. Когда необходимо гарантировать небольшие токи включения трансформатора, приходится идти на серьезные меры.

Самой действенной мерой, рекомендованной в литературе и применяющейся на практике, является включение последовательно с трансформатором так называемого **предвключаемого резистора или реактора**. В результате ударный ток в первый момент времени ограничивается до требуемого значения. По истечении некоторого времени, когда сниженные резистором или резистором броски тока затухнут (секунды или доли секунды), предвключаемый резистор или реактор закорачивается специальным дополнительным выключателем. Это решение – достаточно сложное, требует дополнительного силового оборудования и управляющей аппаратуры. Выбор параметров резистора или реактора возможно сделать при использовании предложенной ранее схемы замещения на рис. 1.

Магнитное поле трансформатора в присутствии намагничающего тока – сложное поле, одну область которого – стержень, ярма, соседний стержень – занимает нелинейная среда, электротехническая сталь. В настоящее время существуют программы расчёта, при помощи которых такое поле может быть рассчитано (ELCUT, FEMM, ANSIS и др.). Однако для понимания электромагнитных процессов, для практических расчётов можно ввести ряд упрощающих допущений, используя которые, можно получить полезные результаты.

Магнитное поле трансформатора можно упрощённо представить себе как магнитное поле токов обмоток без стержня. Насыщенный стержень можно заменить при этом тонкой фиктивной обмоткой, расположенной на воображаемой поверхности стержня. Высота такой фиктивной обмотки h_s превышает реальную высоту обмотки h на 10–15%, а её постоянные во времени ампервитки равны $B_s h_s / \mu_0$. Такая фиктивная обмотка моделирует сильное магнитное поле внутри насыщенного стержня, имеющего идеализированную характеристику намагничивания такую же, как и принятая для данной ранее схемы замещения с ключом K . Подробно метод расчёта поля описан в [1, 8]. Метод фиктивных обмоток очень удобен тем, что он позволяет воспользоваться всем имеющимся арсеналом методов расчёта магнитного поля, электромагнитных сил и стойкости при КЗ, применяемым для трансформаторов, например, разработанным в ВЭИ отраслевой методикой расчёта [1, 9] и системой программ РЭСТ [1, 10].

В режиме включения трансформатора на ХХ магнитное поле обмотки с током (ударным током ХХ) при насыщенном стержне напоминает магнитное поле этой обмотки в режиме КЗ. В таком поле на обмотку с током действуют электродинамические силы, во многом аналогичные силам при КЗ.

Оевые силы при токе включения сжимают обмотку. Если сравнить эти осевые силы с силами при КЗ (при таком же токе), то силы в режиме ХХ окажутся в несколько раз больше [8]. Дело в том, что магнитный поток в режиме ХХ, созданный магнитной индукцией на площади в области внутри обмотки и стержня, существенно больше, чем магнитный поток режима КЗ в канале рассеяния, имеющем при той же индукции меньшую площадь. Можно также пояснить это тем, что в режиме КЗ участвует не одна, а две обмотки с разнонаправленными токами. Верхняя половина каждой обмотки при этом отталкивается от нижней половины другой обмотки, снижая осевую силу сжатия каждой обмотки по сравнению с вариантом, когда есть только одна обмотка. Однако ударный ток ХХ в несколько раз меньше ударного тока КЗ, поэтому осевые силы, пропорциональные квадрату тока, при включении на ХХ обычно меньше осевых сил КЗ. Всё же опасность

этих осевых сил ХХ сохраняется из-за того, что включения трансформатора в сеть бывают гораздо чаще, чем КЗ, а многократные воздействия осевых сил могут привести к неблагоприятному накоплению остаточных деформаций (кумулятивный эффект).

Радиальные силы обмотку растягивают. Они могут быть ниже, чем силы КЗ из-за меньшего ударного тока ХХ. Следует заметить, что если при КЗ внутренняя обмотка радиальными силами сжимается, что для обмотки опасно из-за возможности потери радиальной устойчивости, то при включении трансформатора в сеть со стороны этой обмотки в ней возникают растягивающие радиальные силы, как правило, существенно менее опасные, чем сжимающие радиальные силы.

При ударном токе включения на обмотку, её части, отводы так же, как и при КЗ, действуют и тангенциальные (поворачивающие, скручивающие) силы [1].

Рассмотрим важный вопрос, связанный с влиянием намагничивающего тока в режимах КЗ трансформатора.

Для двухобмоточного трансформатора с обмотками НН и ВН (обмотка НН расположена ближе к стержню), работающего в электрической сети, возможны следующие варианты КЗ на его вводах:

1. Трансформатор работает в сети, происходит КЗ на вводах НН.
2. Трансформатор работает в сети, происходит КЗ на ВН.
3. Трансформатор не возбуждён, происходит включение в сеть со стороны ВН при КЗ на стороне НН (например, на случайно оставленную после ремонта закоротку).
4. Трансформатор не возбуждён, происходит включение в сеть со стороны НН при КЗ на ВН (например, на закоротку).

Первые два случая – наиболее вероятные в эксплуатации.

В первом случае в **переходном** режиме КЗ в токе возникает апериодическая составляющая, увеличивающая максимальный бросок тока (ударный ток КЗ) почти до двойной амплитуды установленного тока КЗ. Короткозамкнутая обмотка НН "вытесняет" переменный магнитный поток из стержня, и он циркулирует в канале рассеяния между обмотками и в ярме или в соседних стержнях. В ярме в переходном режиме КЗ возникает увеличенный магнитный поток из-за затухающей апериодической составляющей магнитного потока. Происходит насыщение ярма. Однако это **не приводит к заметному увеличению ударного тока КЗ**. Причина в том, что в данном режиме КЗ ток определяется (ограничивается) индуктивностью рассеяния, которая в свою очередь определяется в основном магнитным сопротивлением только канала рассеяния и практически (в пределах нескольких процентов, в пределах изменения коэффициента типа коэффициента Роговского) не зависит от насыщения ярма. Ведь при насыщении ярма увеличение магнитного потока происходит не только в ярме, но и в ок-

возникновения КЗ в момент перехода кривой напряжения через нуль (в эксплуатации это редко бывает, так как пробой изоляции обычно происходит в другой фазе). Большого магнитного потока в ярме не возникает, поскольку затухающая апериодическая составляющая магнитного потока "остается" в стержне.

Аналогичная картина и во втором случае, только стержень и ярмо "меняются местами". Большого магнитного потока в стержне не возникает, так как затухающая апериодическая составляющая магнитного потока "остается" в ярме. Объяснение этого – в момент возникновения КЗ магнитный поток в стержне и ярме (если перед КЗ трансформатор не нагружен, то они примерно одинаковы и примерно равны потоку ХХ) проходит через максимум, и он не может в силу известного закона мгновенно снизиться до нуля – своего установленвшегося значения.

Таким образом, никакого заметного **увеличения ударного тока КЗ** в этих двух **наиболее важных случаях** из-за появления намагничивающего тока **не наблюдается**.

Третий и четвёртый случаи – наименее вероятные в эксплуатации.

В третьем случае в переходном режиме КЗ в токе НН и ВН так же, как и в предыдущих случаях, возникает апериодическая составляющая, увеличивающая максимальный бросок тока (ударный ток) почти до двойной амплитуды установленного тока КЗ. При этом короткозамкнутая обмотка НН "вытесняет" магнитный поток из стержня, и он циркулирует в канале рассеяния между обмотками и в ярме или в соседних стержнях. В ярме в переходном режиме КЗ возникает увеличенный магнитный поток из-за затухающей апериодической составляющей магнитного потока. Происходит насыщение ярма. Однако это **не приводит к заметному увеличению ударного тока КЗ**. Причина в том, что в данном режиме КЗ ток определяется (ограничивается) индуктивностью рассеяния, которая в свою очередь определяется в основном магнитным сопротивлением только канала рассеяния и практически (в пределах нескольких процентов, в пределах изменения коэффициента типа коэффициента Роговского) не зависит от насыщения ярма. Ведь при насыщении ярма увеличение магнитного потока происходит не только в ярме, но и в ок-

ружающем обмотку пространстве (поток "выходит" из ярма).

В четвёртом случае короткозамкнутая обмотка ВН "вытесняет" магнитный поток из ярма в стержень. В переходном режиме КЗ в токах НН и ВН возникает апериодическая составляющая, а в токе НН – ещё и намагничивающий ток, увеличивающий ударный ток только обмотки НН, который может оказаться даже больше двойной амплитуды установленного тока КЗ.

Четвёртый случай – это единственный вариант КЗ, когда намагничивающий ток вызывает увеличение ударного тока КЗ в обмотке, ближайшей к стержню. Однако не видно, в каких практических случаях это увеличение тока может представлять опасность при эксплуатации трансформаторов. Нормированная для расчёта тока КЗ мощность КЗ сети на стороне НН существенно меньше, чем на стороне ВН, что снижает расчётный ток КЗ. А в блочных трансформаторах при КЗ на стороне ВН ток КЗ снижается не менее чем вдвое из-за существенного сопротивления генератора. Не менее важный фактор – присутствие в ударном токе намагничивающего тока приводит к существенному **снижению** радиальных напряжений сжатия внутренней обмотки. Основная причина – возникновение при насыщении стали осевой (по отношению к поверхности стали тангенциальной) составляющей напряжённости и индукции магнитного поля в области между обмоткой и стержнем (при отсутствии насыщения тангенциальная индукция и напряжённость отсутствуют). Применив правило левой руки, нетрудно определить, что сила, действующая на обмотку с намагничивающим током в этом магнитном поле (по существу и созданном намагничивающим током), направлена в сторону от стержня, обмотку от стержня как бы отталкивает (противодействующая сила действует на противоположную сторону обмотки, насыщенный стержень становится как бы деревянным, прозрачным для магнитного поля). Таким образом, возникает сила, противоположная основной силе радиального сжатия при КЗ. Следует заметить, что о силе притяжения магнита из-за нормальной составляющей индукции на его поверхности широко известно (эта сила возрастает пропорционально квадрату индукции при ненасыщенной стали и линейно при насыщен-

ной). О силе из-за тангенциальной составляющей индукции, действующей в сторону от насыщенной стали (как бы силы отталкивания), известно гораздо меньше. Отмеченное явление доказано и расчёты, и испытаниями полноразмерных моделей, и испытаниями трансформаторов на стойкость при КЗ. Подробнее об этом можно узнать, например, в [1]. Как известно, для мощных силовых трансформаторов радиальная потеря устойчивости внутренней обмотки является наиболее вероятным повреждением при КЗ, поэтому с этой точки зрения присутствие намагничивающего тока даже благоприятно.

Таким образом, **заметного влияния на стойкость при КЗ трансформаторов намагничивающий ток не оказывает**.

О нормировании тока КЗ. Следует отметить, что вообще нормирование расчётного тока электродинамической стойкости трансформаторов имеет много условностей, основанных на отечественном и зарубежном опыте эксплуатации. Например, считается, что КЗ происходит не при максимально допустимом для трансформатора или сети напряжении, а при номинальном. Считается, что перед КЗ у трансформатора был режим ХХ, а не режим нагрузки или перегрузки, хотя ударный ток КЗ может быть больше на амплитуду предшествовавшего КЗ ёмкостного тока (рис.10). Считается также, что наложение двух или нескольких аварийных ситуаций маловероятно. Точный учёт этих и других факторов может привести к увеличению максимально возможного (но маловероятно-

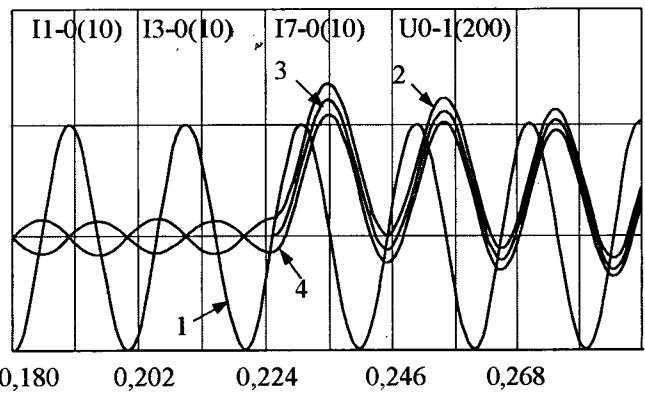


Рис.10. Расчётные кривые напряжения и тока внесенного КЗ при переходе кривой напряжения:

1 – через нуль; 2 – КЗ предшествует ёмкостная нагрузка; 3 – КЗ предшествует режим ХХ; 4 – КЗ предшествует индуктивная нагрузка

го) тока КЗ по сравнению с нормируемым на десятки процентов. На этом фоне не учтёт влияния намагничивающего тока при расчёте электродинамической стойкости при КЗ в одном из маловероятных случаев – это вполне оправданная ещё одна условность нормирования.

Неприятная проблема намагничивающего тока (только в четвёртом варианте КЗ) возникает при испытаниях трансформаторов на стойкость при КЗ.

Рассмотрим случай, когда предварительно закорочена дальняя от стержня обмотка, а напряжение подается на ближайшую к стержню обмотку. Закороченная обмотка "не позволяет" магнитному потоку рассеяния идти наружу, и он замыкается по стержню, вызывая его насыщение. Как уже было сказано, в этом случае возникает намагничивающий ток, который накладывается на ток КЗ. Всё сказанное хорошо и просто иллюстрируется и объясняется, если обратиться к схеме замещения. Судя по рис. 1, в рассматриваемом случае сопротивление КЗ трансформатора и цепочка намагничивания оказываются подключёнными параллельно источнику напряжения и возникает намагничивающий ток.

Рассмотрим этот случай более подробно. При испытаниях на осциллограмме токов получается, что ударный ток первичной обмотки больше ударного тока вторичной обмотки. Испытания нельзя "засчитывать" по первичному току НН, так как при этом будет "недоиспытанной" вторичная обмотка с меньшим током. Нельзя делать зачёт и по вторичному току ВН. Во-первых, тогда в первой обмотке ток будет больше зачётного. Во-вторых, намагничивающий ток искажает магнитное поле и может привести к увеличенным осевым силам в обмотках (уже говорилось об увеличенных осевых силах в режиме включения на ХХ). В-третьих, и это самое важное, присутствие в токе КЗ намагничивающего тока, несмотря на увеличение ударного тока, приводит к существенному снижению радиальных напряжений сжатия, т.е. трансформатор будет испытан в более легких условиях, чем это может быть в эксплуатации и чем это нормировано.

При испытаниях трансформаторов на стойкость при КЗ на стендах принимают меры, исключающие появление намагничивающего тока. Для получения в стержне нужной отрицательной остаточной индукции перед каждым опытом КЗ от источника по-

стоянного тока производят принудительное намагничивание трансформатора со стороны первичной или вторичной обмотки. Известно несколько таких схем [11,12]. Определённый эффект отстройки от намагничивающего тока получается, если в опытах КЗ, следующих один за другим, изменять при переходе к очередному опыту начальную фазу напряжения на полпериода. Этот эффект получается потому, что в предыдущем опыте трансформатор оказывается намагниченным апериодической составляющей тока КЗ и за короткое время КЗ (0,2–0,5 с) размагничивание произойти не успевает, а в стержнях сохраняется высокая остаточная индукция.

Автор выражает глубокую благодарность доктору техн. наук, проф. Б.Л. Алиевскому, кандидатам техн. наук Л.И. Дорожко, В.М. Сорокину и особенно доктору техн. наук Л.В. Лейтесу, которые по рукописи статьи сделали много ценных замечаний и советов.

Список литературы

1. Электродинамическая стойкость трансформаторов и реакторов при коротких замыканиях. М.: Знак, 2005.
2. Лурье А.И. Об определении максимального тока при включении цепи RL на переменное напряжение // Электричество. 1997. № 12.
3. Лейтес Л.В. Электромагнитные расчёты трансформаторов и реакторов. М.: Энергия, 1981.
4. Елагин В.Н., Лурье А.И., Панибратец А.Н. Броски тока включения трансформатора // Электротехника. 1997. № 2.
5. Bertagnolli G. Short-circuit duty of power transformers// ABB Transformatori. Legnano (Milano) – Italy, 1998.
6. Del Vecchio R.V., Poulin D., Feghali P.T., Shah D.M., Ahuja R. Transformer Design Principles. With Applications to Core-Form Power Transformers. NY USA, Taylor & Francis, 2002.
7. Кузьменко В.А., Лурье А.И., Панибратец А.Н., Чуприков В.С. Снижение тока включения трансформатора // Электротехника. 1997. №2.
8. Васильев А.Б., Лурье А.И. Расчёт магнитного поля и электродинамической стойкости трансформаторов при бросках намагничивающего тока // Электричество. 1992. №1.
9. Зенова В.П., Лурье А.И., Мильман Л.И., Панибратец А.Н. Отраслевая методика расчёта: Трансформаторы силовые. Расчёт электродинамической стойкости обмоток при коротком замыкании (РТМ16800.428–77, РД16-431-88).
10. Зенова В.П., Левицкая Е.И., Лурье А.И. и др. Система программ РЭСТ для расчёта электродинамической стойкости, потерь и нагревов трансформаторов и реакторов // Электротехника. 1996. №8.
11. ГОСТ 20243-74. Трансформаторы силовые. Методы испытаний на стойкость при коротком замыкании.
12. А.с. 1335904 СССР. Устройство для испытаний трансформаторов на электродинамическую стойкость при коротком замыкании / Левицкая Е.И., Лурье А.И., Ляшенко В.Д.

Лурье Александр Иосифович – ведущий научный сотрудник ВЭИ, канд. техн. наук. Окончил электромеханический факультет МЭИ в 1958 г. Защитил диссертацию по теме "Исследование и применение математического моделирования магнитных полей рассеяния трансформаторов и реакторов на электропроводящей бумаге" в 1965 г.

Релейная защита и автоматика линейного управляемого шунтирующего реактора 500 кВ

ДОЛГОПОЛОВ А.Г.

На основании опыта проектирования и расчёта режимов описана релейная защита и автоматика управляемого подмагничиванием линейного шунтирующего реактора 500 кВ.

В настоящее время Запорожским трансформаторным заводом освоено производство управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов (УШР) класса 500 кВ двух конструктивных исполнений – с пофазным размещением электромагнитной части и трёхфазным. В первом случае обеспечивается резервирование демпферным подключением резервной фазы и уменьшение транспортной массы составных частей реактора. При размещении электромагнитной части в одном баке существенно снижаются расход активных материалов, цена реактора и площадь его установки на подстанции, облегчаются условия резервирования и ремонта устройств системы подмагничивания. По функциональным возможностям и электрическим параметрам оба исполнения эквивалентны с возможностью подключения как на шины подстанции (ПС), так и в линию.

В электрических сетях ФСК ЕЭС России УШР 500 кВ типа РТУ пофазного исполнения установлены в МЭС Сибири на шинах ПС "Таврическая" и на ПС "Барабинская" в качестве линейного. В соответствии с утверждённой программой создания гибких линий электропередач проектируется установка УШР напряжением 500 кВ и ниже на ряде других подстанций.

Конструкция, схема, режимы и примеры исполнения релейной защиты (РЗ) трёхфазных УШР, имеющих наряду с сетевой обмоткой (СО) две вторичные – управления (ОУ) и компенсационную (КО), описаны в [1–4]. Реакторы 500 кВ пофазного исполнения имеют совмещённую вторичную обмотку и иной состав оборудования [5], что вносит существенные отличия в проектирование РЗ их составных частей. При использовании таких УШР в качестве линейных их автоматика наряду с регулированием реактивной мощности и напряжения в рабочих режимах воздушной линии (ВЛ) дол-

On the basis of experience of designing and calculation of operation modes of reactors of the relay protection of magnetically controlled shunting reactors with rated voltage 500 kV are described.

жна также выполнять функции неуправляемых шунтирующих реакторов (ШР) – обеспечивать гашение дуги в паузе однофазного автоматического повторного включения (ОАПВ) и снижение перенапряжений при включении (опробовании) ВЛ или разрыве транзита.

В состав поставки пофазного РТУ-180000/500 входят три (или четыре с резервной) фазы электромагнитной части типа РОДУ-60000/500, система автоматического управления (САУ) и небольшой мощности заземляющий масляный трансформатор (ЗТМ), обеспечивающий предварительное подмагничивание реактора при включении выключателя 500 кВ. В отличие от трёхфазных конструкций с системой подмагничивания в виде отдельно стоящих трансформаторов со встроенными преобразователями, в каждой фазе РОДУ встроен внутрь бака однофазный трансформатор (ОМП), питающий мостовой тиристорный преобразователь, помещённый в отдельный маслонаполненный бак, размещаемый непосредственно на баке РОДУ, что исключает необходимость выполнения воздушной ошиновки и возможность возникновения на ней КЗ.

Остальное оборудование присоединения УШР (выключатели, разъединители, трансформаторы напряжения, шкафы релейной защиты, ограничители перенапряжений, системы пожаротушения и мониторинга при необходимости) не входит в состав поставки и выбирается при проектировании по типовым решениям как для трансформаторов и реакторов соответствующего класса напряжения и мощности. Схема электрических соединений комплекса РТУ-180000/500 приведена на рис. 1. К внешней воздушной ошиновке, собирающей в "треугольник" фазы вторичной обмотки реактора, кроме отдельно стоящего ЗТМ подключается трансформатор напряжения и группа однофазных выключателей для шунтирования соответствующей фазы вто-

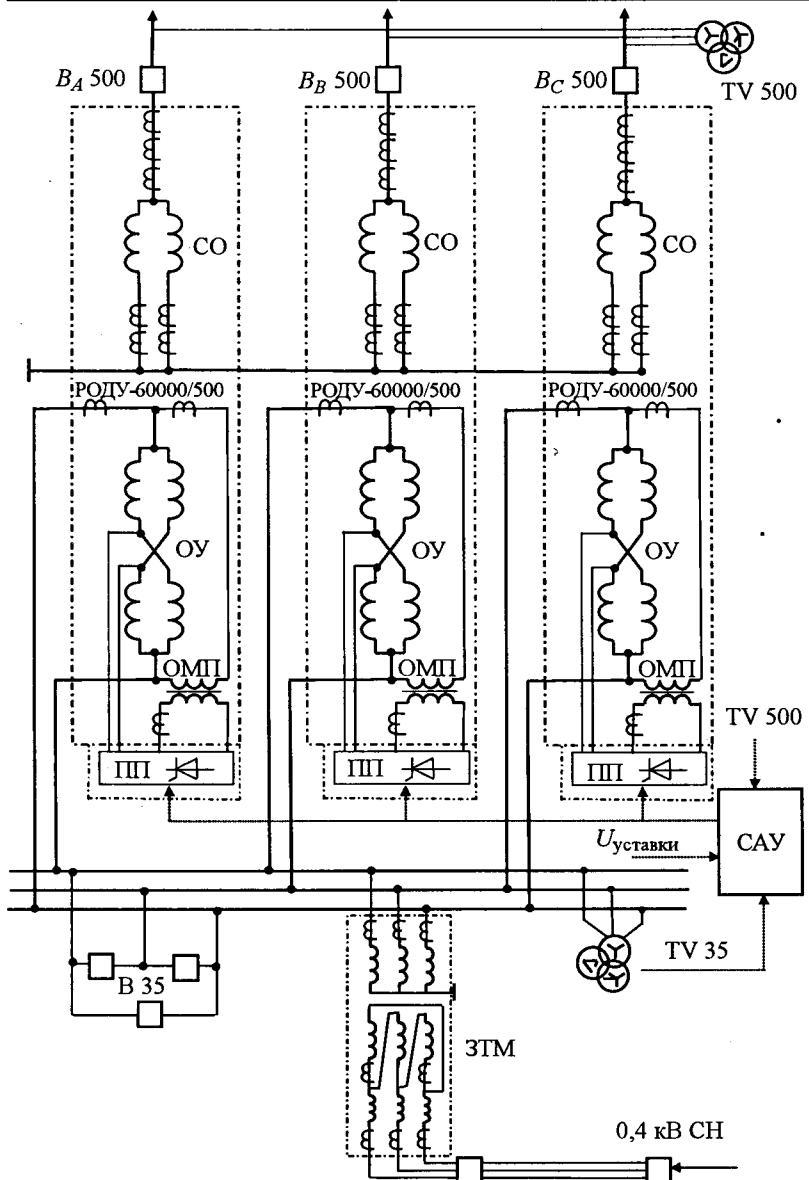


Рис.1. Схема электрических соединений линейного УШР 500 кВ:

РОДУ-60000/500 – электромагнитная часть в однофазном исполнении с навесным полупроводниковым преобразователем (ПП); *САУ* – система автоматического управления; *ЗТМ* – заzemляющий трансформатор; *TV 500*, *TV 35* – трансформаторы напряжения; *B 500*, *B 35* – выключатели 500 и 35 кВ

ричной обмотки в цикле паузы ОАПВ. Для линейного УШР при длине ВЛ 500 кВ существенно более 350 км и необходимости компенсации ёмкостного тока дуги при ОАПВ в нейтрали сетевой обмотки УШР устанавливается дополнительный компенсирующий реактор, который шунтируется в нормальном режиме выключателем (известная для ШР схема с "четвёртым лучом").

Таким образом, функции релейной защиты и автоматики (РЗА) линейного УШР обеспечиваются тремя различными средствами: с помо-

щью САУ в части ведения режимов управления и регулирования, комплектами РЗ для защиты составных частей реактора и его присоединения в целом, автоматикой подстанции и энергосистемы при организации циклов ОАПВ, УРОВ, мониторинга, диспетчерского управления и телеметрий. Поскольку алгоритмы САУ управляемых подмагничиванием реакторов в достаточной степени освещены в ряде статей, а исполнение газовой защиты, контроля изоляции маслонаполненных вводов (КИВ), устройств резервирования отказа выключателей (УРОВ), систем мониторинга, пожаротушения и связей с АСУ ТП подстанции не отличается от силовых трансформаторов и не требует комментариев, ниже рассматривается состав и особенности РЗ УШР данного исполнения, а также способы обеспечения им указанных функций неуправляемого линейного УШР при коммутациях ВЛ и в циклах ОАПВ.

Отметим, что значительная часть режимных особенностей и способов построения РЗ, описанных в [3, 4] для трёхфазных трёхобмоточных конструкций УШР с подмагничиванием, в полной мере относится и к рассматриваемому исполнению линейного реактора 500 кВ. Так, совершенно идентичны выполнение и расчёт установок продольной и поперечной дифференциальных защит сетевой обмотки реактора, соединённой в двойную звезду с заземлённой нейтралью.

Аналогично выполняется максимальная токовая защита (МТЗ) на встроенных трансформаторах тока (ТТ) "треугольника" вторичной обмотки. Рекомендации по составу защит других элементов реакторов данного схемотехнического исполнения отражены в отчёте ОАО "Энергосетьпроект" (Москва, 2004 г.) "Общие технические требования к МП устройствам РЗ УШР типа РТУ", однако эти технические требования не публиковались.

Итак, основными схемотехническими отличиями пофазного УШР являются: совмещение

функций двух вторичных обмоток в одной, повышенное до 50% значение напряжения КЗ (u_k), встроенные в каждую фазу электромагнитной части однофазные трансформаторы-преобразователи для подмагничивания, наличие ЗТМ и пофазного выключателя за ошиновкой "треугольника" ОУ. Возможная установка для линий большой протяжённости компенсирующего реактора в нейтрали сетевой обмотки выполняется известными техническими средствами, в том числе РЗА, и здесь подробно не рассматривается, поскольку для существующих в России ВЛ 500 кВ применяется редко.

Как показано в [3, 4], по принципу действия УШР как магнитного усилителя, реактивной мощностью и соответствующим переменным током нагружена только сетевая обмотка реактора, которая наряду с газовой защитой защищена дифференциальными защитами с абсолютной селективностью, в зону действия которых не входит вторичная обмотка, соединённая в "треугольник". Поэтому ОУ следует защищать отдельно, причём её схемное исполнение для совмещения функций, нагрузка выпрямленным током подмагничивания и состав трансформаторов тока практически исключают возможность применения быстродействующих дифференциальных токовых защит.

Для совмещения в ОУ рассматриваемого УШР всех трёх функций (подмагничивания, питания преобразователей и замыкания в ней гармоник, кратных трём) она выполнена на двух полуостережнях каждой фазы магнитопровода из четырёх секций, соединяемых "восьмеркой" для получения равнопотенциальных по переменному напряжению средних точек, куда подключаются выводы выпрямленного напряжения соответствующего тиристорного преобразователя. Изменяющийся в регулировочном диапазоне от минимального до номинального (2 кА) значения пульсирующий ток двухполупериодного выпрямителя замыкается в секциях ОУ своей фазы, не выходя из неё, и создаёт постоянный поток в полуостережнях её магнитопровода. Такое пофазное управление создает дополнительные возможности, например, для симметрирования напряжений сети или работы двумя фазами при отсутствии управления в третьей.

Внешние выводы собранных вторичных обмоток каждой фазы реактора через вводы класса 35 кВ со встроенными ТТ соединяются с

трёхфазной воздушной ошиновкой, собирающей ОУ всех фаз реактора в "треугольник". В нормальных режимах "треугольник" ОУ нагружен, как и КО трёхобмоточных реакторов, только током 3-й гармоники и кратными ей. В режимах внешних однофазных КЗ и циклах ОАПВ в ней появляется ток 1-й гармоники, не превышающий двукратного номинального значения, поскольку для УШР 500 кВ $u_k = 50\%$ и выше. В этих реакторах совмещенная вторичная обмотка выполняется на номинальную мощность и допускает двойную перегрузку по току на время до 3–5 мин. Ток предварительного подмагничивания от собственных нужд (СН) 0,4 кВ и ЗТМ через "треугольник" ОУ на стороне 35 кВ не превышает нескольких ампер и для расчёта защиты электромагнитной части им можно пренебречь.

Питание преобразователя каждой фазы реактора осуществляется от встроенного в бак РОДУ однофазного трансформатора (ОМП) мощностью 2 МВ·А, напряжением 32/0,9 кВ и $u_k = 15\%$. Первичная обмотка каждого ОМП подключается к внутренним отводам (с ТТ) от концов собранных вторичных обмоток реактора, т.е. электрически – к вершинам "треугольника" ОУ. Несмотря на внутреннее расположение ОМП (со своим отдельным магнитопроводом) в общем баке РОДУ, каждый из ОМП является однофазной нагрузкой, включённой на соответствующее линейное напряжение за "треугольником ОУ". При мощности ОМП не более 1% номинальной мощности реактора треугольник ОУ можно считать источником бесконечной мощности. Это упрощает схему замещения при расчёте защит ОМП.

ЗТМ наружного исполнения мощностью 180 кВ·А (0,1% номинальной мощности УШР) со схемой соединений "звезда с нулём – треугольник" подключается с одной стороны напрямую к ошиновке "треугольника" ОУ реактора, а с другой через автоматический выключатель – к напряжению 0,4 кВ СН подстанции. Его основное назначение – обеспечить предварительное подмагничивание магнитной системы реактора током порядка 200 А со стороны 0,4 кВ перед включением линейного выключателя 500 кВ. Кроме того, при заземлённой нейтрали "звезды" обмотки ВН он обеспечивает высокомоменную связь ОУ с землей, а также выявление по току однофазных КЗ на внешней ошиновке

"треугольника". Для развязки сетей 0,4 кВ СН и 35 кВ ОУ в ЗТМ со стороны НН встроены токоограничивающие реакторы, за счёт которых его суммарное эквивалентное $u_k \geq 100\%$, а аварийный ток при внешнем КЗ с любой стороны не превышает номинального.

Каждый из указанных элементов схемы реактора (ОУ, ОМП, ЗТМ) в силу различий схемы, расположения, назначения, мощности и других параметров должен иметь отдельные защиты, обеспечивающие условия селективности, чувствительности и резервирования. Для ОУ в таком исполнении, как указано выше, дифференциальная защита не применима, но можно использовать простую и эффективную двухступенчатую токовую защиту на ТТ "треугольника". При этом резервной будет более чувствительная вторая ступень МТЗ, а также газовая защита и, в отдельных случаях, резервная максимальная токовая защита СО при её наличии. Поскольку МТЗ ОУ необходимо отстраивать по току лишь от тока 3-й гармоники (максимальное значение в промежуточных режимах нагрузки реактора около 20% приведённого номинального тока), её чувствительность при внутренних повреждениях ОУ и СО оказывается весьма высокой.

Применение таких защит в качестве основных для ОМП и ЗТМ оказывается невозможным как раз по условию необходимой чувствительности из-за их параметров u_k (15 и 100% соответственно), а также расчётного режима по минимальному напряжению – при номинальной нагрузке реактора напряжение на выводах ОУ в соответствии с $u_k = 50\%$ снижается вдвое и оно же является расчётным при проверке чувствительности токовых защит пофазных ОМП и трёхфазного ЗТМ. Поэтому, несмотря на незначительную относительную мощность этих устройств, в качестве их основных защит от внутренних повреждений необходимо применять продольные дифференциальные защиты, а МТЗ сохранить в качестве резервных. Причём для ЗТМ при u_k самого трансформатора (без токоограничивающих реакторов) порядка 5% МТЗ на ТТ "треугольника" НН обладает высокой чувствительностью в зоне от встроенных реакторов до обмотки ВН.

Исполнение защиты или сигнализации от замыканий на землю ошиновки 35 кВ ОУ зависит от схемы подключения ЗТМ. При приме-

нении рекомендованной разработчиками УШР схемы с глухозаземлённой нейтралью обмотки ВН ЗТМ его МТЗ способна выявлять однофазные замыкания на землю. При разземлённой или заземлённой нейтрали может использоваться сигнализация от замыканий на землю по напряжению обмотки ТН-35 кВ, соединённой в "разомкнутый треугольник".

Таким образом для линейного УШР 500 кВ необходим следующий минимальный объём РЗА:

- газовая защита;
- продольная дифференциальная токовая защита СО;
- поперечная дифференциальная токовая защита СО;
- максимальная токовая защита ОУ;
- продольная дифференциальная защита каждого ОМП;
- максимальные токовые защиты ЗТМ;
- сигнализация от замыканий на землю ошиновки 35 кВ ОУ;
- КИВ вводов 500 кВ (если вводы маслонаполненные);
- УРОВ 500 кВ.

Кроме перечисленных защит, действующих на отключение выключателя 500 кВ реактора, САУ обеспечивает ограничения по максимальному току СО и ОМП, а также защиту от перегрузки СО реактора с действием на сигнал.

Наряду с этим необходимо обеспечить контроль температуры и уровней масла в РОДУ, контроль исправности цепей трансформаторов напряжения, контроль отсутствия напряжения 35 кВ и контроль отсутствия тока СО для запуска пожаротушения.

Основные защиты реактора должны резервироваться аппаратно терминалами, расположенными в разных шкафах или их половинах. Для шинного реактора 500 кВ на ПС "Таврическая" комплекс РЗ реализован на микропроцессорных терминалах MICOM фирмы "AREVA" в двух шкафах с резервированием токовых цепей, цепей питания и основных защит.

Исполнение газовой защиты, сигнализации от замыканий на землю стороны 35 кВ, КИВ-500, УРОВ, контроля температуры, автоматики обдува, запуска системы пожаротушения не

отличаются от таковых для силовых трансформаторов и неуправляемых реакторов. Минимальные уставки (до начала торможения) дифференциальных защит СО при одинаковых токах в плечах защит и выравнивании коэффициентов трансформации ТТ микропроцессорными терминалами могут быть приняты в диапазоне 0,1–0,2 номинального тока в соответствии с выбранной элементной базой и результатами расчётов.

МТЗ ОУ отстраивается по току от максимального значения тока 3-й гармоники (400 А действ.знач.) и по времени – от токов включения и внешних КЗ. При однофазном КЗ в сети 500 кВ действующее значение тока 1-й гармоники в "треугольнике" ОУ порядка 1,3 кА или втрое выше максимального значения тока 3-й гармоники в нормальных режимах. При внешнем трёхфазном КЗ на выводах ОУ при $u_k = 50\%$ ток будет равен двум номинальным значениям, что соответствует 4 кА в треугольнике ОУ. Броски токов включения при коммутациях реактора теоретически не превышают двух номинальных значений, практически – существенно ниже и зависят от фазы включения сетевого выключателя.

Для линейного УШР необходима также отстройка по времени от тока, возникающего на время шунтирования фазы ОУ выключателем 35 кВ в цикле ОАПВ. При этом в шунтированной фазе "треугольника" ток так же достигает 4 кА, а в двух других фазах без учёта нагрузки вдвое ниже. Следует учитывать, что в шунтирующей фазе выключателя эти токи суммируются и достигают 6 кА действующего значения первой гармоники.

Рассмотрим особенности дифференциальных и максимальных защит ОМП и ЗТМ. Продольные дифференциальные защиты ОМП и ЗТМ охватывают обмотки ВН и НН. Броски токов намагничивания при включении и большие коэффициенты трансформации (32/0,9 и 32/0,4 соответственно), а также кратности токов внешних КЗ (до семикратного номинального для ОМП) приводят к тому, что минимальная уставка этих защит (до начала торможения) относительно велика и может приближаться к номинальному току этих элементов. Однако выравнивание коэффициентов трансформации промежуточными ТТ и применение современных микропроцессорных терминалов РЗ с ал-

горитмами торможения и блокировки высшими гармониками позволяет получать уставки дифференциальных защит этих элементов в диапазоне 0,2–0,5 номинального тока.

При максимальной длительно допустимой мощности реактора ток во вторичной обмотке ОМП достигает 2 кА, при кратковременной перегрузке – 3 кА. Соответственно от этого тока при установке МТЗ со стороны НН ОМП (или с коэффициентом трансформации 36 на стороне ВН ОМП) следует отстраивать защиту. Следует отметить, что в режимах максимальных нагрузок реактора при снижении напряжения на ВН ОМП в 2–2,5 раза МТЗ нечувствительна к пробою одного из вентилей преобразователя. При этом с ненулевыми углами управления тиристорами (60–90°) ток является пульсирующим и без разгрузки реактора его первая гармоника не превышает 3–4 кА (рис.2). В связи с отсутствием полноценной защиты вентиляй преобразователей для надёжного выявления подобных аварийных режимов следует вводить непрерывный текущий контроль исправности тиристорных ячеек либо применять соответствующие режимы алгоритмы защиты ОМП по току. В после-

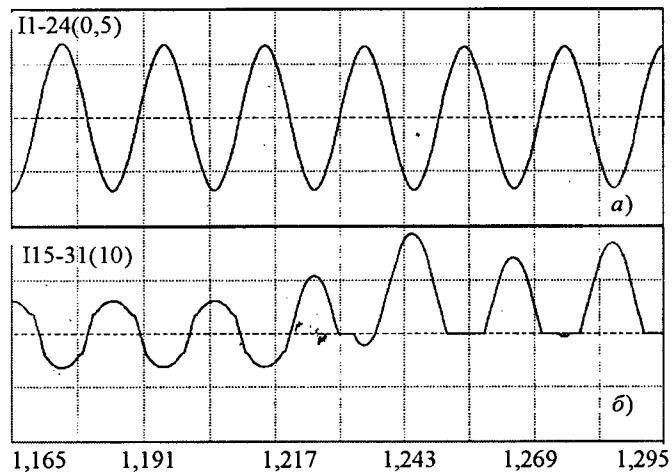


Рис.2. Пробой одного вентиля тиристорного преобразователя фазы А из предшествующего режима допустимой перегрузки реактора:

a – ток фазы А сетевой обмотки реактора, масштаб 500 А, действующее значение 230 А; *б* – ток вторичной обмотки ОМП фазы А, масштаб 10 кА, предшествующее действующее значение тока 1-й гармоники 2,35 кА, после пробоя в токе ОМП 3,5 кА 1-й гармоники, 624 А 2-й гармоники и 3,7 кА – постоянная составляющая

днем случае параметром срабатывания токовой защиты может быть чётная гармоника или постоянная составляющая, как наиболее характерные величины для случаев пробоя одного из вентилей преобразователя.

МТЗ заземляющего трансформатора из-за наличия токоограничивающих дросселей нечувствительна к внешним КЗ при питании ЗТМ как от ОУ, так и со стороны 0,4 кВ. Однако при внутренних повреждениях самого трансформатора или части витков токоограничивающих реакторов она будет работоспособна и может применяться как резервная. Испытания на ПС "Таврическая" показали, что в силу конструктивного исполнения встроенных реакторов ЗТМ фазные токи обмоток НН и ВН существенно несимметричны, что требует увеличения коэффициента отстройки от номинального расчётного тока до 1,5.

Защита кабеля от вводов НН ЗТМ до автомата 0,4 кВ СН может выполняться с помощью реле косвенного или прямого действия (расцепителей) в зависимости от выбранного автоматического выключателя. Действие защиты должно быть направлено на отключение кабеля с двух сторон, иначе место повреждения сохранит подпитку через работающий реактор и ЗТМ. Следует также иметь в виду, что при оперативном отключении автомата СН 0,4 кВ и работающем реакторе кабель остается под напряжением от ЗТМ и без защит, поэтому при использовании режима работы с отключением питания от 0,4 кВ СН кабель должен и в этом случае отключаться с двух сторон.

Автоматика предварительного подмагничивания реактора при оперативном включении реактора с линией обеспечивается в САУ контролем наличия достаточного тока от СН через ЗТМ и открытые вентили преобразователей в ОУ. При достижении заданного тока предварительного подмагничивания и по истечении заданного для подмагничивания времени САУ дает команду разрешения на включение линейного выключателя. В этом случае за счёт предварительного насыщения магнитной системы при появлении напряжения 500 кВ реактор близнецово начинает потреблять номинальную мощность, тем самым полностью компенсируя зарядную мощность холостой линии. Соответствующие осциллограммы включения реактора приведены на рис.3.

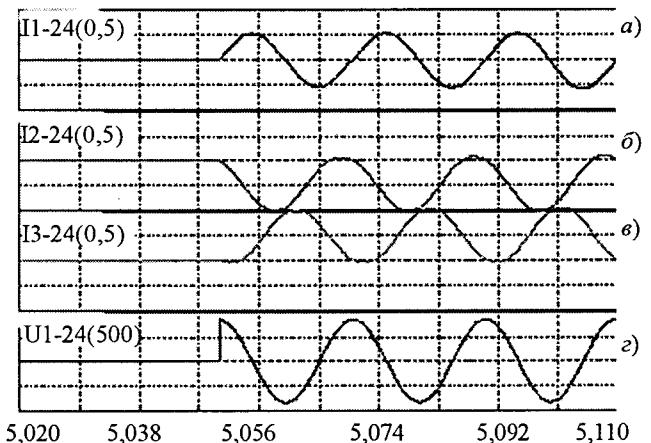


Рис.3. Включение УШР с предварительным подмагничиванием (при включении выключателя 500 кВ во всех фазах СО действующие значения токов соответствуют номинальному (200 А)):

а-в – токи фаз А, В и С сетевой обмотки (масштаб 500 А); г – напряжение фазы А сетевой обмотки (масштаб 500 кВ)

В цикле ОАПВ управляемый реактор без принятия специальных мер через "треугольник" обмотки управления своим током нулевой последовательности подпитывает место повреждения и препятствует гашению дуги. Принципиально существует ряд способов исключить негативное влияние УШР и сделать его на время гашения дуги аналогом неуправляемого ШР: быстрое насыщение УШР током подмагничивания, разрыв "треугольника" ОУ, шунтирование всех фаз "треугольника" или той его фазы, которая соответствует повреждённой на линии. Поскольку подмагничивание требует определённого времени, а разрыв обмотки с большой индуктивностью сопровождается перенапряжениями, наиболее простым и эффективным является шунтирование вторичной обмотки реактора выключателем на время гашения дуги.

ОУ выполнена с запасом по термической и динамической стойкости, что допускает работу реактора с двойной мощностью в течение нескольких минут при закорачивании вторичной обмотки. Это свойство и следует использовать в цикле ОАПВ, шунтируя выключателем ОУ на время порядка 1 с, соответствующее времени отключения повреждённой фазы, гашения дуги и деионизации воздушного промежутка. Причём чтобы не нагружать двойной реактивной мощностью оставшиеся в работе фазы линии

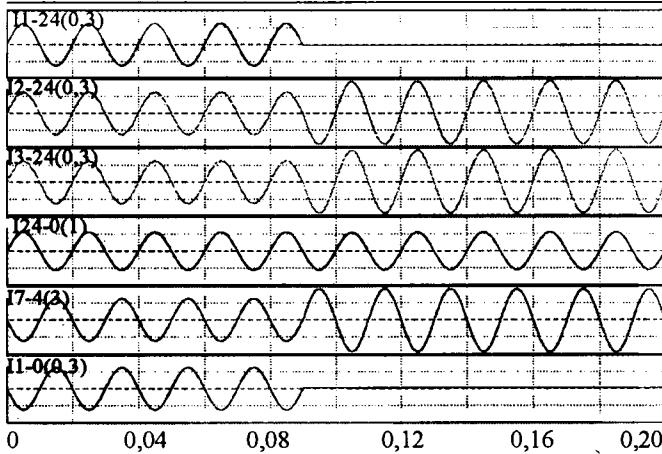


Рис.4. Осциллограммы токов реактора в цикле ОАПВ с шунтированием фазы А ОУ (после шунтирования фазы А ОУ реактора выключателем ток фазы А и соответствующий ток подпитки дуги (действ.знач. 130 А) исчезают):

а–в – токи фаз *A*, *B*, *C* сетевой обмотки, масштаб 300 А; *г* – ток нейтрали сетевой обмотки, масштаб 1 кА; *δ* – ток в треугольнике ОУ, масштаб 3 кА; *ε* – ток подпитки дуги от УШР, масштаб 300 А

ния, по которым продолжает передаваться активная мощность, шунтировать необходимо только ту фазу вторичной обмотки, которая соответствует отключаемой фазе ВЛ.

Команду на шунтирование соответствующей фазы выключателя подает линейная автоматика, обеспечивающая цикл ОАПВ. Расчетные осциллографы токов в обмотках реактора и нейтрали СО в цикле ОАПВ приведены на

рис.4. Точно такой алгоритм используется и в случае гашения дуги в цикле ОАПВ с нейтральным компенсирующим реактором ("четвёртым лучом"). В этом случае команды на шунтирование и последующее расшунтирование фазы ОУ реактора могут подаваться практически одновременно с соответствующим расшунтированием и последующим шунтированием нейтрального реактора.

Список литературы

1. Брянцев А.М., Долгополов А.Г., Евдокуин Г.А. и др. Управляемые подмагничиванием шунтирующие реакторы для сети 35–500 кВ // Электротехника. 2003. №1.
2. Брянцев А.М., Долгополов А.Г., Лурье А.И. и др. Управляемый подмагничиванием шунтирующий реактор мощностью 180 МВ·А 330 кВ // Электротехника. 2004. №1.
3. Долгополов А.Г. Релейная защита управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов // Электрические станции. 2006. № 12.
4. Долгополов А.Г. Особенности релейной защиты управляемых подмагничиванием шунтирующих реакторов напряжением 110–500 кВ // Электротехника. 2007. № 1.
5. Брянцев А.М., Долгополов А.Г., Лурье А.И. и др. Вод в эксплуатацию управляемого подмагничиванием шунтирующего реактора мощностью 180 МВ·А, 500 кВ // Электротехника. 2006. № 5.

Долгополов Андрей Геннадьевич – технический директор Открытого акционерного общества "Электрические управляемые реакторы" (ОАО "ЭЛУР"), доктор техн. наук, доктор электротехники АЭН РФ. Окончил Новосибирский электротехнический институт в 1973 г. Защитил докторскую диссертацию по теме "Управляемые дугогасящие и шунтирующие реакторы с предельным насыщением магнитной цепи для электрических сетей высокого напряжения" в 2000 г.

К разработке магнитопровода для трансформатора малой мощности на основе безотходной технологии

ТИМОФЕЕВ И.А., КУСТОВ Е.Ф.

Приведена инновационная критическая технология для производства магнитомягких материалов. На основе этой технологии предложена новая конструкция трансформатора малой мощности. Исследованы рабочие характеристики трансформаторов опытной и аналоговой конструкции.

Известно, что трансформаторы малой мощности (10–350 В·А) используют в разных отраслях производства: в реактивной техни-

Here is an innovative critical technology for the production of magnetic materials. On the base of this the new construction of the transformer of the little power is proposed. The working characteristic of transformers of experimental and analogous construction are investigated.

ке и автоматике, радиоэлектронике и телемеханике, в вычислительной технике и устройствах релейной защиты [1].

В качестве материала для магнитопровода обычно применяют нормативную листовую электротехническую сталь толщиной 0,35 и $0,5 \cdot 10^{-3}$ м (ГОСТ 21427.0-75), покрытую изоляцией из жаростойкого лака. Магнитопровод трансформатора набирают из штампованных пластин внахлест. При такой сборке стальные пластины укладываются так, чтобы у лежащих рядом полос разрезы находились в различных местах. Магнитное сопротивление таких пластин значительно меньше, так как они плотно прилегают друг к другу. Однако метод штамповки – недешёвый технологический способ, он ведёт к неоправданным затратам дорогой и дефицитной электротехнической стали, а образующиеся отходы, до 21,8%, идут в металломолом.

Замена электротехнической стали на магнитный материал из специального сплава является назревшей проблемой современного трансформаторостроения.

Освоение методов порошковой металлургии – перспективное направление, позволяющее изготавливать магнитные системы по безотходной технологии, синтезировать материалы с набором химических элементов в широком диапазоне, выпускать кондиционные изделия сложной формы, прессовать и спекать изделия до 8 класса точности [2,3]. Разработка новой технологии открывает широкие возможности по созданию изделий с высокими физико-механическими свойствами, недостижимыми обычными литейными металлургическими процессами [4].

Конструкция магнитопровода трансформатора, изготовленного по методу порошковой металлургии, является наиболее технологичной, так как изделие производится более качественно и с применением оптимальных расходов – малые энерго- и материальные затраты и низкая стоимость. Количественная оценка технологичности конструкции трансформатора также высока, так как имеет малую трудоёмкость и высокую производительность.

Свойства магнитных материалов и их инновационные технологии в значительной мере определяют такие технические характеристики, как мощность, падение напряжения, КПД, созф, а также внешние характеристики: габариты, масса, стоимость. Поэтому улучшению магнитных свойств спеченных сплавов, освоению новой технологии изго-

тования и повышению характеристик трансформатора уделяется большое внимание.

На практике спечённые магнитные системы переменного тока получают способом порошковой металлургии цельнопрессованными. Технология их изготовления при этом не учитывает дислокационной и доменной структур [4]. В этом случае мы пренебрегаем вихревыми токами, явлением гистерезиса и действием магнитных потоков рассеяния. В реальном трансформаторе все эти явления влияют на происходящие в нём процессы.

Целью настоящей работы является разработка магнитопровода для трансформатора малой мощности с повышенными техническими характеристиками.

Магнитные характеристики образцов на постоянном токе (кривая намагничивания) измеряли на установке типа У-541 баллистическим методом по ГОСТ 12119-98. Исследование было подвергнуто спеченные Fe-Si кольцевые образцы и образцы из электротехнической стали марки 1511 (Э-41).

Определение удельных потерь проводилось на малом аппарате Эпштейна (образцы массой 1 кг) на промышленной частоте 50 Гц. Аппарат применялся в комплекте со следующими измерительными приборами: электронный ваттметр Ф-585, звуковой генератор ГЗ-34, электронный милливольтметр Ф-564 и ламповый вольтметр ВЗ-38.

Объектами для изучения удельных потерь являлись образцы длиной 0,28 м, шириной 0,03 м, толщиной $0,5 \cdot 10^{-3}$ м. Характеристики снимали при заданной амплитуде индукции 1,5 Тл. Погрешность измерений составляла 3%.

Инновационная особенность критической технологии [5] состоит в том, что сначала получают сплав ферросилиция Fe-20%Si, затем способом распыления расплава получают порошок, после чего для получения необходимого состава сплава Fe-6,5%Si смешивают его с железным порошком той же марки и производят прессование при высоком давлении $(1,0-1,8)P$ вместо достигнутого ранее давления прессования $P = 1500$ МПа [6]. Жидкофазное спекание проводят при высокой температуре $(1,0-1,11)T_{пл}$, вместо достигнутой ранее температуры спекания $(0,67-1,0) T_{пл}$, где $T_{пл}$ – температуры плавления легкоплавкой лигатуры ($T_{пл} = 1523$ К) [6].

Поставка распылённого железного порошка марки PASC-20 (базовый железный порошок марки ASC 100.29) была осуществлена фирмой «ХЭГАНЕС» (Швеция). Лигатуру порошка ферросилиция Fe-20%Si получали смешиванием поликристаллического порошка кремния КПС-1 (ТУ 48-4-319-84) в необходимых пропорциях с железным порошком марки PASC-20. Затем производили прессование смеси порошка при давлении 1100 МПа и спекание при температуре 1473 К в течение 1 ч в вакууме.

После чего порошки ферросилиция Fe-20%Si получали методом распыления расплава. Далее для получения жидкой фазы в количестве 32,5 % (вес.) производили дозирование смешиванием в необходимых пропорциях порошка Fe-20%Si с железным порошком той же марки PASC-20.

Для эксплуатации были изготовлены трансформаторы следующих конструктивных исполнений: стержневые, броневые, кольцевые. Исследование магнитных свойств производилось на стержневых магнитопроводах следующих размеров: общая ширина составляла $80 \cdot 10^{-3}$ м, высота $120 \cdot 10^{-3}$ м; ширина каждого керна $25 \cdot 10^{-3}$ м. Все магнитопроводы были выполнены одинаковой толщины $40 \cdot 10^{-3}$ м, имели 80 слоёв толщиной $0,5 \cdot 10^{-3}$ м каждый. При изготовлении магнитопроводов была применена следующая технология обработки. Порошок с фракциями $(-6 \div +40) \cdot 10^{-6}$ м перед прессованием подвергался гомогенизирующему отжигу при температуре 1320–1370 К в течение 5400 с в вакууме $0,065 \cdot 10^{-2}$ Па. Прессование магнитопроводов осуществлялось на гидравлическом прессе 2ПГ-500 при давлении 1200–1250 МПа. Схема прессования моделировалась в матричной форме. Компоненты матрицы образуют слои пакета. Общее число строк в матрице равно числу пакетов магнитопровода, а число столбцов матрицы – числу слоёв в пакете сердечника. Простое прессование магнитопровода осуществлялось при равенстве элементов строк и столбцов [7]. Спекание, ТМО и отжиг прессовок производили в вакуумной электропечи типа СНВЛ-1.3.1/1-М2. Синтез железокремнистого сплава осуществляли в вакууме $0,065 \cdot 10^{-2}$ Па ($5 \cdot 10^{-5}$ мм рт. ст.) при температуре 1608 К. После того как в процессе отжига свойства магнитопроводов были доведены до определённой кондиции, изготавливали две обмотки. Обе обмотки были выполнены из провода ПЭВ-2. Первичную обмотку трансформатора навивали с числом витков, 440 и диаметром $1 \cdot 10^{-3}$ м, а вторичную обмотку — с числом витков 44 и диаметром $1,5 \cdot 10^{-3}$ м.

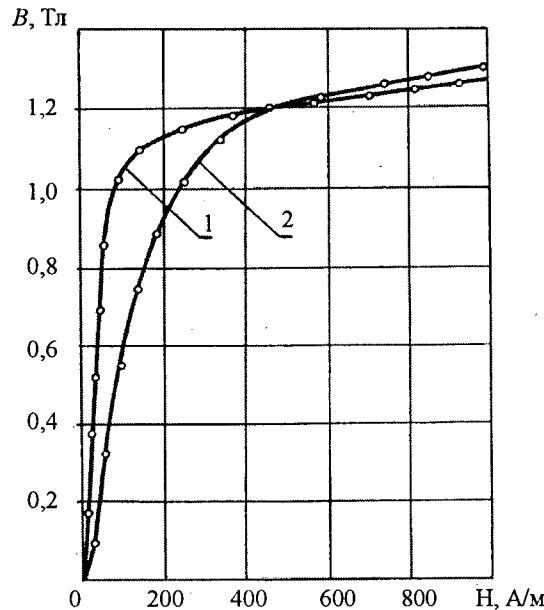


Рис.1. Сравнительные кривые намагничивания кольцевых магнитопроводов на постоянном токе:

1 – спечённый магнитопровод с 6,5% Si и 93,5% Fe;
2 – магнитопровод из электротехнической стали 1511

лённой кондиции, изготавливали две обмотки. Обе обмотки были выполнены из провода ПЭВ-2. Первичную обмотку трансформатора навивали с числом витков, 440 и диаметром $1 \cdot 10^{-3}$ м, а вторичную обмотку — с числом витков 44 и диаметром $1,5 \cdot 10^{-3}$ м.

Рабочие характеристики трансформатора определяют магнитные свойства материала. На рис.1 приведены сравнительные кривые намагничивания стали с толщиной листа (слоя) $0,5 \cdot 10^{-3}$ м в постоянном поле. Кривая намагничивания спечённой стали с Si = 6,5% примерно до магнитной напряжённости 200 А/м проходит круче кривой намагничивания электротехнической стали 1511. Такой характер кривой позволяет для намагничивания спечённой стали затрачивать меньшую магнитодвижущую силу, чем для намагничивания электротехнической стали 1511. Для создания в магнитопроводе индукции 1,0 Тл для электротехнической стали 1511 требуется напряжённость магнитного поля 220 А/м, а для спечённой стали – около 100 А/м. Такое соотношение напряжённостей магнитного поля позволило при выполнении обмотки трансформатора практически уменьшить расход обмоточной меди на 24%.

Трансформатор	Удельные потери магнитопроводов ¹ , Вт/кг								
	Толщина пластин (слоёв) · 10 ⁻³ м								
	0,05	0,08	0,1	0,15	0,2	0,35	0,5	0,8	1,0
Опытный образец	0,7	0,73	0,75	0,8	0,9	1,25	1,8	3,4	5,1
Аналоговый образец ТБС-2	1,5	1,64	1,67	1,75	1,99	3,1	3,6	7,1	11,5

¹ Удельные потери определялись при магнитной индукции 1,5 Тл на частоте перемагничивания 50 Гц.

При расположении рабочей точки магнитной индукции на кривой намагничивания $B = f(H)$ в верхних крайних пределах прямолинейного участка габариты магнитопровода получают оптимального размера. Из кривых на рис. 1 видно, что прямолинейный участок кривой намагничивания для электротехнической стали 1511 заканчивается на индукции около 0,6 Тл, а для спечённой стали – около 0,9 Тл.

В области магнитных полей выше зоны колена намагничивания (магнитная напряжённость более 400 А/м) кривая намагничивания электротехнической стали 1511 проходит выше кривой намагничивания спечённой стали вследствие повышенного значения магнитной индукции насыщения. Проектирование трансформатора для функционирования в этой зоне нецелесообразно, исходя из расчёта нерационального расхода магнитного материала и обмоточной меди.

В таблице показано влияние толщины пластин (слоёв) магнитопровода на удельные потери. Из таблицы следует, что удельные потери магнитопроводов, изготовленных из спечённого материала, в два раза ниже, чем магнитопроводов, изготовленных из пластин электротехнической стали марки 1511.

Известно, что в отличие от электрических машин, трансформатор не имеет движущихся частей, поэтому нет и механических потерь при функционировании. К потерям при функционировании трансформатора относятся потери на гистерезис, вихревые токи и нагревание обмоток. Других потерь в статическом аппарате трансформатора практически нет.

Для трансформатора малой мощности характерны определённые особенности, относящиеся к потребляемой мощности, к внешней характеристике КПД, коэффициенту мощности и к режиму ХХ. На рис. 2 приведены рабочие характеристики трансформатор-

ра малой мощности в зависимости от коэффициента нагрузки $\beta = I_2/I_{2H}$. Здесь же приведены рабочие характеристики для аналогового образца трансформатора ТБС-2.

Зависимость мощности $P_1 = f(\beta)$, поступающей от сети в обмотку трансформатора, начинается с мощности ХХ как для аналогового образца, так и для опытного образца, и в дальнейшем с увеличением коэффициента нагрузки зависимость имеет возрастающий характер. Мощность суммарных потерь в стали магнитопровода (на гистерезис и вихревые токи) пропорциональна квадрату магнитной индукции и, следовательно, квадра-

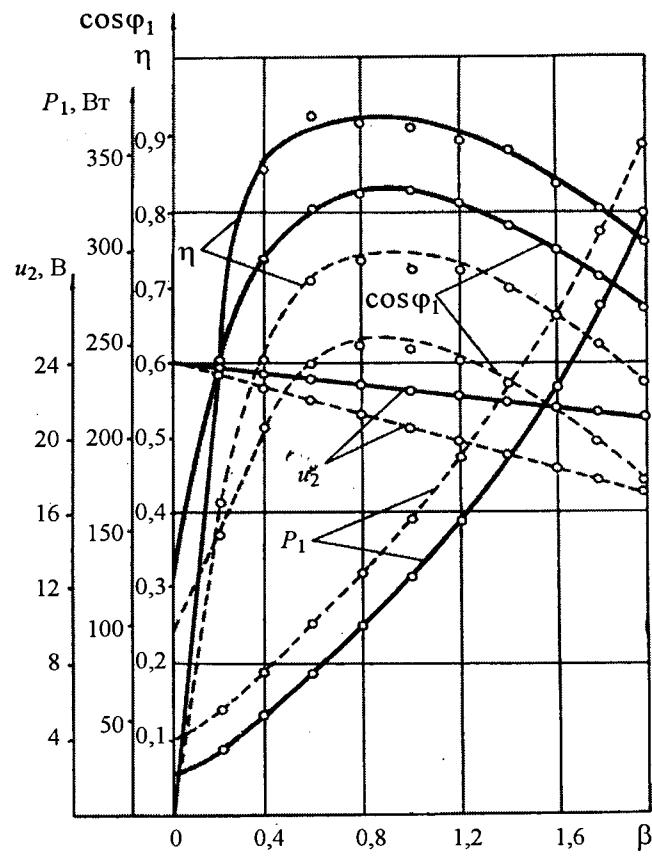


Рис.2. Сравнительные рабочие характеристики трансформатора малой мощности в зависимости от коэффициента нагрузки

ту магнитного потока. Электрические потери в обмотках трансформатора, а также добавочные потери изменяются пропорционально квадрату коэффициента нагрузки. Мощность потерь в стали магнитопровода для аналогового образца трансформатора больше мощности потерь в стали магнитопровода опытного образца трансформатора. Потребляемая мощность при номинальной нагрузке для аналогового образца ТБС-2 составляет 157 Вт, а опытного образца – 120 Вт. При дальнейшем росте коэффициента нагрузки до $\beta = 2$ потребляемая мощность повышается у аналогового образца ТБС-2 до 350 Вт, а у опытного образца до 320 Вт. Таким образом, при эксплуатации опытного образца трансформатора из сети расходуется меньшая мощность, чем при функционировании аналогового образца трансформатора.

Характеристика падения напряжения $\Delta U = f(\beta)$ для вторичной обмотки связана прямой зависимостью с коэффициентом нагрузки и коэффициентом мощности нагрузки. Последний из них практически равен единице. Вторичный ток создаёт магнитный поток рассеяния. Этот поток, в свою очередь, индуцирует ЭДС рассеяния, которая создает падение напряжения на индуктивном сопротивлении вторичной обмотки. Магнитный поток рассеяния для аналогового образца трансформатора больше, чем магнитный поток рассеяния опытного образца трансформатора. Это приводит к тому, что падение напряжения на вторичной обмотке аналогового образца трансформатора больше, чем падение напряжения на вторичной обмотке опытного образца трансформатора. Испытания показали, что падение напряжения на вторичной обмотке в номинальном режиме аналогового образца трансформатора ТБС-2 равно 14,6%, а опытного образца – 6,25%. При дальнейшем росте коэффициента нагрузки до $\beta = 2$ падение напряжения снижается у аналогового образца до 29,2%, а у опытного образца – до 12,5%.

Коэффициент мощности $\cos\phi = f(\beta)$ с увеличением коэффициента нагрузки у сравниваемых трансформаторов увеличивается. Коэффициент мощности при XX аналогового образца трансформатора ТБС-2, выполненного из электротехнической стали марки 1511, составляет 0,25, а опытного образца, выполненного

из спечённого магнитопровода, – 0,32. Для повышения $\cos\phi$ следует полнее загружать трансформатор активной нагрузкой. При увеличении коэффициента нагрузки $\cos\phi$ возрастает у обоих трансформаторов и достигает максимального значения у аналогового образца трансформатора ТБС-2 – 0,64, а у опытного образца трансформатора – 0,83.

При дальнейшем росте коэффициента нагрузки до $\beta = 2 \cos\phi$ обоих трансформаторов уменьшается: у аналогового образца до 0,43, а у опытного образца до 0,67. Таким образом, при функционировании аналогового образца трансформатора в обмотке больше доминирует реактивная мощность, а в обмотке опытного образца трансформатора – активная мощность.

Зависимости кривых КПД $\eta = f(\beta)$ опытного и аналогового образцов трансформаторов идентичны. В начальный момент $\eta = 0$, так как полезная мощность отсутствует. С увеличением коэффициента нагрузки до $\beta = 0,4$ по мере роста коэффициента мощности КПД трансформатора повышается, в дальнейшем с увеличением коэффициента нагрузки до $\beta = 2$ изменение КПД происходит адекватно изменению коэффициента мощности.

С другой стороны, по мере увеличения коэффициента нагрузки примерно до $\beta = 0,6 \div 0,8$ КПД обоих трансформаторов растёт. Причина этого состоит в том, что определённая составляющая потерь в стали магнитопровода в энергетическом балансе имеет меньшее значение, чем потери в обмотке трансформатора. Затем по мере роста коэффициента нагрузки происходит увеличение электрических потерь в обмотке трансформатора пропорционально квадрату тока, в результате чего КПД достигнет наибольшего значения при равенстве переменных потерь в обмотке трансформатора с постоянными потерями в стали магнитопровода.

У опытного образца трансформатора наибольшее значение КПД достигается раньше и оно равно 92%, а у аналогового образца трансформатора наибольшее значение КПД достигается позже и равно 73%. При дальнейшем росте коэффициента нагрузки до $\beta = 2$ КПД снижается у опытного образца до 75%, а у аналогового образца – до 58%. Таким образом, при функционировании трансформатора опытного образца имеет меньшие элек-

трические потери, чем трансформатор аналогового образца.

Сравнительные испытания показали, что у опытного образца трансформатора ток XX в первичной обмотке 0,09 А, а у аналогового образца 0,165 А, так как коэрцитивная сила у опытного образца равна 13 А/м, у аналогового образца – 24 А/м.

В опыте XX определяли потери в стали трансформатора, т.е. потери на гистерезис и вихревые токи. У опытного образца трансформатора они составляют 6,05 Вт, а у аналогового образца – 15,85 Вт.

В опыте КЗ определяли в основном тепловые потери в проводах обмоток трансформатора. У опытного образца они составляют 15,63 Вт, а у аналогового образца – 23,85 Вт.

Исследования показали, что трансформаторы, изготовленные по методу порошковой металлургии, являются конкурентоспособными и обладают рядом преимуществ по сравнению с трансформаторами, изготовленными по базовой технологии: уменьшены расход стали на 21,8%, расход меди на 24%, снижены удельные потери в два раза, рабочая точка магнитной индукции увеличена примерно на 0,3 Тл.

Выводы

1. Разработанная инновационная критическая технология для производства магнитных материалов позволила получить магнитопроводы с высокими магнитными свойствами.

2. Сравнительное исследование показало, что применение предлагаемой конструкции трансформатора малой мощности по сравне-

нию с аналоговым трансформатором позволит “повысить эффективность рабочих характеристик: снизить расход потребляемой мощности, повысить КПД, уменьшить падение напряжения и поднять соф.

Список литературы

1. Никитинский В.З. Трансформаторы малой мощности. М.: Энергия, 1976.
2. Андриевский Р.А. Порошковое материаловедение. М.: Металлургия, 1991.
3. Мишин Д.Д. Магнитные материалы. М.: Высшая школа, 1991 .
4. Мишин Д.Д., Тимофеев И.А. Изготовление металлокерамических магнитопроводов для систем переменного тока // Технология электротехнического производства. 1978. Вып. 1(104).
5. Тимофеев И.А., Кустов Е.Ф., Петров М.В. Разработка критической технологии для производства магнитных систем // Технология металлов. 2007. № 2.
6. Аксенов Г.И., Орехов Ю.П. Методы улучшения магнитных свойств металлокерамического железо-кремнистого сплава // Электротехнические металлокерамические изделия. М.: ВНИИЭМ, 1965. С. 32–41.
7. А.с. 624721 (СССР). Способ изготовления магнитопроводов / И.А. Тимофеев, Д.Д. Мишин // Открытия. Изобретения. 1978. № 35.

Тимофеев Игорь Александрович – доцент кафедры машиноведения ЧГУ. В 1968 г. окончил электротехнический факультет Кировского политехнического университета. В 1981 г. в Ленинградском политехническом институте защитил кандидатскую диссертацию по теме “Исследование режимов прессования и спекания материалов для магнитопроводов с целью повышения эксплуатационных свойств”.

Кустов Евгений Федорович – профессор кафедры “Физика и технология электротехнических материалов, компонентов и автоматических комплексов” МЭИ (МТУ). В 1962 г. окончил электромеханический факультет МЭИ. В 1990 г. в Институте кристаллографии защитил докторскую диссертацию по теме “Редукционная симметрия кристаллов”.

Нестационарные температурные режимы обмоток трансформаторов-бетатронов с ограниченным числом повторений нагрева-охлаждения

ЛОГИНОВ В.С., ЮХНОВ В.Е.

Получено точное аналитическое решение нестационарной задачи теплопроводности для стержневого тепловыделяющего элемента.

Одним из путей снижения массы и габаритных размеров электромагнитов является применение прерывистых или повторно-крат-

The precise analytical solution for the nonstationary problem of thermal conductivity for the pivotal heat-generating element is obtained.

ковременных температурных режимов с ограниченным числом повторений нагрева-охлаждения. Применительно к малогабаритным

индукционным ускорителям в [1, 2] подробно рассмотрены и проанализированы квазистационарные прерывистые температурные режимы, устанавливаемые через большое число циклов ($N \rightarrow \infty$).

Целью настоящей работы является исследование нестационарных температурных режимов наиболее нагруженного в тепловом отношении элемента малогабаритного бетатрона с ограниченным числом повторений нагрева и охлаждения.

Для решения этого вопроса предполагаем, что обмотка находится в окружающей среде, температура которой известна и является постоянной. Теплофизические характеристики проводников с диэлектрической изоляцией не зависят от температуры и могут быть оценены по методике [3]. Теплообмен между поверхностью обмотки и окружающей средой происходит по закону Ньютона. Взаимный теплообмен между другими элементами пренебрегаем. Их учёт возможен введением эффективных коэффициентов теплообмена. Интенсивность внутренних источников теплоты в обмотке линейно зависит от температуры в течение заданного постоянного периода электрической нагрузки и равны нулю после снятия тока нагрузки. Для каждого периода нагрузки с чередованием пауз тока начальный момент времени примем равным нулю. Геометрические размеры обмотки заданы. При этом считаем, что высота значительно превосходит толщину ряда шинок.

Таким образом, задача сводится к отысканию распределения температуры в охлаждаемом стержне конечной длины, внутри которого действует переменный во времени источник теплоты.

Система уравнений, описывающая процесс теплопроводности, имеет вид:

$$\frac{\partial \theta_{\text{h.o}}}{\partial F_0} = \frac{\partial^2 \theta_{\text{h.o}}}{\partial X^2} \pm \beta_{\text{h.o}}^2 \theta_{\text{h.o}} + P_{\text{o}}(F_0); \quad (1)$$

$$0 < X < 1, \quad F_0 > 0;$$

$$\frac{\partial \theta_{\text{h.o}}(0, F_0)}{\partial X} - Bi \theta_{\text{h.o}}(0, F_0) = 0; \quad (2)$$

$$\frac{\partial \theta_{\text{h.o}}(1, F_0)}{\partial X} + Bi \theta_{\text{h.o}}(1, F_0) = 0; \quad (3)$$

начальные условия

$$\begin{aligned} \theta_{\text{h1}}(X, 0) &= \theta_0; \quad \theta_{\text{hN}}(X, 0) = \theta_{0N-1}(X, F_{02}); \\ \theta_{0N}(X, 0) &= \theta_{\text{hN}}(X, F_{01}). \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $\theta_{\text{h.o}} = (T_{\text{h.o}}(x, \tau) - T_{\text{ж}})/T_m$, $\theta_{\text{ж}} = (T_{\text{ж}} - T_0)/T_m$ – безразмерные температуры; $P_{\text{o}} = q_{\nu_0} h^2 / (\lambda T_m)$ – число Померанцева; $P_{\text{o1}} = P_{\text{o}}(1 + k\theta_{\text{ж}})$ – модифицированное число Померанцева; $F_0 = \lambda \tau / (c_p \rho h^2)$ – число Фурье;

$$P_{\text{o1}}(F_0) = \begin{cases} P_{\text{o1}}, & 0 \leq F_0 \leq F_{\text{o1}}; \\ 0, & 0 \leq F_0 \leq F_{\text{o2}}; \end{cases} \quad Bi = \alpha h / \lambda \text{ – число Био;} \quad Bi = \alpha h / \lambda$$

$X = x/h$ – безразмерная координата; $k = \alpha' T_m$ – безразмерный температурный коэффициент активного омического сопротивления; $\alpha' = 1/(235 + T_0)$ – температурный коэффициент сопротивления, $1/K$; T_m – масштаб температуры, K ; $\beta_{\text{h}}^2 = \beta_{\text{o}}^2 - k P_{\text{o}}$, $\beta_{\text{o}}^2 = Bi U h / F$ – безразмерные коэффициенты, учитывающие теплообмен от боковых поверхностей активного элемента; N – номер цикла; индексы h – нагрузка, o – пауза-охлаждения; остальные обозначения известны.

Решение системы уравнений (1)–(4), полученное методом конечных интегральных преобразований [4], имеет вид:

– при тепловой нагрузке $0 \leq F_0 \leq F_{\text{o1}}$, $N \geq 1$

$$\theta_{\text{hN}}(X, F_0) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n(X) T_n(F_0); \quad (5)$$

– при охлаждении $0 \leq F_0 \leq F_{\text{o2}}$, $N \geq 1$

$$\theta_{0N}(X, F_0) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n(X) T_n(F_{\text{o1}}) \exp(-\gamma_n^2 F_0). \quad (6)$$

Здесь

$$\begin{aligned} T_n(F_0) &= \frac{P_{\text{o1}}}{p_n^2} [1 - \exp(-p_n^2 F_0)] + \\ &+ [D_n(F_{\text{o1}}, F_{\text{o2}}) + \theta_0 M_n(F_{\text{o1}}, F_{\text{o2}})] \exp(-p_n^2 F_0); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D_n(F_{\text{o1}}, F_{\text{o2}}) &= \frac{P_{\text{o1}}}{p_n^2} [1 - \exp(-p_n^2 F_{\text{o1}})] \times \\ &\times \left(\frac{1 - M_n(F_{\text{o1}}, F_{\text{o2}})}{1 - m_n} \right) \exp(-\gamma_n^2 F_{\text{o2}}); \end{aligned}$$

$$M_n(F_{\text{o1}}, F_{\text{o2}}) = \exp[-(N-1)(p_n^2 F_{\text{o1}} + \gamma_n^2 F_{\text{o2}})];$$

$$m_n = \exp[-(p_n^2 F_{\text{o1}} + \gamma_n^2 F_{\text{o2}})];$$

$$p_n^2 = \mu_n^2 + \beta_{\text{h}}^2; \quad \gamma_n^2 = \mu_n^2 + \beta_{\text{o}}^2;$$

$$A_n(X) = \frac{2[\mu_n \sin \mu_n + Bi(1 - \cos \mu_n)]K(\mu_n, X)}{\mu_n \left[\mu_n^2 + Bi^2 + (\mu_n^2 - Bi^2) \frac{\sin 2\mu_n}{2\mu_n} + Bi(1 - \cos \mu_n) \right]},$$

$$K(\mu_n, X) = \mu_n \cos \mu_n X + Bi \sin \mu_n X; \quad (7)$$

μ_n – собственные числа.

Собственные числа μ_n находятся из решения трансцендентного уравнения

$$\operatorname{ctg} \mu = \frac{\mu^2 - Bi^2}{2Bi\mu}. \quad (8)$$

Пример

Для иллюстрации применения полученных выражений рассмотрим ряд шинок (рис.1), выделенный из обмотки промышленного бетатрона ПМБ-6И, с геометрическими размерами $h \times 2R = 0,047 \times 0,0105$ м, периметром $U = 2,021$ м, сечением $F = 0,0105$ м². Поверхности шинок охлаждаются воздухом с коэффициентом теплообмена $\alpha = 22,6$ Вт/(м²·К). Теплофизические характеристики материала: коэффициент теплопроводности $\lambda = 0,874$ Вт/(м·К), удельная объёмная теплоёмкость $c_p = 3,62 \cdot 10^6$ Дж/(м³·К), коэффициент температуропроводности $a = 2,414 \cdot 10^{-7}$ м²/с. Начальная температура обмотки $T_0 = 21,8$ °C, средняя температура воздуха в охлаждающих каналах $T_{\infty} = 36,7$ °C. Внутреннее тепловыделение $q_V = q_{V0}[1+k(T-T_0)]$, где $q_{V0} = 33,97 \cdot 10^4$ Вт/м³, $k' = 1/(235+T_0) = 3,894 \cdot 10^{-3}$ 1/K – температурный коэффициент активного сопротивления для медного провода. Предельно допустимая температура обмотки $T_{\text{доп}} = 120$ °C. Необходимо определить распределение температуры при стационарном тепловом режиме.

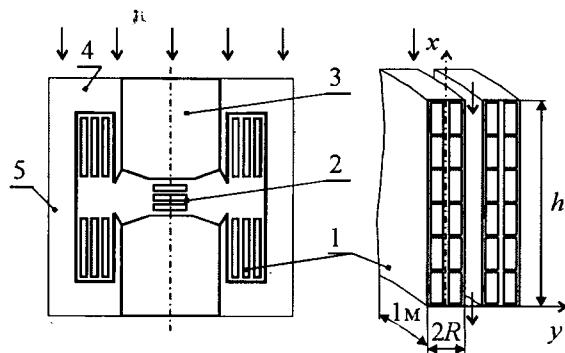


Рис.1. Схема к расчёту обмотки электромагнита: 1 – обмотка; 2 – центральные вкладыши; 3 – сердечник; 4 – ядро; 5 – стойка

В табл.1 приведены результаты расчёта первых 12 собственных чисел, а остальные собственные числа вычислялись по рекуррентной зависимости $\mu_n = (n-1)\pi$ с погрешностью расчёта по отношению к точному уравнению (8), не превышающей 1%.

Таблица 1
Собственные числа, рассчитанные по (8) при $Bi = 1,215$

n	μ_n	n	μ_n
1	1,41735	7	18,97743
2	3,76579	8	22,10099
3	6,64488	9	25,22898
4	9,67464	10	28,35997
5	12,75629	11	31,49305
6	15,86087	12	34,62767

Подставляя исходные данные в решение (5) при $N=1$, получаем поле температур в обмотке. Результаты расчёта сведены в табл.2.

Таблица 2
Распределение температур в обмотке ПМБ 6И [6] при стационарном тепловом режиме ($Fo \rightarrow \infty$)

X	0	0,25	0,5	0,75	1
$\theta(X)$	3,124	3,860	4,115	3,860	3,124
$T(X), ^\circ\text{C}$	104,8	120,8	126,4	120,8	104,8

Расчётное изменение температуры обмотки при прерывистой работе электромагнита показано на рис.2 (кривая 3).

Успешно применяемое при анализе процесса одномерной нестационарной теплопро-

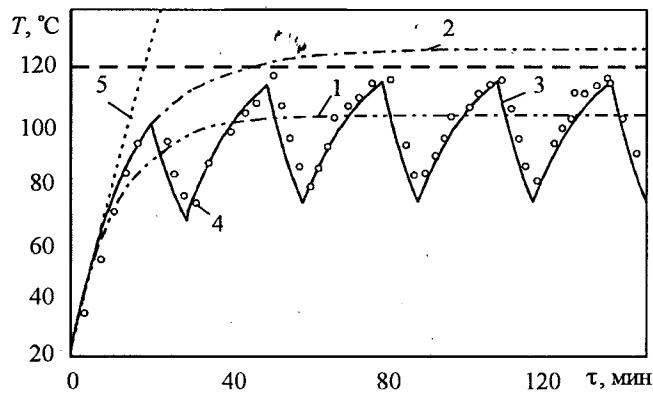


Рис.2. Изменение во времени максимальной температуры обмотки в точке $X = 0,5$:

1 – $Po_1 = Po_0 = 39,384$; 2 – $Po_1 = Po_0(1+k\theta_{\infty}) = 41,669$; 3 – прерывистая работа электромагнита при $Po = 41,669$; 4 – опытные данные [1]; 5 – (9)

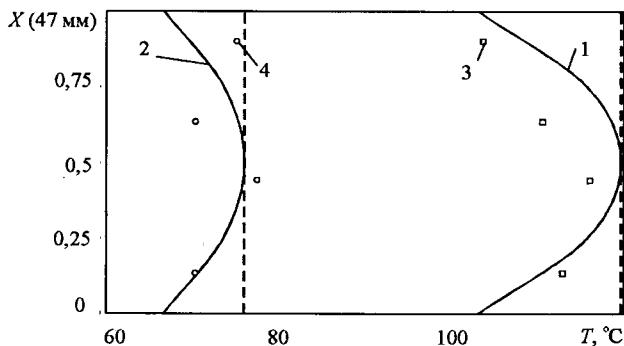


Рис.3. Распределение температуры по высоте ряда шинок в конце пятого цикла:

1 – нагрева; 2 – охлаждения; 3, 4 – опытные данные [1]

водности уравнение (9), позволяющее оценить условия, в которых перепадом температуры можно пренебречь, справедливо при малых числах Фурье. Эти условия соответствуют режиму термически "тонкого" тела ($Bi < 0,1$), для расчёта температуры которого уравнение имеет вид:

$$\Theta(Fo) = \theta_0 \exp(-BiFo) + \frac{P_0}{Bi} (1 - \exp(-BiFo)). \quad (9)$$

Обсуждение результатов

В соответствии с результатами расчёта характер изменения температуры обмотки при непрерывной работе электромагнита представлен на рис.2 графиками 1, 2. Неучёт зависимости внутренних источников теплоты от температуры возможен только на начальной стадии теплового процесса не превышающей 3 мин ($Fo < 0,02$), когда расчёт максимальной температуры, представленный графиками 1–3 на рис.2, мало отличается от температуры для термически "тонкого" тела (кривая 5 на рис.2). Расхождение между решениями не превышает 1%.

При проведении опытов [1] был принят прерывистый режим работы электромагнита бетатрона с продолжительностью токовой электрической нагрузки 20 мин ($Fo_1 = 0,131$) и паузой охлаждения 9 мин ($Fo_2 = 0,059$). После повторения пяти циклов, график которых приведен на рис.2, практически наступил квазистационарный тепловой режим: в точке $X=0,5$ максимальная температура достигла $119,6^{\circ}\text{C}$, что видно на рис.3, а минимальная соответственно $75,9^{\circ}\text{C}$. Опытные данные [1] показали, что максимальная температура

составляет $116,2^{\circ}\text{C}$, а минимальная $75,9^{\circ}\text{C}$, т.е. соответственно расхождение с результатами аналитического расчёта составило $\varepsilon = -2,9\%$ и $\varepsilon = 0\%$.

Выводы

1. При симметричных условиях охлаждения и при постоянном тепловыделении температурное поле симметрично относительно центра плоского твэла. Этот вывод известен из классической теории теплопроводности [5].

2. При длительной тепловой нагрузке максимальная температура в обмотке $T(X=0,5) = 126,4^{\circ}\text{C}$ выше допустимой (120°C), поэтому следует перейти к прерывистому тепловому режиму (кривая 3 на рис.2).

3. В установившемся тепловом режиме не учёт зависимости внутренних источников теплоты от температуры привёл к заниженному на 30% результату. Это на практике может привести к росту максимальной температуры относительно рассчитанных значений и превышению допустимого перегрева.

Список литературы

- Логинов В.С. Исследование температурных режимов электромагнитов бетатронов: Дис. ... канд. техн. наук. Томск, 1973.
- Логинов В.С. Приближенные методы теплового расчёта активных элементов электрофизических установок: Дис. ... докт. физ.-матем. наук. Томск, 2003.
- Дульнев Г.Н., Заричняк Ю.П. Теплопроводность смесей и композиционных материалов. Л.: Энергия, 1974.
- Кошляков Н.С., Глинёр Э.Б., Смирнов М.М. Уравнения в частных производных математической физики. М.: Высшая школа, 1970.
- Лыков А.В. Теория теплопроводности. М.: Высшая школа, 1967.
- Гейзер А.А., Логинов В.С., Чахлов В.А. Исследование теплового режима малогабаритного бетатрона на энергию 6 МЭВ с импульсным питанием//Труды НИИ ЯФЭА. М.: Атомиздат, 1972. Вып. 2. С.7–8.

Логинов Владимир Степанович – профессор кафедры "Теоретической и промышленной теплотехники" Томского политехнического университета (ТПУ), доктор физ.-мат. наук. В 1965 г. окончил теплоэнергетический факультет Томского политехнического института (ТПИ). В 1973 г. защитил в ТПИ кандидатскую диссертацию по теме "Исследование температурных режимов электромагнитов бетатронов", в 2003 г. – докторскую диссертацию по теме "Приближенные методы теплового расчёта активных элементов электрофизических установок" в ТПУ.

Юхнов Вячеслав Евгеньевич – аспирант кафедры «Теоретической и промышленной теплотехники» ТПУ. Окончил теплоэнергетический факультет ТПУ в 2000 г.

АППАРАТЫ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Особенности подключения рефлектометра к линиям электропередачи при локационном зондировании¹

МИНУЛЛИН Р.Г., ФАРДИЕВ И.Ш., ГУБАЕВ Д.Ф., ЛУКИН Э.И.

Рассматриваются способы подключения рефлектометра к линиям электропередачи 6–10 и 35 кВ, находящимся в обесточенном состоянии и под напряжением. Оценивается степень влияния параметров фильтров присоединения, конденсаторов связи и заградительных фильтров на параметры зондирующих импульсов. Даются рекомендации относительно выбора длительности импульсов для зондирования электролиний распределительных сетей.

The ways of connection of the reflectometer to transmission lines 6–10 kV and 35 kV in inactive condition and under voltage are considered. The rate of influence of connecting filters, coupling capacitor and rejection filters characteristics on monitoring pulses parameters is estimated. Recommendations regarding the choice of the pulse duration for transmission lines of distribution network location are given.

При построении электрических распределительных сетей нового поколения, а также при реконструкции и модернизации существующих сетей большое внимание уделяется вопросам диагностики технического состояния этих сетей [1–6]. При этом преимущество отдаётся тем методам диагностики, которые являются дистанционными, оперативными, не требуют специального связного канала для передачи информации с датчиков и, являясь универсальными, обнаруживают большую часть повреждений и неисправностей, возникающих в электролиниях воздушного и кабельного исполнения. К таким методам относится локационный метод [6–9], использующий для зондирования электролиний импульсы небольшой длительности (несколько микросекунд), которые требуют широкой полосы пропускания (около 1 МГц).

Электролинии, входящие в состав распределительных сетей напряжением 6–10 кВ, в настоящее время в большинстве случаев не используются для передачи информации и поэтому не имеют высокочастотную (ВЧ) обработку, накладывающую ограничения на ширину

спектра вводимых в канал зондирующих импульсов. Рефлектометр при этом может быть непосредственно присоединён к обесточенным проводам электролинии с использованием дополнительных проводов или кабеля. При наличии напряжения на электропроводах подключение рефлектометра осуществляется через блокирующие фильтры с соответствующим пробивным напряжением. При этом возникают определенные требования, которые необходимо учитывать при присоединении рефлектометра к электролиниям для их зондирования.

Современные линии электропередачи напряжением 35 кВ и выше широко используются для передачи технологической информации на высоких частотах и имеют ВЧ обработку (фильтры присоединения с конденсаторами связи и заградительные фильтры) [10–15]. Элементы ВЧ обработки предназначены для ввода в электролинию узкополосных сигналов, которые формируются аппаратурой каналов телемеханики и релейной защиты (полоса пропускания менее 1 кГц), и для защиты этой аппаратуры от воздействия высоковольтного напряжения с частотой 50 Гц. Таким образом, возникает противоречие между канальными возможностями элементов ВЧ обработки и требованиями импульсных сигналов локационного зондирования.

¹ Исследования выполнены на средства фонда НИОКР ОАО "Татэнерго" за 2004 и 2005 гг., а также фонда НИОКР Республики Татарстан (грант Академии наук Республики Татарстан, проект № 06-6.7-345/2005 (Ф)).

Нами были выполнены исследования на электролиниях 10 и 35 кВ для того, чтобы установить условия, при которых возможно подключение к ним рефлектометров для зондирования импульсными сигналами с целью диагностики их состояния.

Воздушные линии 6–10 кВ

Линии электропередачи могут быть без напряжения, когда они выводятся в ремонт, или под напряжением – во время рабочего состояния.

Подключение рефлектометра к **обесточенной линии** не представляет больших трудностей. Выходные клеммы рефлектометра соединяются с оголёнными проводами двух фаз линии непосредственно с помощью небольших кусков проводов (двухпроводных линий),ательно изолированных, так как при проведении измерений они могут нахлестываться друг на друга. Можно использовать и отрезки кабелей.

Полоса пропускания проводов и кабелей подключения должна быть достаточной для неискаженной передачи импульсов зондирования рефлектометра. Как будет показано ниже, для воздушных линий длиной около 20 км оптимальная длительность зондирующего импульса $t \approx 1$ мкс, что требует полосы пропускания $\Delta f = 1$ МГц, так как $\Delta f = 1/t$.

Длина подключающих проводов обычно не превышает 20 м. Пропускная способность любого устройства, в том числе и линий, оценивается через его амплитудно-частотную характеристику (АЧХ). На рис.1 представлена АЧХ двухпроводной линии длиной 20 м. Как видно из рис.1, полоса пропускания линии на уровне $0,707$ максимального амплитудного значения $\Delta f = 3,5$ МГц, этого вполне достаточно для не-

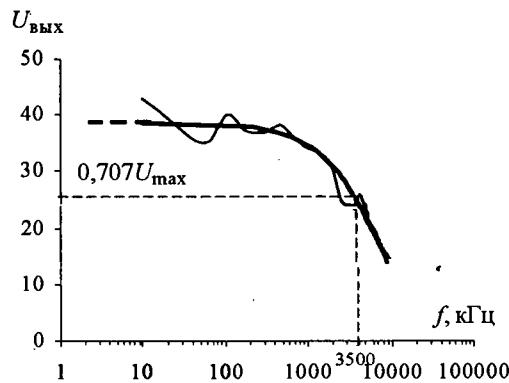


Рис.1. Усреднённая (—) амплитудно-частотная характеристика двухпроводной линии длиной 20 м, $\Delta f = 3,5$ МГц

искажённой передачи импульсов длительностью в 0,3 мкс и более.

В некоторых случаях зондирование линии может осуществляться с использованием мобильных электролабораторий, в составе которых имеется рефлектометр Рейс-205. Его подключение к линии обычно осуществляется с помощью кабельной линии длиной 150 м. На рис.2 приведена АЧХ кабеля РК-75 длиной 150 м, из которой видно, что полоса пропускания кабеля равна 8 МГц и при этом обеспечивается прохождение импульсов с минимальной длительностью 0,12 мкс.

Исследования АЧХ кабелей разной длины l (рис.3) показали, что с увеличением длины кабеля из-за роста её погонных индуктивностей и ёмкостей полоса пропускания кабеля уменьшается. АЧХ высокочастотного кабеля РК-75 длиной до 200 м (что обычно не превышает длину кабелей, подключающих рефлектометр к линии электропередачи) обеспечивает возможность согласования с ним частотного спектра зондирующих импульсов с длительностями до 0,15 мкс. Задача согласования перед зондированием сводится к подбору такой длительнос-

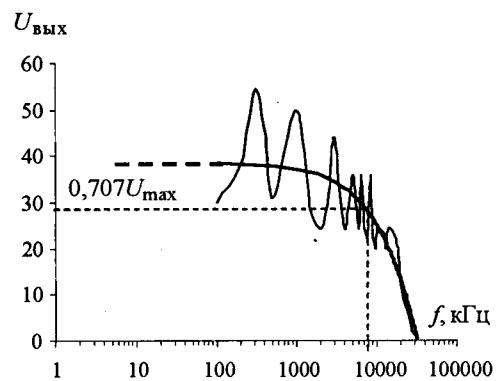


Рис.2. Усреднённая (—) амплитудно-частотная характеристика кабеля РК-75 длиной 150 м, $\Delta f = 8$ МГц

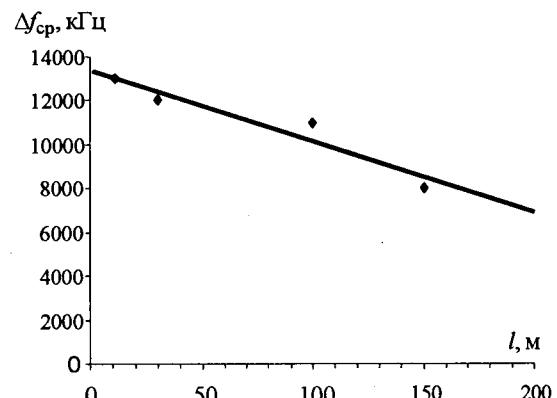


Рис.3. Зависимость полосы пропускания кабеля РК-75 от его длины

ти зондирующего импульса, при которой основная часть амплитудного спектра $S_0(\omega)$ зондирующего импульса будет расположена в полосе пропускания Δf подключающей кабельной линии.

Во время диагностических измерений оператор вместе с рефлектометром находится на земле, подключение проводов к линии осуществляется рабочий выездной бригады. При этом должны быть соблюдены все требования техники безопасности при выполнении таких работ. После выбора длительности импульса, юстировки и согласования рефлектометра с линией, установки его параметров для зондирования конкретной линии производится снятие рефлексограмм.

Несложные рефлексограммы могут быть расшифрованы в полевых условиях прямо на месте измерений, что даёт возможность оперативной диагностики состояния линии электропередачи. Более сложные рефлексограммы расшифровываются в лабораторных условиях с использованием компьютерной техники и специально разработанных нами прикладных программ обработки, а также с использованием базы данных, которая включает в себя рефлексограммы, снятые ранее в штатных условиях. Более подробно процедура обработки рефлексограмм будет обсуждаться в последующих публикациях.

После завершения измерений питание электролинии восстанавливается.

При необходимости зондирования линии, находящейся под напряжением, к ней может присоединяться рефлектометр через высоковольтный конденсатор связи совместно с блокирующим фильтром на 50 Гц или фильтр присоединения промышленного производства с полосой пропускания, соответствующей длительности зондирующего импульса. В настоящее время широко распространены фильтры присоединения на напряжения 35 кВ и выше [4–6, 11, 12, 14]. Но появились уже фильтры присоединения на 6 и 10 кВ [4–6, 15].

Некоторые модели зарубежных рефлектометров, такие как локатор неисправностей T617 TDR и универсальный прибор для обнаружения мест повреждений LEXXI T810E фирмы "Bicotest", позволяют производить обследование линий, находящихся под высоким напряжением, с использованием специальных защит-

ных блокирующих фильтров, которые к ним присоединяются [7].

И конденсатор связи, и фильтр присоединения, и блокирующий фильтр должны пропускать зондирующие импульсы без значительных искажений его спектра. Для импульсов зондирования длительностью в несколько микросекунд конденсаторы связи ёмкостью в несколько тысяч пикофарад, которые используются в нашей стране, можно считать переходными, т.е. не искажающими форму передаваемого импульса, как это было показано в [6, 8]. Более подробно конденсаторы связи и фильтры присоединения рассматриваются ниже.

Воздушные линии 35 кВ

В энергетике для управления работой системы необходимо обмениваться технологической и административной информацией с различными объектами. Для этих целей организуется высокочастотная связь по линиям электропередачи в диапазоне частот 30–1000 кГц. ВЧ связь обычно применяется на ЛЭП напряжением 35 кВ и выше. Но сейчас, как упоминалось ранее, ВЧ связь начинает создаваться и на линиях напряжением 0,4–10 кВ [1, 5, 6].

При организации каналов ВЧ связи линии соответствующим образом "обрабатываются". В провода ЛЭП с обоих концов "врезаются" ВЧ заградители, а аппаратура уплотнения (аппаратура телемеханики, релейной защиты и речевой информации) подключается к проводам линии с помощью фильтра присоединения, в составе которого находится конденсатор связи [10–15].

Наиболее распространённой схемой присоединения ВЧ аппаратуры к ЛЭП является схема "фаза–земля", как показано на рис.4 [4,10].

В этой схеме к одному из проводов линии подключается конденсатор связи *КС*. Между точкой подключения конденсатора связи и линейным разъединителем *ЛР* включается высокочастотный заградитель *ВЗ*. Между нижней обкладкой конденсатора связи и землёй включается фильтр присоединения *ФП*, который с помощью высокочастотного кабеля *ВК* соединяется с аппаратурой уплотнения *АУ* канала связи. Для защиты элементов фильтра присоединения и ВЧ аппаратуры от волн перенапряжения, проникающих в устройство присоединения через конденсатор связи, параллельно об-

мотке фильтра присоединения включается разрядник РЗ. Для обеспечения безопасности работ с фильтром присоединения предусматривается возможность глухого заземления нижней обкладки конденсатора связи с помощью заземляющего ножа ЗН.

Иногда присоединение ВЧ аппаратуры осуществляется по схеме "фаза–фаза" [4,10]. При этом используются два конденсатора связи с двумя фильтрами присоединения и выходные клеммы рефлектометра присоединяются к их входам вместо аппаратуры уплотнения, как это представлено на рис.5.

Затухание высокочастотного тракта в этом случае получается меньше, чем при схеме "фаза–земля". Однако схема "фаза–фаза" почти не применяется, поскольку схема "фаза–земля" позволяет более гибко группировать каналы, распределяя их по фазным проводам. Кроме того, при использовании схемы "фаза–фаза" удваивается количество аппаратуры присоединения, что существенно увеличивает финансовые затраты на организацию ВЧ тракта.

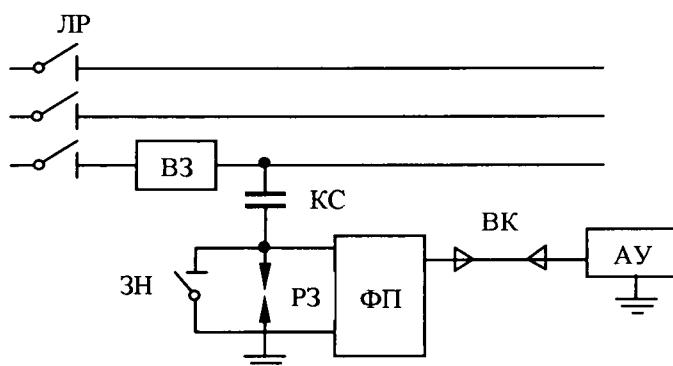


Рис.4. Присоединение аппаратуры уплотнения по схеме "фаза–земля":

ВЗ – ВЧ заградитель; КС – конденсатор связи; ФП – фильтр присоединения; ВК – высокочастотный кабель; АУ – аппаратура уплотнения

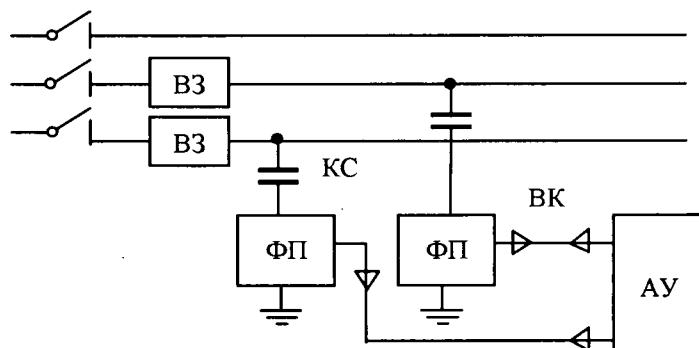


Рис.5. Организация ВЧ тракта по схеме "фаза–фаза"

Конфигурация электрических сетей обусловлена требованиями распределения электроэнергии и схема каналов связи должна приспособливаться к этой конфигурации. Каналы связи могут проходить по нескольким линиям электропередачи через промежуточные подстанции. На этих подстанциях приходится устанавливать высокочастотные обходы (рис.6), элементы которых будут являться неоднородностями в линии [4,10].

При локационном зондировании такой ВЧ канал будет распадаться на линейные тракты, которые необходимо зондировать отдельно, так как основная часть энергии импульса будет отражаться от ВЧ заградителей, являющихся как бы концами линии, и только небольшая часть энергии будет проходить дальше.

Высокочастотный заградитель [4, 10, 12, 13] предназначен для ослабления влияния шунтирующего действия шин подстанции на параметры высокочастотного канала. Высокочастотный заградитель представляет собой параллельный колебательный контур. Основной характеристикой заградителя является полоса заграждения, в пределах которой сопротивление заградителя остается выше определенного значения. Заградитель ВЗ "врезается" в рабочий провод линии между шинами подстанции и точкой подключения конденсатора связи (рис.4–6).

В настоящее время применяются заградители марки ВЗ с элементами настройки типа ЭНУ и ЭНК. В зависимости от диапазона частот заграждения заградители разделены на шесть (иногда на семь) групп (диапазонов). Заградители различаются по параметрам силовой катушки (заградительного реактора) и схемам настройки: Силовые катушки различаются по значениям индуктивностей и номинального рабочего тока промышленной частоты.

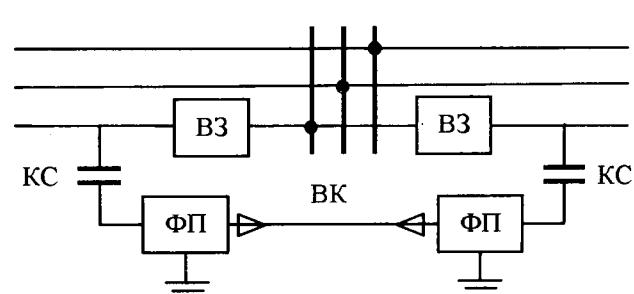


Рис.6. Схема ВЧ тракта с обходом подстанции

Для наших исследований важную роль играет определение значения индуктивности, при которой зондирующий сигнал не сможет пройти через заградительную катушку в линию, т.е. не будет шунтироваться.

Согласно справочным данным [4, 13] индуктивности ВЧ заградителей находятся в интервале 535–1027 мГн независимо от полосы пропускания. Исследования, выполненные нами [6, 8], показали, что индуктивности больше 300 мГн для импульсов длительностью меньше 0,5 мкс представляют бесконечно большое сопротивление и не оказывают шунтирующего действия. При увеличении длительности зондирующего импульса больше 0,5 мкс возможно частичное просачивание его энергии через фильтр заграждения, что будет приводить к некоторому уменьшению амплитуды отражённого импульса.

Амплитудно-частотные характеристики заградительных фильтров исследовались нами на макетах в лабораторных условиях. Были изготовлены макеты, имитирующие реальные заградители с широкой полосой заграждения. На рис. 7 в качестве примера представлена АЧХ такого заградителя, видно, что полоса заграждения находится в пределах от 200 до 450 кГц, резонансная частота равна 275 кГц. Согласно этим параметрам от шунтирования обмотками трансформаторов и шинами подстанций защищаются импульсы длительностью более 2,2 мкс.

При импульсном зондировании ЛЭП желательно использовать ВЧ заградители диапазона VI, которые имеют наибольшую полосу заграждения, находящуюся в пределах 145–1000 кГц.

Фильтр присоединения [4, 12, 14, 15] выполняет следующие функции: компенсирует ре-

активное сопротивление конденсатора связи на рабочих частотах; заземляет нижнюю обкладку конденсатора связи по промышленной частоте; служит согласующим элементом между высокочастотным кабелем и линейным трактом аппаратуры уплотнения (рис. 4–6).

Фильтр присоединения характеризуется следующими параметрами:

- шириной полосы пропускания, т.е. полосы, в пределах которой затухание фильтра не превышает определённого значения;
- значением характеристического сопротивления в средней части полосы пропускания;
- частотными характеристиками затухания и характеристического сопротивления вне пределов полосы пропускания.

Фильтр присоединения является несимметричным четырёхполюсником в виде последовательного колебательного контура с различными характеристическими сопротивлениями со стороны ЛЭП и со стороны высокочастотного кабеля.

Главным затруднением при использовании фильтров присоединения при зондировании импульсным методом линий электропередачи является ограниченная полоса пропускания фильтров.

В настоящее время в нашей стране выпускаются следующие типы фильтров присоединения: ФПФ, ФПУ, ФПМ, ФПО, ФПМР, ФПФР [4, 14, 15]. Заводы-изготовители для каждой марки фильтров присоединения задают ёмкость конденсатора связи и полосу пропускания фильтра.

Наибольшие значения полос пропускания фильтров составляют приблизительно 500–900 кГц. Это обеспечивает прохождение импульса длительностью около 1 мкс и больше. Для меньших значений полос пропускания Δf длительность зондирующего импульса должна быть соответственно больше. Узкополосные фильтры присоединения не могут полностью пропустить зондирующий импульс в линию, они срезают высокочастотные составляющие его спектра, и тем самым искажают его форму и уменьшают амплитуду.

На рис. 8 приведена в качестве примера АЧХ фильтра присоединения ФПУ-6400 с полосой пропускания от 80 до 600 кГц. Такая полоса обеспечивает прохождение импульсов с длительностью больше 1,7 мкс.

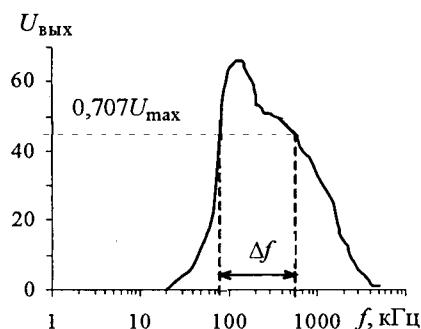


Рис.8. Амплитудно-частотная характеристика фильтра присоединения ФПУ-6400 с конденсатором связи 6400 пФ

Исследовалось прохождение импульсных сигналов через фильтры присоединения ФПУ-6400 (левая колонка рис.9) и ФПМ-4650 (правая колонка рис.9).

На рис.9,*a,b* представлены схемы линий (без фильтров присоединения) и исходные рефлексограммы соответственно для случаев разомкнутых (ХХ) и замкнутых (КЗ) на конце в точке *B* воздушных линий длиной 150 м. На рефлексограммах видны соответственно положительные и отрицательные отражённые импульсы. Зондирование осуществлялось импульсами длительностью 0,125 и 0,218 мкс. ФПУ-6400 имеет полосу пропускания в пределах 65–800 кГц, а ФПМ-4650 – в пределах 75–1000 кГц. Ширина этих полос пропускания не оптимальна, но, как видно на рис.9,*a,b*, достаточно для прохождения импульсов указанных длительностей.

На рис.9,*c,g* приведены рефлексограммы для случаев двойного (прямого и обратного) прохождений зондирующих импульсов через фильтры присоединения и линию. Отражения импульсов происходят от разомкнутых и замкнутых соответственно рис.9 концов линий, при этом соответственно меняется их полярность, а длительность импульсов увеличивается из-за интегрирующих свойств фильтров присоединения вследствие недостаточной полосы пропускания. На рис.9 хорошо видно, что с увеличением длительности импульса в 2 раза амплитуда отражённого импульса возрастает также примерно в 2 раза.

В то же время из рефлексограмм следует, что из-за несогласованности волнового сопротивления воздушной линии и входного сопротивления фильтра присоединения в месте их соединения происходят частичные отражения энергии зондирующих импульсов, которые видны в виде положительных выбросов после импульса генератора.

Таким образом, показана возможность ввода широкополосных зондирующих импульсных сигналов рефлектометра в ЛЭП за счёт их прохождения через стандартные фильтры присоединения промышленного изготовления с соответствующей полосой пропускания.

Конденсатор связи [4,12], входящий в состав фильтра присоединения, работает в наиболее тяжёлых условиях, так как находится под полным фазным напряжением линии электропередачи. Нижняя обкладка конденсатора соединена с землёй через малое индуктивное сопротивление линейной катушки фильтра присоединения или через специальный высокочастотный дроссель. Вследствие этого нижнюю обкладку конденсатора связи можно считать заземлённой для напряжения промышленной частоты.

В настоящее время на линиях электропередачи применяются конденсаторы связи типа СМР, СММ, ДМРИ, ОМР. Согласно данным [4, 14, 15] их ёмкости находятся в пределах 2200–107000 пФ. Но если учесть, что на высоковольтных линиях конденсаторы могут соединяться последовательно для увеличения напряжения пробоя, то интервал значений ёмкостей может снизиться до 1465–53500 пФ.

Эксперименты по изучению возможности прохождения импульса через конденсатор связи проводились нами в лабораторных условиях с использованием конденсаторов различной ёмкости. Прибор РЕЙС-105Р подключался к кабельной линии через конденсатор C_{KC} , при этом линия на конце была разомкнута. Анализировался сигнал, прошедший через конденсатор C_{KC} и отразившийся от разомкнутого конца линии.

Измерения показали [6,8], что при малых значениях ёмкости C_{KC} отражённый импульс искажается и имеет весьма малую амплитуду. При этом конденсатор играет роль дифференцирующей цепочки. Увеличение ёмкости приводит к изменению формы отражённого импульса, который приближается по форме и значению к зондирующему импульсу. При ёмкости конденсатора 1000–2200 пФ увеличение амплитуды проходящего импульса с длительностью, примерно равной 1 мкс, практически прекраща-

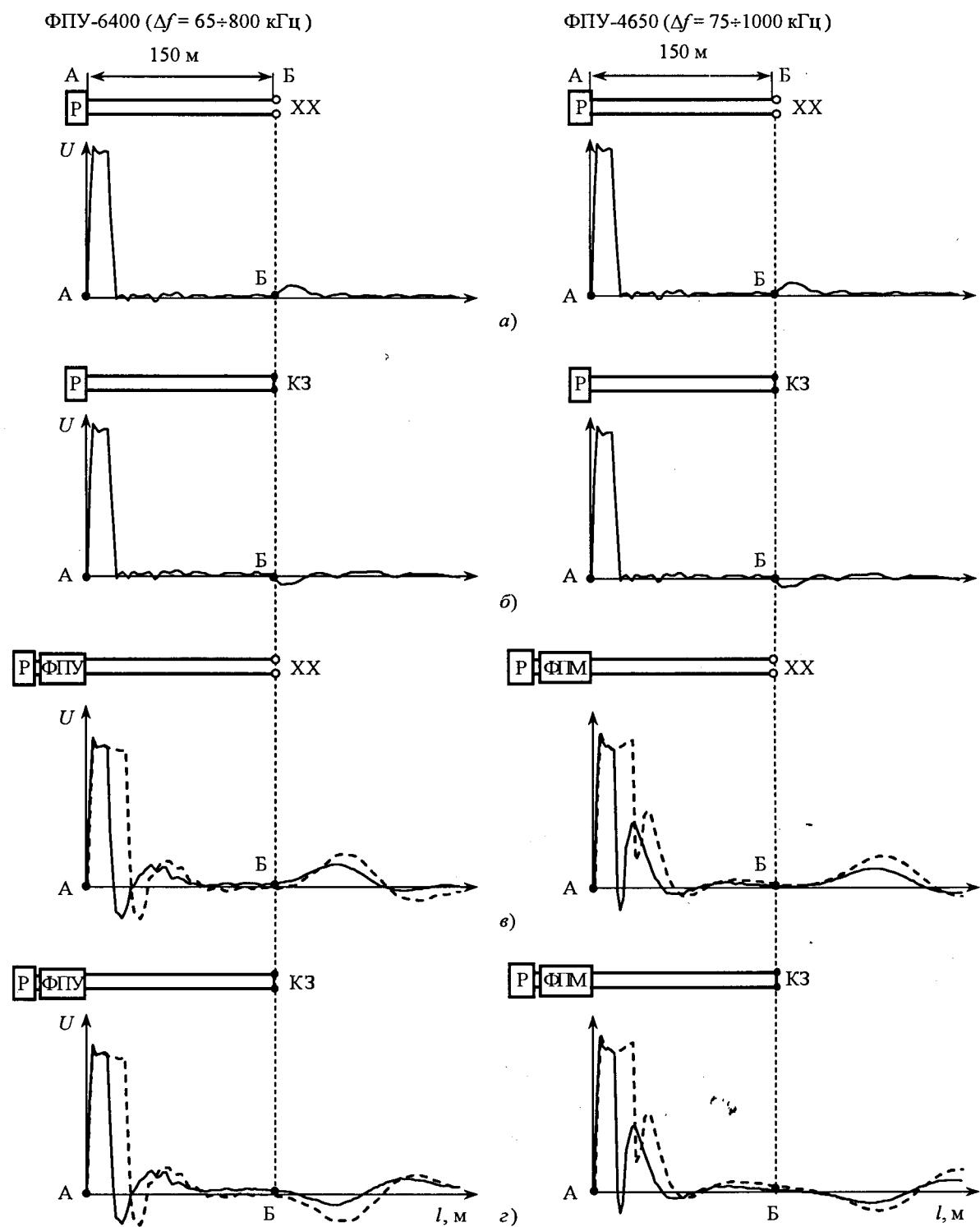


Рис.9. Особенности прохождения импульсного сигнала с длительностями $\tau = 0,125$ (—); $0,218$ (---) мкс через фильтры присоединения ФПУ-6400 (левая колонка) и ФПУ-4650 (правая колонка) в режимах ХХ и КЗ на конце (т. Б) воздушной линии длиной 150 м, Δf – полоса пропускания фильтра

ется и конденсатор C_{KC} играет роль переходной цепочки. Для импульсов большей длительности, т.е. для $\tau > 1$ мкс условие переходной цепочки наступает при $C_{\text{KC}} > 10000$ пФ.

Следовательно, можно сделать вывод, что при диагностике линий с напряжением 35 кВ, находящихся под напряжением, рефлектометр может быть подключен через фильтр присое-

динения с полосой пропускания, ширина которой лежит в пределах 500–900 кГц, или через конденсатор связи с ёмкостью 1000 пФ и выше в совокупности с блокирующим фильтром на 50 Гц.

С помощью конденсаторов связи, выпускаемых промышленностью и рассчитанных на напряжения не менее 35 кВ, можно подключать рефлектометр к линиям с напряжением 10 кВ и ниже, когда они находятся в рабочем состоянии, т.е. под напряжением. Требования к значению ёмкости конденсаторов связи остаются теми же.

Кабельные линии при наличии канала ВЧ связи (высокочастотной обработки) в воздушных линиях соединяют аппаратуру уплотнения (устройства телемеханики и релейной защиты) с фильтром присоединения (рис.4–6). Обычно эти линии выполняются коаксиальными кабелями небольшой длины, которая составляет десятки метров. Полоса пропускания этих кабельных линий должна быть согласована с длительностью зондирующих импульсных сигналов рефлектометра. Особенности согласования здесь такие же, как и при зондировании воздушных линий напряжением 6–10 кВ, которые были рассмотрены выше.

Измерения на реальных линиях

Выводы, полученные при исследовании элементов ВЧ обработки ЛЭП, были проверены на линии Балтаси – Ципья напряжением 35 кВ длиной 22 км (рис.10, а). Линия была оборудована ВЧ заградителем ЗВС-200, фильтром присоединения УФП-75 с конденсатором связи СМП66 $\sqrt{3}$ 4650, которые в совокупности обеспечивали полосу пропускания от 105 до 600 кГц. Зондирование осуществлялось импульсами длительностью $\tau = 0,5$ мкс по схеме "фаза–земля". Из серии разнообразных экспериментов на этой линии были выбраны случаи обрыва фазного провода с замыканием на землю и однофазного замыкания провода на землю. Рефлектограммы, соответствующие этим случаям, приведены на рис.10.

В обоих случаях события произошли на расстоянии 1900 м от начала линии и на всех рефлектограммах рис.10 в этом месте видны отражённые импульсы. Отражённые импульсы претерпели уменьшение амплитуды и искажение формы импульса из-за неоптимальности полосы пропускания системы ВЧ обработки

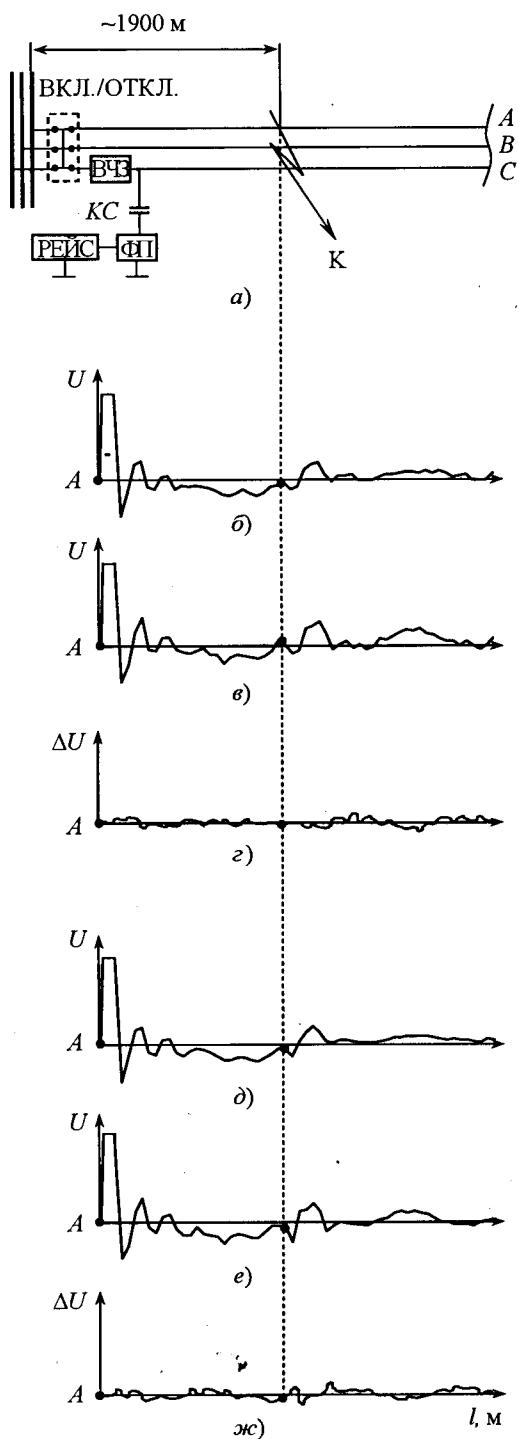


Рис.10. Сравнение рефлектограмм воздушной ЛЭП-35 кВ длиной 22 км при зондировании импульсами $\tau = 0,5$ мкс под напряжением (б, д) и без напряжения (в, е):

а – схема линии; б, в – рефлектограммы при обрыве фазного провода на землю; д, е – рефлектограммы при однофазном замыкании на землю; г, ж – разностные рефлектограммы для обоих случаев соответственно

(вместо требуемых 2000 кГц имеем 500 кГц). Не смотря на это, импульсы, отражённые от места события, однозначно выделяются на

фоне других переотражений, обусловленных неоднородностями линии.

Рефлектограммы были сняты при наличии (рис. 10,*b,d*) и при отсутствии (рис. 10,*c,e*) напряжения на линии. Разностные рефлектограммы (рис. 10,*c,ж*), полученные путём вычитания соответственно рефлектограмм рис. 10,*b* и *c*, а также рис. 10,*d* и *e*, никаких существенных различий при наличии и отсутствии напряжения на линии не обнаруживают, чего и следовало ожидать.

Всё вышесказанное относится к линиям электропередачи одноцепного исполнения при отсутствии передачи технологической информации (сигналы телемеханики и релейной защиты). В противном случае в канале зондирования появляются перекрёстные помехи от сигналов, передаваемых по соседним линиям, или помехи от сигналов, передаваемых по зондируемой линии. Уровень этих сигналов, как показали наши эксперименты, может быть достаточно высоким. На фоне этих сигналов импульсы локационного зондирования с помощью рефлектометра Рейс105Р становятся неразличимыми.

В такой ситуации можно предложить несколько вариантов условий зондирования, но они будут рассмотрены в последующих публикациях.

Выводы

1. К обесточенным электролиниям рефлектометр может быть подключён с помощью отрезка двухпроводной линии или кабеля длиной до 200 м.

2. К линиям, находящимся под напряжением, рефлектометр может подключаться через фильтр присоединения промышленного производства с полосой пропускания 400–900 кГц для обеспечения прохождения зондирующих импульсов длительностью около 1 мкс и более.

3. Высокочастотные заградительные фильтры промышленного производства, используемые при импульсном зондировании, должны иметь полосу заграждения также в пределах 400–900 кГц.

4. При отсутствии фильтра присоединения рефлектометр можно подключать к линии, находящейся под напряжением, через конденсатор связи и блокирующий фильтр, настроенный на промышленную частоту 50 Гц.

5. Требования к полосе пропускания фильтров могут быть снижены за счёт ухудшения качества зондирующих импульсов.

Авторы выражают благодарность сотрудникам Казанских электрических сетей и студентам Казанского ГЭУ А.Г. Латипову и Г.В. Тарасовой за помощь при выполнении измерений и их обработке.

Список литературы

1. Харламов В.А. Высокочастотные системы передачи информации по линиям электропередачи распределительных сетей среднего и низкого напряжений // Сб. докладов "Конференция молодых специалистов электроэнергетики – 2000". М.: Изд. НЦ ЭНАС, 2000. С.219–220.
2. Ишкун В.Х., Стегний В.П. Система связи в условиях реформирования электроэнергетики // Информационные материалы Второго международного научно-технического семинара-презентации "Аппаратура ВЧ связи по ЛЭП 35–750 кВ". М., 2003.
3. Брауде Л.И., Скитальцев В.С., Шкарин Ю.П., Глушко С.И. Существующее состояние и перспективы развития высокочастотной связи по линиям электропередачи // Энергетик. 2004. №5. С.13–15.
4. Минуллин Р.Г. Методы и средства высокочастотной связи по линиям электропередачи. Казань: ООО "ИЦ "Энергопрогресс", 2004.
5. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш., Губаев Д.Ф., Карпенко О.И. Построение системы корпоративной связи нового поколения по распределительным сетям напряжением 0,4–35 кВ // Известия вузов. Проблемы энергетики. 2005. №3–4. С.21–41.
6. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш. Построение электрических распределительных сетей нового поколения. Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2005.
7. Минуллин Р.Г. Методы и аппаратура определения мест повреждений в электросетях. Казань: ИЦ "Энергопрогресс", 2002.
8. Минуллин Р.Г., Фардиев И.Ш., Губаев Д.Ф. и др. Локационный мониторинг неоднородностей распределительных электрических сетей // Электротехника. 2006. №5. С.2–10.
9. Фардиев И.Ш., Минуллин Р.Г., Закамский Е.В. и др. Диагностика воздушных линий распределительных электрических сетей // Известия вузов. Проблемы энергетики. 2004. №7–8. С.41–49.
10. Микуцкий Г.В., Скитальцев В.С. Высокочастотная связь по линиям электропередачи. М.: Энергоатомиздат, 1987.
11. Айзенберг В.В., Ишкун В.Х. Справочник по проектированию систем передачи информации в энергетике. М.: Энергия, 1977.
12. Микуцкий Г.В. Высокочастотные заградители и устройства присоединения для каналов высокочастотной связи. М.: Энергоатомиздат, 1984.
13. Шляхов С.С., Чирков Г.С., Макаров А.П. Новые высокочастотные заградители для организации ВЧ каналов релейной защиты, автоматики и связи // Информационные материалы Второго международного научно-технического семинара-презентации "Аппаратура ВЧ связи по ЛЭП 35–750 кВ". М., 2003.
14. Яковенко Л.П. Фильтры присоединения типов ФПМР, ФПФ, ФПО для организации высокочастотных каналов связи по ЛЭП 35–750 кВ и по грозозащитным тросам, выпускаемые Акционерным обществом открытого типа "Московский радиотехнический завод" (АООТ "МРТЗ") // Информационные материалы Международного научно-технического семинара "Аппаратура ВЧ связи по ЛЭП 35–750 кВ". М., 2001.

15. Яковенко Л.П., Бабкин А.И., Шляхов С.С. Новые фильтры присоединения для организации ВЧ каналов релейной защиты, связи и автоматики // Информационные материалы Второго международного научно-технического семинара-презентации "Аппаратура ВЧ связи по ЛЭП 35–750 кВ". М., 2003.

Минуллин Ренат Гизатуллович – профессор кафедры релейной защиты и автоматизации электроэнергетических систем (РЗА) Казанского государственного энергетического университета (КГЭУ). Окончил в 1959 г. радиотехнический факультет Казанского авиационного института. В 1989 г. защитил докторскую

диссертацию по теме "Прогностическая радиофизическая модель среднеширотного спорадического слоя Е" в ИЗМИРАН.

Фардиев Ильшат Шаехович – заведующий кафедрой РЗА КГЭУ. Окончил в 1984 г. электроэнергетический факультет МЭИ.

Губаев Дамир Фатыхович – соискатель кафедры РЗА КГЭУ. Окончил в 1984 г. электроэнергетический факультет МЭИ.

Лукин Эдуард Ирикович – магистрант кафедры РЗА КГЭУ.

АППАРАТЫ НИЗКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Расчёт тока дуги отключения и времени её гашения в низковольтных выключателях

МЕЩЕРЯКОВ В.П., СИБАТОВ Р.Т., САМОЙЛОВ В.В., ТОПЧИЙ А.С.

Для аналитического расчёта тока дуги в процессе её гашения построена и математически описана среднестатистическая кривая изменения напряжения дуги отключения. В основу кривой положены экспериментальные данные, полученные при отключении токов КЗ небыстродействующими и селективными автоматическими выключателями разных конструкций, в частности с разными объёмами дугогасительных камер. Рассмотрены особенности отключения токов КЗ в трёхфазной системе.

Оптимизация конструкций дугогасительных систем современных низковольтных автоматических выключателей направлена на сокращение времени гашения дуги, повышение износостойкости, уменьшение габаритов выключателя и т.п. Оптимальные параметры выключателей рассчитываются в рамках математического моделирования процессов дугогашения, без которого не может обойтись полноценное автоматизированное проектирование электрических аппаратов. Сложность теоретического описания дуги переменного тока заключается в необходимости решения нестационарной системы

For analytical calculation of current at the process of arc extinction in circuit breakers an average curve of arc voltage was constructed and mathematically described. This average curve is based on experimental data obtained at short current interruption by non-speed and selective circuit breakers with different designs, in particular with different volumes of arc chutes. Features of short current interruption in a three-phase system were considered.

уравнений электрической цепи и уравнений газо- и электродинамики. Избежать их решения можно, задав форму кривой напряжения $u_d(t)$, полученную в эксперименте.

Модель динамической характеристики напряжения на дуге, возникающей при отключении токов КЗ в цепях переменного тока низкого напряжения, предложена в [1]. Эта зависимость представлена в виде кусочной функции. Каждый участок этой кривой соответствует определённому этапу процесса дугогашения. В [1] выделено пять этапов процесса. На первых двух этапах: от момента возникновения КЗ до

момента трогания подвижного контакта и от момента трогания до момента разрыва жидкокометаллического мостика, – напряжение на дуге в расчётах полагалось равным 0. При движении дуги по расходящимся контактам до момента подхода к дугогасительной решётке (третий этап) и при последовательном вхождении дуги в промежутки решётки (четвёртый этап) напряжение на дуге моделировалось возрастающим по двум линейным законам. На пятом этапе, когда дуга находится во всех промежутках решётки, $u_d(t)$ принималось постоянным.

В [1] рассматривался случай, когда дуга гаснет после первого перехода тока через 0, что осуществляется в быстродействующих то-коограничивающих выключателях. В настоящей работе рассматривается изменение во времени напряжения и тока дуги, возникающей при отключении небыстродействующими и селективными автоматическими выключателями токов КЗ в однофазных и трёхфазных цепях. Как было выяснено из анализа осцилограмм и кадров скоростной киносъёмки, при отключении КЗ небыстродействующими и селективными автоматическими выключателями после первого естественного перехода тока через 0 дуга, как правило, не гаснет. Дуга приводит к высоким тепловым и механическим нагрузкам внутри выключателя. Для принятия конструктивных мер по их уменьшению и рациональному выбору варианта конструкции дугогасительной решётки необходимо иметь методику расчёта процесса отключения КЗ на начальных этапах разработки до проведения коммутационных испытаний реальных образцов. Это позволит сократить сроки разработки и уменьшить материальные затраты на изготовление, доработки и испытания.

В настоящей работе искомыми величинами являются ток и время гашения дуги отключения, для нахождения которых используется теория электрических цепей без рассмотрения уравнений газо- и электродинамики. При этом характер изменения напряжения дуги $u_d(t)$ задаётся среднестатистической кривой, построенной на основе обработки многочисленных экспериментальных осцилограмм и кадров скоростной киносъёмки электрической дуги, полученных при проведении коммутационных испытаний различных автоматических выключателей.

Среднестатистическая кривая изменения напряжения

Разработка теории дуги переменного тока является одной из важнейших проблем аппаратостроения [2]. Задача расчёта восстановливающегося напряжения при отключении токов КЗ с учётом проводимости дугового столба затруднена из-за сложного и зачастую неопределённого характера её изменения. Теоретически значение напряжения на дуге в каждый момент времени можно получить из уравнения энергии для дуги. Известны различные подходы к выводу этого уравнения и учёту различных особенностей дугового разряда [3,4]. Количественное сравнение теории, предлагаемой автором [4], с экспериментом заслуживает специального рассмотрения. В [4] этот вопрос не затрагивался. Форму кривой напряжения $u_d(t)$ мы получим из экспериментальных данных по отключению токов КЗ автоматическими выключателями.

Рассмотрим электрическую цепь, состоящую из источника питания переменного тока и последовательно соединённых индуктивности, сопротивления и дуги, возникающей в автоматическом выключателе. Ток дуги, питаемой от сети переменного напряжения, в процессе её гашения будем искать как решение обыкновенного неоднородного линейного дифференциального уравнения первого порядка, выражающее закон Ома для RL -цепи с дугой:

$$L \frac{di_d(t)}{dt} + Ri_d(t) + u_d(t) = u_{cm} \sin[\omega(t - t_0) + \omega t_u]. \quad (1)$$

Здесь R и L – сопротивление и индуктивность внешней цепи; i_d и u_d – ток и напряжение дуги; $u_{cm} \sin[\omega(t - t_0) + \omega t_u]$ – фазное напряжение сети; $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота сети; f – линейная частота сети; t_0 – момент времени зажигания дуги; t_u – время от момента прохождения напряжения сети через ноль до момента зажигания дуги на контактах.

Решение уравнения (1) при начальном условии

$$i_d(t_0) = i_0 = u_{cm}(R^2 + (\omega L)^2)^{-1/2} \sin(\omega t_u - \varphi),$$

где i_0 – ток дуги непосредственно после её зажигания; φ – сдвиг фаз между током и напряжением, записывается в виде:

$$i_d(t) = i_0 e^{-\frac{R}{L}(t-t_0)} + L^{-1} \int_{t_0}^t \{u_{cm} \sin[\omega(\tau-t_0) + \omega t_u] - u_d(\tau)\} e^{-\frac{R}{L}(t-\tau)} d\tau. \quad (2)$$

Кривую изменения во времени напряжения дуги $u_d(t)$ находим путём усреднения значений времён и напряжений характерных точек на осцилограммах напряжения, выявленных с помощью кадров скоростной киносъёмки. Эти точки соответствуют отдельным событиям в процессе дугогашения, например зажиганию дуги, переходу дуги с контактов на дугогасительные рога и т.п. В основу кривой положены экспериментальные данные, полученные при отключении токов КЗ небыстродействующими и селективными выключателями разных конструкций, в частности с разными объёмами дугогасительных камер.

В табл.1 приведены значения времён и напряжений характерных точек среднестатистической кривой напряжения. На рис.1 приведено графическое изображение среднестатистической характеристики напряжения дуги отключения.

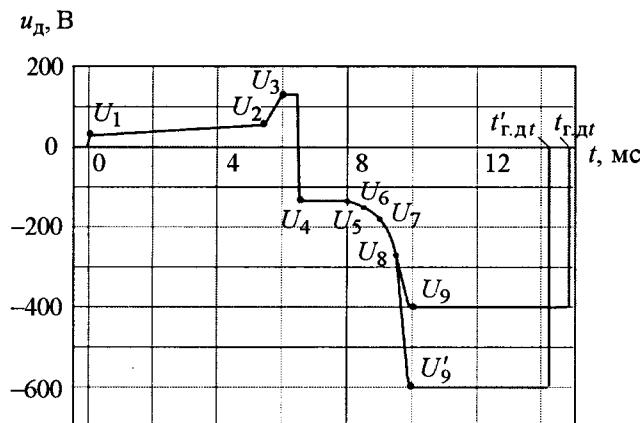


Рис.1. Среднестатистическая кривая изменения во времени напряжения дуги в небыстродействующих и селективных низковольтных выключающих аппаратах ($\cos \varphi = 0,2$)

Параметры характерных точек среднестатистической кривой напряжения дуги отключения ($\cos \varphi = 0,2$)

Время, мс									
t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8	t_9	$t_{\text{г.дт}}$
0,0	5,45	6,0	6,5	8,0	8,5	9,0	9,5	9,9	—
Напряжение, В									
U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_7	U_8	U_9	$U_{\text{д.р}}$
28	55	130	135	135	150	180	270	$K_{\Delta U} \Delta U_d$	$U_{\text{д.р}}$

В результате анализа осцилограмм токов и напряжений, а также кадров скоростной киносъёмки процесса гашения дуги в автоматических выключателях было выяснено, что характерным участкам на среднестатистической кривой изменения напряжения дуги отключения соответствуют следующие события и этапы:

1. t_1 – момент времени дугообразования при размыкании контактов выключателя.
2. (t_1, t_2) – неподвижность дуги, напряжение изменяется по линейному закону от U_1 до U_2 .
3. (t_2, t_3) – движение дуги по контактам, напряжение растёт от U_2 до U_3 .
4. (t_3, t_4) – переход дуги с kontaktов на дугогасительные рога и её движение по рогам, напряжение постоянно и равно U_3 .
5. (t_4, t_5) – движение дуги по рогам, напряжение на дуге постоянно и равно U_4 .
6. (t_5, t_9) – движение дуги по рогам и её вхождение в решётку, напряжение дуги изменяется по криволинейному закону от U_5 до U_9 .
7. t_9 – момент времени полного вхождения дуги в решётку.
8. $(t_9, t_{\text{г.дт}})$ – нахождение дуги в дугогасительной решётке, напряжение на дуге постоянно и равно $U_9 = U_{\text{д.р}}$.
9. $t_{\text{г.дт}}$ – полное (total) время гашения дуги.

Представим $u_d(t)$ в виде кусочной функции. Составим такую функцию для статистической кривой напряжения дуги, представленной на рис.1:

$$u_d(t) = \begin{cases} 0, & t < t_1; \\ U_1 + (U_2 - U_1) \frac{t - t_1}{t_2 - t_1}, & t_1 \leq t < t_2; \\ U_2 + (U_3 - U_2) \frac{t - t_2}{t_3 - t_2}, & t_2 \leq t < t_3; \\ U_3, & t_3 \leq t < t_4; \\ U_4, & t_4 \leq t < t_5; \\ f(t), & t_5 \leq t < t_8; \\ U_8 + (U_9 - U_8) \frac{t - t_8}{t_9 - t_8}, & t_8 \leq t < t_9; \\ U_9, & t_9 \leq t < t_{\text{г.дт}}. \end{cases} \quad (3)$$

Таблица 1

Отдельно рассмотрим участок (t_5, t_8) . На этом участке дуга продолжает двигаться по рогам и подходит к дугогасительной решётке, а напряжение $u_d(t)$ меняется нелинейно. В отличие от авторов [1] мы аппроксимируем зависимость $u_d(t)$ на участке (t_5, t_8) нелинейной функцией $f(t)$, для подбора которой экспериментально найдены дополнительные точки (t_6, U_6) , (t_7, U_7) . Как было выяснено с помощью программного обеспечения TableCurve, среди функций достаточно простой структуры функция $f(t) = 90(11-t)/(10-t)$ имеет наименьшее среднеквадратическое отклонение от зависимости, представляемой набором точек (t_5, U_5) , (t_6, U_6) , (t_7, U_7) , (t_8, U_8) из табл.1.

На участке (t_8, t_9) происходит последовательное вхождение дуги в промежутки дугогасительной решётки. На этом интервале времени будем считать напряжение возрастающим по линейному закону, как и в [1].

Напряжение на дуге U_9 при её полном вхождении в дугогасительную решётку определяется, как показано в [5], по формуле:

$$U_9 = U_{d,p} = K_{\phi}(l)n\Delta U_d(l), \quad (4)$$

где $\Delta U_d(l)$ – среднее напряжение на дуге в одном промежутке между деионными пластинами; n – число промежутков в дугогасительной решётке между пластинами; $K_{\phi}(l)$ – коэффициент эффективности работы дугогасительной камеры.

Зависимость (4) служит связующим звеном между электрическими и конструктивными параметрами дугогасительной решётки и может быть использована для оптимизационных расчетов конструкции.

Расчёт тока дуги

Ток дуги определяется аналитическим или численным интегрированием по формуле (2) с

Время гашения и энергия, выделенная в процессе гашения дуги, для разных значений напряжения дуги в решётке

функцией (3) для среднестатистической кривой напряжения $u_d(t)$. На рис.2 представлены временные зависимости тока дуги отключения для следующих входных данных: $U_{cm} = 341$ В, $\cos\varphi = 0,2$, $I_m = 100$ кА и значений напряжения дуги U_9 , находящейся в решётке, 300, 341 и 400 В. Время гашения дуги $t_{g,d}$ отсчитывается нами от момента первого естественного перехода тока через 0. На это время будут влиять скорость движения дуги по рогам, время вхождения дуги в решётку и время её гашения непосредственно в решётке. Все эти параметры в свою очередь определяются конструкцией дугогасительной камеры.

В [6] приведена методика оптимизационного расчёта основных параметров дугогасительной камеры автоматического выключателя, в котором минимизировалась энергия дуги при отключении тока КЗ. Энергию, выделенную дугой за интервал времени (t_1, t_2) , можно определить по формуле:

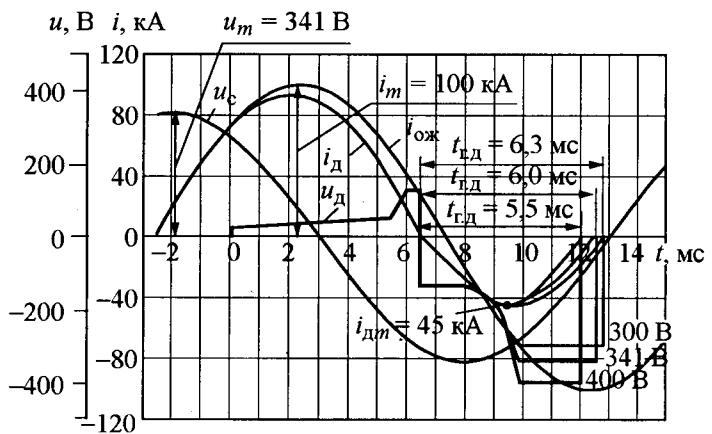


Рис.2. График изменения тока дуги i_d , рассчитанный по среднестатистической кривой напряжения ($t_{g,d}$ – время гашения дуги)*

Таблица 2

Напряжение на дуге в решётке $U_{d,p}$, В	Время гашения дуги $t_{g,d}$, мс	Энергия Q , выделенная дугой в процессе её гашения, кДж			
		до естественного перехода тока через 0	после естественного перехода тока через 0	полная (за всё время существования дуги)	в дугогасительной решётке
300	6,3	19,5	42,6	62,1	24,5
341	6,0	19,5	40,9	60,4	22,5
400	5,5	19,5	38,6	58,1	19,7

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} i_d(t) u_d(t) dt.$$

Результаты расчёта тока дуги, времени дугогашения и энергии, выделенной дугой, представлены на рис.2 и в табл.2. Для всех трёх значений напряжения дуги в дугогасительной решётке ток ограничился 45 кА. На этапе, когда дуга неподвижна на контактах, ограничение тока практически не происходит, поскольку напряжение на дуге, находящейся на контактах, значительно меньше напряжения сети.

Напряжение дуги в решётке зависит от расстояния между деионными пластинами (см. формулу (4)). Как было выяснено, чем больше напряжение на дуге, находящейся в решётке, тем меньше время гашения дугового разряда и тем меньшее количество энергии выделяется дугой.

При испытании низковольтного выключателя на отключение тока КЗ с амплитудным значением 14 кА напряжение дуги в решётке флюктуировало в диапазоне 524–680 В. Амплитуда фазного напряжения сети была равна $U_{cm} = 554$ В. Дугогасительная решётка выключателя состояла из 8 пластин с расстоянием между деионными пластинами $l = 16$ мм. Причиной флюктуаций напряжения дуги в решётке, как выяснено из анализа осциллографм и кадров скоростной киносъёмки, были повторные зажигания дуги. Ток ограничился решёткой до значения $i_{dm} = 8,7$ кА. Время гашения дуги после естественного перехода тока через ноль 6,9 мс.

При моделировании процесса отключения получены следующие результаты: $i_{dm} = 9,6$ кА, $t_{rd} = 6,3$ мс. Расчётное напряжение на дуге в решётке определялось по формуле (4):

$$U_{d,p} = K_{\phi}(l)n\Delta U_d(l) = 1,16 \cdot 7 \cdot 76 \text{ В} = 617 \text{ В.}$$

При расчёте напряжение дуги в решётке полагалось постоянным. В реальности напряжение на дуге, находящейся в решётке, сильно флюктуировало. Это привело к небольшому расходжению экспериментальных и полученных моделированием значений времени дугогашения и токоограничения решёткой.

Проводились и другие сравнения численных расчётов с экспериментальными данными. Полученные моделированием результаты близки к наблюдаемым в эксперименте, что делает описываемый метод расчёта изменений тока и напряжения дуги в процессе отключения при-

емлемым для практических инженерных расчётов при разработке конструкций дугогасительных решёток небыстродействующих и селективных выключателей. Для повышения точности расчётов необходимо учитывать влияние повторных зажиганий в решётке, приводящие к флюктуациям напряжения дуги. Статистика повторных зажиганий дуги в свою очередь зависит от конструктивных особенностей: геометрии и материалов решётки.

Расчёт тока дуги в трёхфазной системе

В [7] рассматриваются временные зависимости токов и напряжений в процессе отключения трёхфазного КЗ без учёта сопротивления дугового разряда, возникающего при отключении. Характер изменения токов и напряжений при отключении токов в трёхфазной системе с заземлённой нейтралью схематически показан в [8, с.53]. Расчёт трёхфазных цепей с дуговыми разрядами осуществлён в [3] на основании теоретически полученной динамической характеристики дуги.

Проведём расчёты отключения токов КЗ в трёхфазной системе с изолированной нейтралью с учётом влияния дуги с помощью среднестатистической кривой напряжения. На рис.3 приведены графические результаты расчётов токов и напряжений. Напряжение на дуге в процессе её гашения в каждой фазе соответствует среднестатистической характеристике напряжения. Напряжение на дуге, находящейся в дугогасительной решётке, $U_{d,p} = 400$ В. Номинальное напряжение $U_n = 380$ В. Амплитудное значение фазного напряжения

$$U_{\text{исп}} = 1,1 \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_n = 341 \text{ В.}$$

В расчёте принят коэффициент мощности $\cos\phi = 0,2$. Момент размыкания контактов выбран произвольно. На практике момент размыкания контактов при отключении тока выключателем является случайным. Поэтому при каждом отключении электрической цепи максимальное значение тока дуги и значение восстановливающегося напряжения в каждой фазе будут различаться. Процессы гашения дуги могут протекать так, что все дуги в разных фазах погаснут одновременно. Такие случаи наблюдаются при испытаниях выключателей на отключающую способность.

Для случая, представленного на рис.3, ток в фазе A отключился первым. В фазах B и C дуги погасли одновременно спустя менее 4 мс. Дуга фазы A находилась в дугогасительной решётке $t_{d,pA} \sim 2$ мс, а дуги фаз B и C – $t_{d,pB} \approx t_{d,pC} \sim 2,5$ мс. Общее время гашения дуги в фазе A (от момента размыкания контактов до погасания дуги) $t_{obA} \sim 9$ мс, в фазах B и C – $t_{obB} \approx t_{obC} \sim 12,5$ мс. Таким образом, этап активного гашения дуги в общем времени гашения дуги составляет только 20–23%.

Открытая дуга переменного тока гаснет тогда, когда напряжение, действующее в цепи, оказывается недостаточным для поддержания её горения, т. е. когда напряжение на дуге становится больше напряжения сети. Для случая, представленного на рис.3, при вхождении дуги в решётку напряжение на дуге превышает напряжение сети и, следовательно, дуга гасится достаточно эффективно. В ходе проведенного анализа было выяснено, что напряжение дуги в решётке $U_{d,p}$ практически не влияет на максимальный ток дуги i_{dm} при нахождении её в дугогасительной камере. После естественного перехода тока через 0 абсолютное значение i_d увеличивается, следовательно сокращение участка

зывается недостаточным для поддержания её горения, т. е. когда напряжение на дуге становится больше напряжения сети. Для случая, представленного на рис.3, при вхождении дуги в решётку напряжение на дуге превышает напряжение сети и, следовательно, дуга гасится достаточно эффективно. В ходе проведенного анализа было выяснено, что напряжение дуги в решётке $U_{d,p}$ практически не влияет на максимальный ток дуги i_{dm} при нахождении её в дугогасительной камере. После естественного перехода тока через 0 абсолютное значение i_d увеличивается, следовательно сокращение участка

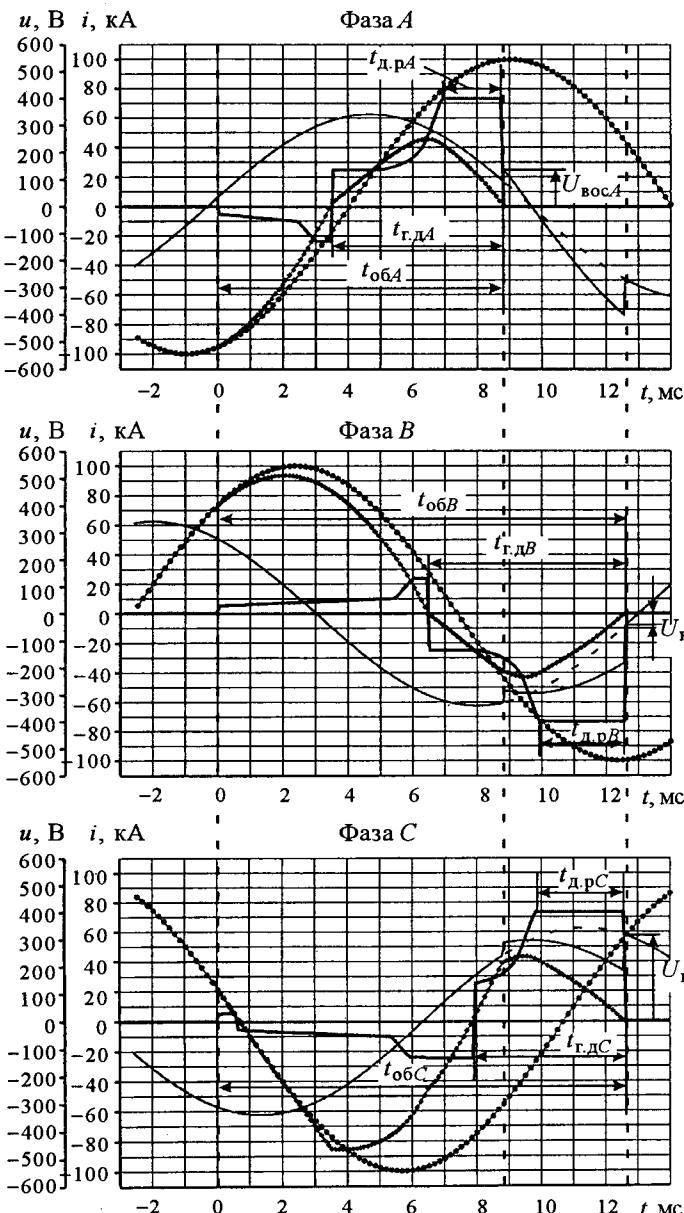


Рис.3. Токи и напряжения при отключении трёхфазного КЗ с учётом процесса гашения дуги ($U_n = 341$ В, $I_m = 100$ кА):

— $i_{ож}$; — u_c ; — u_d ; \bullet — i_d

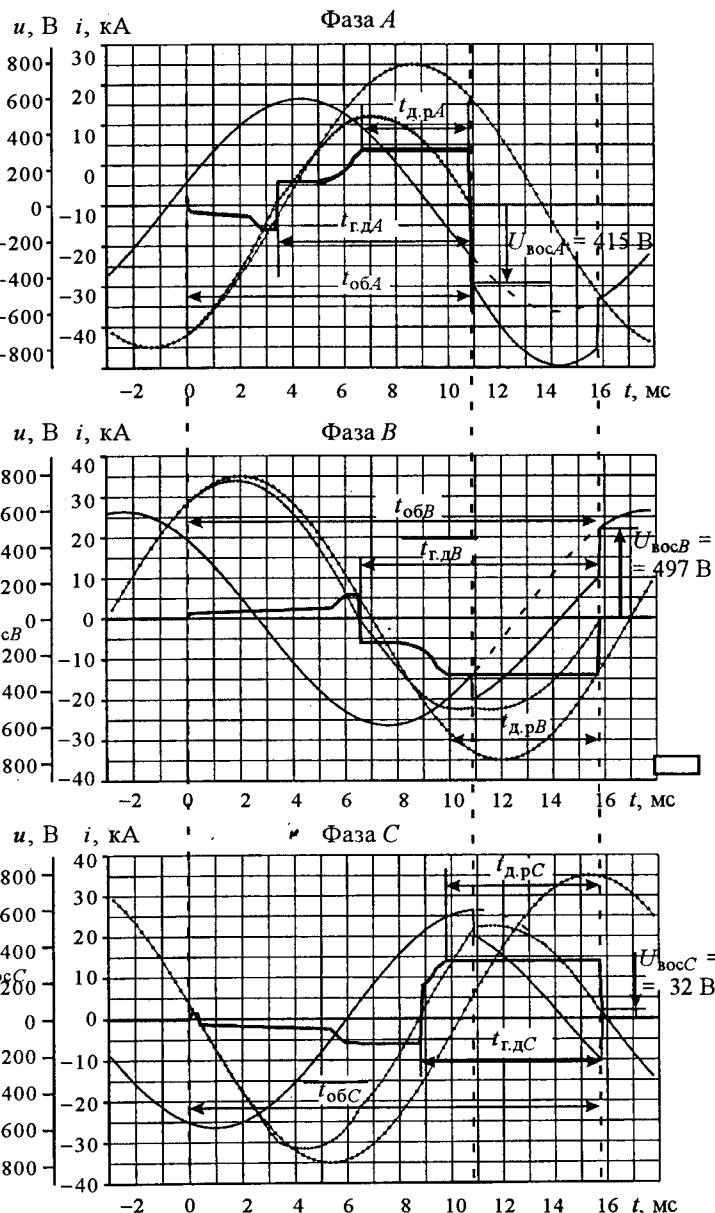


Рис.4. Токи и напряжения при отключении трёхфазного КЗ выключателем с учётом процесса гашения дуги ($U_n = 660$ В, $I_m = 35$ кА):

— $i_{ож}$; — u_c ; — u_d ; \bullet — i_d

стка (t_5, t_9) приводит к уменьшению значения максимального тока дуги i_{dm} , т. е. к увеличению степени токоограничения.

На рис.4 приведены результаты расчёта процесса отключения тока с амплитудным значением 35 кА при КЗ в трёхфазной системе с номинальным напряжением сети 660 В. Первой погасла дуга в фазе A. Время нахождения дуги в решётке $t_{d,p} \sim 4$ мс. Восстановливающееся напряжение достигает значения $U_{bosA} = 415$ В. Затем дуги в фазах B и C гаснут одновременно. Восстановливающееся напряжение в фазе B $U_{bosB} = 497$ В, а в фазе C $U_{bosC} = 32$ В. Время нахождения дуги в решётке в фазе B $t_{d,pB} \sim 6$ мс, в фазе C $t_{d,pc} \sim 7$ мс. Эти времена в 2–3 раза превышают время, за которое гасилась бы дуга в решётке, если бы напряжение $U_{d,p}$ превышало амплитудное значение напряжения сети во время испытания выключателя на отключающую способность.

Таким образом, соотношение напряжений $U_{d,p}$ и U_{isp} влияет на время t_{gd} гашения дуги и восстановливающееся напряжение U_{bos} . Чем меньше отношение $U_{d,p}/U_{isp}$, тем продолжительнее процесс гашения дуги и тем выше значение восстановливающегося напряжения.

Выводы

1. Приведённая методика позволяет рассчитать ток, время гашения дуги, степень токоограничения дугогасительной решётки, выделяемую дугой энергию и построить вольт-амперные характеристики на начальных этапах разработки дугогасительной системы низковольтных небыстродействующих и селективных выключателей до проведения коммутационных испытаний реальных образцов.

2. Оптимизировать процесс отключения можно, подобрав оптимальное поведение кривой напряжения $u_d(t)$ во времени. Форма кривой напряжения обусловлена конструкцией выключателя. Дальнейшие наши усилия будут направлены на исследование конструктивных особенностей, влияющих на кривую напряжения дуги на каждом её характерном участке, с целью построения алгоритма оптимизационного рас-

чёта параметров и геометрии дугогасительной системы небыстродействующих и селективных автоматических выключателей. Некоторые подходы в этом направлении рассмотрены в [1, 5, 6].

Список литературы

1. Таев И.С., Пархоменко С.В., Горшков Ю.Е., Рагулин И.А. Математическая модель для расчёта на ЭВМ дуговых процессов в автоматических выключателях // Изв. вузов. Электромеханика. 1980. №3. С.308–315.
2. Крижанский С.М. Теоретическая модель дуги переменного тока в продольном потоке газа // Электричество. 1975. №6. С. 1–5.
3. Cassie A.M. A new Theory of Arc Rupture and Circuit Severity // CIGRE, 1939. N 102. P.1–14.
4. Свирчук Ю.С. Теория электрической дуги переменного тока / Теория электрической дуги в условиях вынужденного теплообмена. Новосибирск: Наука, 1977. С.87–114.
5. Мещеряков В.П., Самойлов В.В., Топчий А.С. Влияние геометрии дугогасительного устройства на процессы гашения дуги // Электро-Info. 2005. №8. С.48–53.
6. Таев И.С., Горшков Ю.Е., Попова Е.П. Методика оптимизированного расчёта основных параметров дугогасительной камеры автоматического выключателя // Изв. вузов. Электромеханика. 1981. №10. С.1165–1171.
7. Рюденберг Р. Переходные процессы в электроэнергетических системах. М.: ИЛ, 1955.
8. Белкин Г.С. Коммутационные процессы в электрических аппаратах. М.: Знак, 2003.

Мещеряков Валентин Петрович – ведущий научный сотрудник ОАО "Контактор". Окончил электромеханический факультет Ленинградского высшего инженерного морского училища им. адм. С.О. Макарова в 1955 г.

Сибатов Ренат Тимергалиевич – аспирант кафедры теоретической физики Ульяновского ГУ. Окончил физико-технический факультет Ульяновского ГУ в 2006 г.

Самойлов Вадим Владимирович – начальник расчёто-методического сектора НИО ОАО "Контактор", канд. физ.-мат. наук. Окончил физикотехнический факультет Ульяновского ГУ в 1997 г. Защитил диссертацию по теме "Аналитическое и численное моделирование процессов электро- и теплопереноса в многоточечных электрических контактах".

Топчий Алексей Савельевич – начальник научно-исследовательского отдела ОАО "Контактор", канд. техн. наук. Окончил радиотехнический факультет Харьковского института радиоэлектроники в 1974 г.

Обобщённая электрическая машина и обобщённый электромеханический преобразователь

КОПЫЛОВ И.П.

Рассматривается обобщённая электрическая машина с круговым полем как частный случай машины с пульсирующим полем, позволяющей исследовать процессы электромеханических преобразователей энергии, основанные на понятиях фазы.

Primitive electrical machine with circular magnetic field is considered as a machine with pulsed magnetic field. It allows to research electromechanical processes in energy converters based on phase concepts.

В 30-х годах прошлого века Габриэль Крон предложил идеальную двухфазную электрическую машину, к которой сводятся все электрические машины с круговым полем в воздушном зазоре (рис.1,*a*). Для обобщённой машины им были предложены дифференциальные уравнения, описывающие переходные и установившиеся режимы. На рис.1,*a* U_α^s , U_β^s , U_α^r , U_β^r – напряжения на обмотках статора и ротора w_α^s , w_β^s , w_α^r , w_β^r по осям α , β ; ω_r – частота вращения ротора [1–5].

При составлении уравнений обобщённой электрической машины Г. Крон исходил из картины поля в воздушном зазоре, а процессы электромеханического преобразования записывал через уравнения цепей. Таким образом, уже в первых работах по динамике электрических машин использовался полевой подход и теория цепей [1]. Развитие теории электрических машин в последующих работах начиналось с двухфазной машины и шло к многообмоточным, многофазным насыщенным электрическим машинам при несинусоидальном несимметричном напряжении питания. Однофазные и несимметричные трёхфазные и многофазные машины рассматривались с позиций кругового вращающегося магнитного поля.

В обычной индуктивной электрической машине в воздушном зазоре – пространстве, где происходит электромеханическое преобразование энергии, существует бесконечный произвольный спектр гармоник магнитного поля.

Этот спектр имеет бесконечное число нечётных, чётных, дробных гармоник высших и низших по отношению к первой (основной) гармонике [4,5].

Временные гармоники, пришедшие извне с трёх зажимов электрической машины $Z_{\text{э.м.}}$, создают нечётные гармоники (рис.1,*b*). На

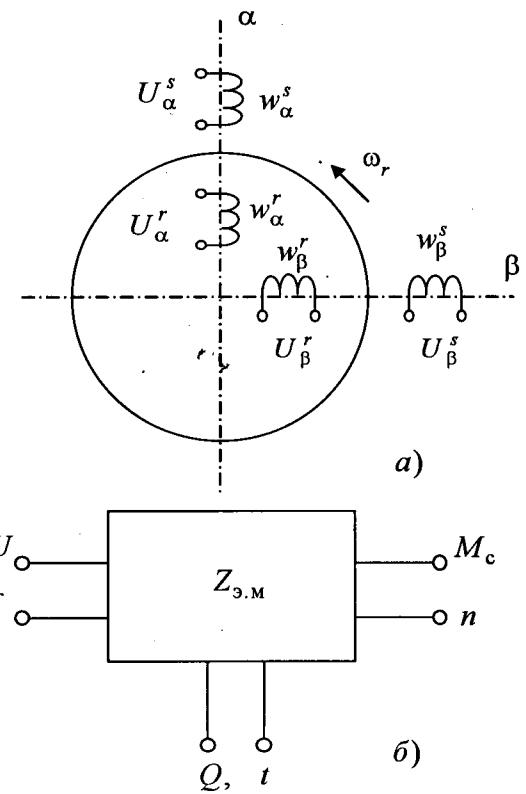


Рис.1. Обобщённая электрическая машина (*a*) и ЭП, как многополюсник (*b*)

рис.1,б U, f – электрические; M_c, n – механические; Q, t – тепловые входы.

Пространственные гармоники создаются самой машиной за счёт её конструктивных особенностей (наличия зубцов на статоре и роторе, неравномерности воздушного зазора, магнитной и электрической несимметрии).

Гармоники комбинационных частот возникают в нелинейной системе, когда на её выходе имеется пара гармоник, а в реальной машине этих пар бесконечно много. Даже машина с круговым полем является нелинейной системой, так как её электромагнитный момент определяется произведением зависимых переменных (токов) [4,5]. Комбинационные гармоники занимают все дробные частоты между временными и пространственными гармониками.

В последние годы электромеханика расширила сферы применения от биодвигателя привода ворсинки бактерии мощностью 10^{-17} Вт до макрообъектов, таких как планеты и звезды [6,7]. Поэтому вместо термина электрические машины (ЭМ), относящегося к промышленным электрическим машинам, применяется термин электромеханический преобразователь (ЭП).

Геометрически уравнениям электромеханического преобразования энергии с бесконечным спектром гармоник соответствует модель обобщённого ЭП, на статоре которого расположены m пар, а на роторе n пар обмоток (рис.2) [4,5].

На рис.2 $w_{1\alpha}^s, w_{2\alpha}^s, \dots, w_{m\alpha}^s$ и $w_{1\alpha}^r, w_{2\alpha}^r, \dots, w_{n\alpha}^r$, $w_{1\beta}^s, w_{2\beta}^s, \dots, w_{m\beta}^s$ и $w_{1\beta}^r, w_{2\beta}^r, \dots, w_{n\beta}^r$ – обмотки на статоре и роторе по осям α и β , $U_{1\alpha}^s, U_{2\alpha}^s, \dots, U_{m\alpha}^s$ и $U_{1\alpha}^r, U_{2\alpha}^r, \dots, U_{n\alpha}^r$, $U_{1\beta}^s, U_{2\beta}^s, \dots, U_{m\beta}^s$ и $U_{1\beta}^r, U_{2\beta}^r, \dots, U_{n\beta}^r$ – напряжения на статоре и роторе по осям α и β , ω_r – частота вращения ротора.

Электромагнитный момент определяется всеми токами, протекающими в контурах машины [4,5]:

$$M = M_{\text{вр}} + M_{\text{вib}} + M_{\text{д.с}} + M_{\text{д.р}}, \quad (1)$$

где $M_{\text{в}}$ – вращающий момент, равный произведению токов, протекающих в разных обмотках статора и ротора; $M_{\text{вib}}$ – вибрационный момент, создающийся произведениями токов, за-

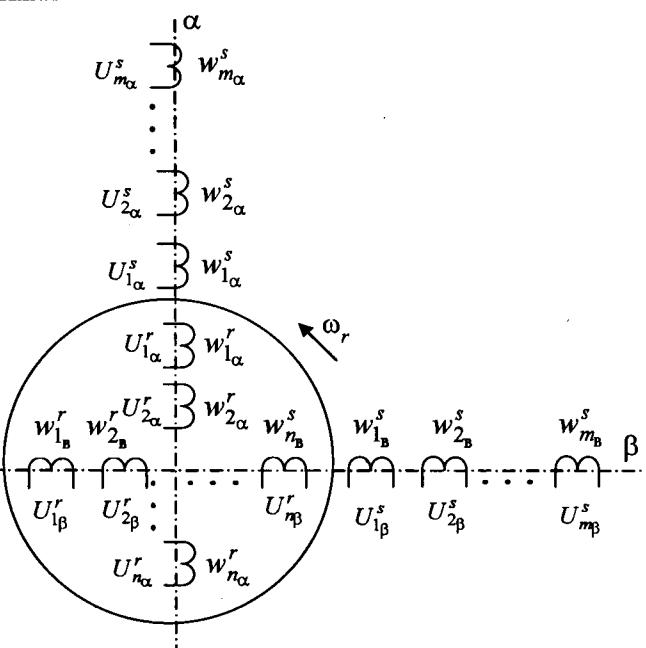


Рис.2. Модель обобщённого ЭП

мыкающихся в одной оси; $M_{\text{д.с}}, M_{\text{д.р}}$ – деформационные моменты статора и ротора, определяемые произведениями токов, протекающих в лобовых частях машины [4,5].

В инженерных расчётах обычно учитывается вращающий момент для кругового поля

$$M_{\text{вр}} = p \frac{m}{2} M (i_{\alpha}^r i_{\beta}^s - i_{\alpha}^s i_{\beta}^r), \quad (2)$$

где m – число фаз; p – число пар полюсов; M – взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора; $i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s, i_{\alpha}^r$ и i_{β}^r – мгновенные значения фазных токов статора и ротора по осям α, β .

Вибрационный момент создаёт вибрации и зависит, в основном, от несимметрии воздушного зазора.

$M_{\text{д.с}}, M_{\text{д.р}}$, действуя на лобовые части обмоток статора и ротора, определяют надёжность ЭМ. Так как поток рассеяния лобовых частей значительно меньше основного потока, $M_{\text{д.с}}$ можно не учитывать при определении $M_{\text{в}}$.

Модель обобщённого ЭП, также как и модель обобщённой ЭМ, может быть представлена в различных системах координат и для многофазного ЭП.

В отличие от теории ОЭМ, которая начинается с кругового поля в зазоре электрической

машины, ОЭП в основе своей имеет однофазную машину (рис.3), в которой имеется пульсирующее поле, состоящее из прямой и обратной составляющих, вращающихся в противоположные стороны с одинаковой скоростью и имеющих одинаковые амплитуды напряжений и токов [4].

Теория ОЭМ начинается с четырёх уравнений напряжений и пятого уравнения моментов, а теория ОЭП в основе своей имеет восемь уравнений напряжений и девятое – уравнение моментов.

Если использовать результирующие векторы напряжений и токов ротора и статора, теория ОЭМ сводится к трём уравнениям, а теория ОЭП начинается с пяти уравнений.

Модель однофазной ЭМ по теории ОЭП имеет две пары обмоток на статоре и роторе, которые создают поля прямой и обратной последовательности (рис.3,б).

Уравнения напряжений однофазной электрической машины

$$\begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Z_1 & 0 \\ 0 & Z_2 \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{vmatrix}, \quad (3)$$

где U_1 , U_2 , i_1 , i_2 – напряжения и токи прямой и обратной последовательности; Z_1 и Z_2 – сопротивления прямой и обратной последовательности.

При определении параметров ротора необходимо учитывать вытеснение тока в пазах ротора.

Вращающий момент однофазной машины, математическая модель которой дана на рис.3,б,

$$\begin{aligned} M_{\text{вр}} &= M_{11} - M_{22} + M_{12} - M_{21} = \\ &= M [(i_{1\beta}^s i_{1\alpha}^r - i_{1\alpha}^s i_{1\beta}^r) - (i_{2\beta}^s i_{2\alpha}^r - i_{2\alpha}^s i_{2\beta}^r) + \\ &+ (i_{1\beta}^s i_{2\alpha}^r - i_{1\alpha}^s i_{2\beta}^r) - (i_{2\beta}^s i_{1\alpha}^r - i_{2\alpha}^s i_{1\beta}^r)], \end{aligned} \quad (4)$$

где M_{11} и M_{22} – вращающие моменты прямой и обратной последовательности; M_{12} , M_{21} – пульсирующие моменты.

При учёте высших или низших гармоник при определении M_3 число пар обмоток и элементарных машин возрастает и растёт число пар произведений токов в уравнении моментов (4) [5].

В зависимости от постановки задачи связи между контурами (обмотками) в уравнениях напряжений и моментов могут учитываться или отсутствовать. Чтобы в двухфазном двигателе получить вращающиеся (магнитные) поля надо иметь сдвиг в пространстве обмоток в двухполюсной машине на 90° и токов во времени на 90° .

В конденсаторном двигателе это достигается за счёт конденсатора и наличия рабочей (1) и пусковой (2) обмоток, сдвинутых в пространстве на 90° (рис.3,в). Когда амплитуда обратного поля равна нулю в зазоре остаётся только круговое поле прямой последовательности. Поле, промежуточное между пульсирующим и круговым, называется эллиптическим [4]. Круговое поле в конденсаторном двигателе имеет место только при определённой нагрузке.

В двухфазный двигатель электромагнитная энергия поступает от двух фаз и коэффициент $m/2$ в уравнении электромагнитного момента (2) равен 1. В однофазной машине этот коэффициент равен $1/2$, соответственно в трёхфазной $3/2$.

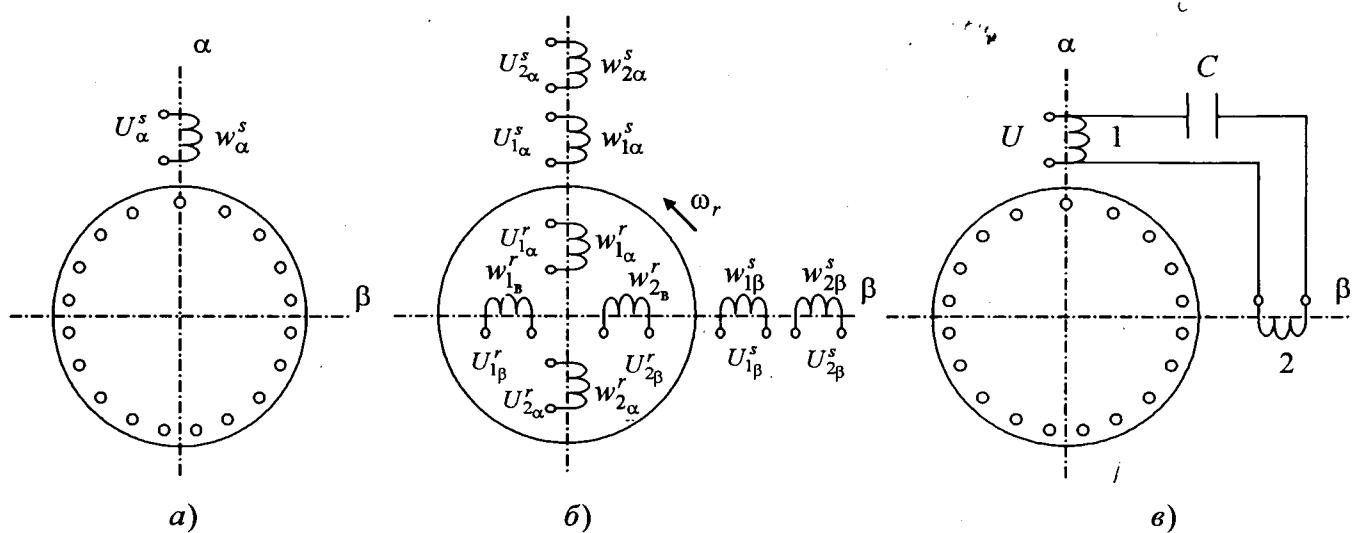


Рис.3. Однофазный по роду питания двигатель

Мощности трёхфазной и двухфазной ЭМ в тех же габаритах одинаковые. Это следует из того, что в двухфазных ЭМ обмотки четырёхзонные, а в трёхфазных – шестизонные и при равных индукциях и линейных нагрузках электромагнитные мощности одинаковые. Поэтому многофазные машины, используя коэффициент $m/2$, при исследованиях приводят к двухфазным, которые описываются двумя уравнениями напряжений вместо m уравнений в многофазных ЭМ [5]. Однако m -фазные и двухфазные ЭМ не одно и тоже, так как поля высших гармоник в зазоре различные. Поэтому моделируя m -фазную машину, целесообразно это делать в непреобразованных координатах [5].

Если ротор однофазной ЭМ неподвижен, его конструкция соответствует дросселю с броневой конструкцией магнитопровода.

От дросселя можно перейти к автотрансформатору и от него – к трансформатору (рис.4). Двигаясь в сторону упрощения, можно перейти к катушке, а от неё – к одному витку (рис.4). Предельными состояниями магнитного поля в однофазных электрических конструкциях являются пульсирующее и круговое поля. В многофазных конструкциях объединяются в общую систему две или m фаз. В трёхфазных системах обмотки соединяются в звезду, треугольник или зигзаг, в многофазных – в много-

лучевую звезду, многоугольник или многофазный зигзаг. Схемы соединения, имеющие образ геометрических фигур, начинаются с трёхфазных систем. В однофазных и двухфазных системах они вырождаются в прямые линии.

В трёхфазных системах в особых условиях находится 3-я гармоника, а в многофазных – соответственно m -я гармоника. Применяя соединение многоугольник (в трёхфазной – треугольник) – многолучевая звезда с нулевым проводом, можно обеспечить компенсацию токов обратной последовательности и высших гармоник [4].

При проектировании несимметричных ЭМ при симметричном напряжении и симметричных ЭМ в несимметричных режимах необходимо учитывать влияние обратной и нулевой последовательностей. Процессы электромеханического преобразования энергии ещё более усложняются в несимметричных режимах при несинусоидальном питании. Это имеет место при частотном регулировании частоты вращения ЭМ, в вентильных ЭМ, а также в других электромеханических системах, где имеется несимметрия.

Уже начиная с элементарного проводника при расчёте его магнитного поля надо учитывать прямые и обратные поля, а в дросселе с ферромагнитным магнитопроводом, подключ-

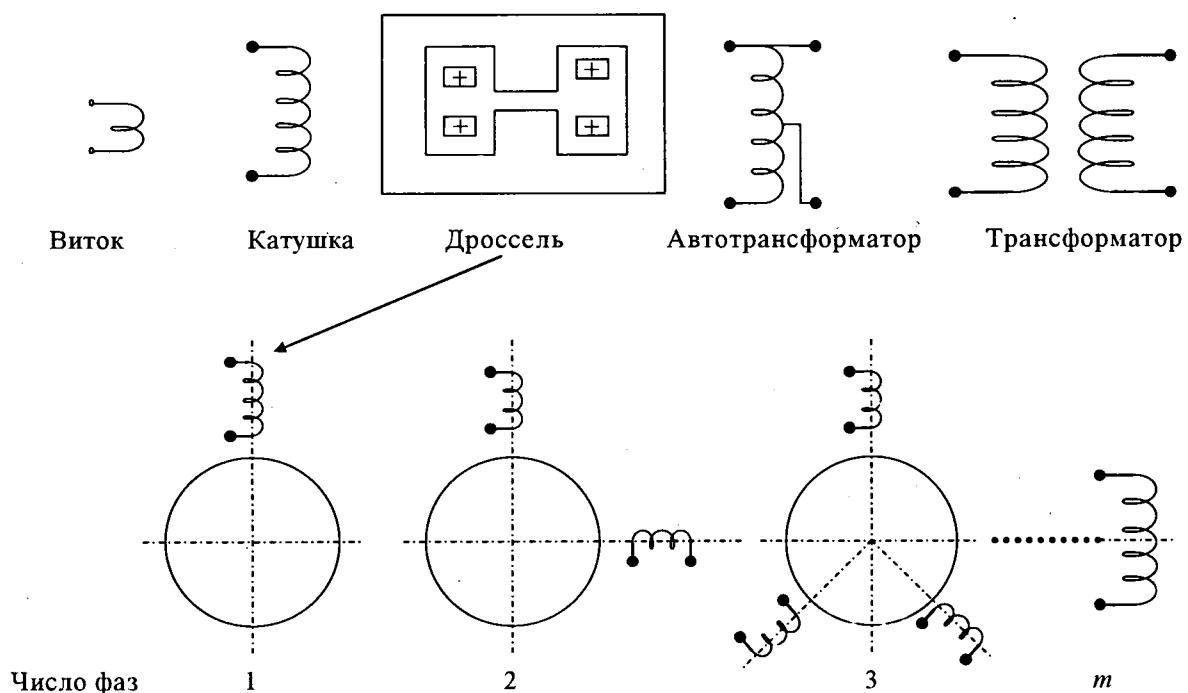


Рис.4. Эволюция однофазных неподвижных (а) и вращающихся (б) цепей

чёенным к однофазной сети, неучёт влияния обратного поля недопустим.

Трёхфазные сети получили основное применение в энергосистемах и начинать проектирование их элементов логично, если понятия о вращающемся и пульсирующем магнитных полях излагаются в предшествующих курсах.

ЭП делятся на три класса – индуктивные ЭП (L), электромеханическое преобразование энергии в которых происходит в магнитном поле; ёмкостные (C) с преобразованием энергии в электрическом поле и индуктивно-ёмкостные (LC), объединяющие в одном агрегате индуктивный и ёмкостный ЭП [4,5].

Наибольшее применение нашли индуктивные ЭП, а их теория – наибольшее развитие. В настоящее время целесообразно достижения в теории индуктивных ЭП перенести на ёмкостные ЭП. Это позволяет сделать теория дуально-инверсной электродинамики. Чтобы получить уравнения ёмкостных ЭП, надо произвести замену $L \leftrightarrow C, M \leftrightarrow C_m, R \leftrightarrow R$, а $U \leftrightarrow I$ [5].

Тогда электромагнитный момент ёмкостной машины

$$M_{\text{sc}} = C_m (U_{\alpha}^r U_{\beta}^s - U_{\alpha}^s U_{\beta}^r), \quad (5)$$

где U_{α}^s , U_{β}^s , U_{α}^r , и U_{β}^r – напряжения на фазах статора и ротора по осям α и β ; C_m – взаимная ёмкость.

Уравнения цепей статора и ротора получаются дуально-инверсной заменой. Уравнения индуктивно-ёмкостных ЭП объединяют уравнения индуктивных и ёмкостных ЭП.

Уравнения ОЭП могут быть составлены для трёх классов ЭП, а также для двух и n -мерных машин с вращающимся ротором и статором. Уравнения для общего случая преобразования энергии для трёх классов ЭП, а также энергетические показатели в динамике приведены в [5,6].

Все ЭП имеют определённое расположение обмоток (фаз) в пространстве и токов во времени. Теория ОЭП применяется для математического моделирования ЭП [8]. Для произвольного положения контуров и токов во времени она может иметь на сегодня лишь качественное применение.

В международном университете природы, общества и человека "Дубна" получены значи-

тельные результаты при применении теории пространство – время для решения ряда практических задач.

На языке пространство – время (LT) контуры расположены по законам двойственной симметрии пространства и времени [9]. Также как теория ОЭП, теория пространство – время (LT) имеет в своей основе тензорную теорию цепей Г. Кроном [1–3].

В общем случае при произвольном расположении и питании фаз уравнения не имеют решения. Можно преклоняться перед Г. Кроном, который в своих работах дал подход к решению большинства частных задач, которые подходят для проблем окружающего нас Мира [1–3]. Это похоже на поиски абсолютной истины, к которой можно приближаться, но познать её до конца не представляется возможным.

Заключение

Теория обобщённой электрической машины справедлива при раздельном рассмотрении пространственных и временных гармоник или иначе для симметричных электрических машин.

При анализе несимметричных по пространству и времени электрических машин следует обращаться к теории обобщённого электромеханического преобразователя.

Список литературы

1. Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978.
2. Крон Г. Исследование сложных систем по частям – диакоптика. М.: Наука, 1972.
3. Крон Г. Применение тензорного анализа в электротехнике. М.: Госэнергоиздат, 1955.
4. Копылов И.П. Электрические машины: Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 2006.
5. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. Учебник для вузов. М.: Высшая школа, 2001.
6. Копылов И.П. Космическая электромеханика: Учебное пособие. М.: Высшая школа, 2005.
7. Копылов И.П. Электромагнитная Вселенная: Учебное пособие. М.: Издательский Дом МЭИ, 2007.
8. Копылов И.П. Куда идет электромеханика // Электротехника. 2007. №12.
9. Большаков Б.Е. Закон природы или как работает Пространство-Время. Российская академия естественных наук. Международный университет природы, общества и человека "Дубна", 2002.
10. Грин Брайан. Элегантная Вселенная. Суперструны, скрытые размерности и поиски окончательной теории. Пер. с англ. М.: Едиториал УРСС, 2004.

Оптимальные регуляторы на основе устройств FACTS для децентрализованного управления крупными ОЭС

МИСРИХАНОВ М.Ш., СИТНИКОВ В.Ф., ШАРОВ Ю.В.

Рассмотрен децентрализованный синтез стабилизирующих регуляторов на основе устройств FACTS в объединённой электроэнергетической системе (ОЭС), обеспечивающих минимум расхода энергии на управление. В основе подхода к решению данной проблемы лежит декомпозиция и агрегирование исходной модели ОЭС на региональные электроэнергетические системы РЭС (подсистемы). Для агрегированных моделей подсистем синтезируется управление на основе квадратических уравнений Риккати или в случае асимптотической устойчивости агрегированных моделей подсистем линейных уравнений Ляпунова.

Is examined the decentralized synthesis of the stabilizing regulators on the basis of the devices FACTS in the integrated system, which ensure the minimum of energy consumption for control. At the basis of approach to the solution of this problem decomposition and aggregation of the initial model of system lies. For the aggregated models of subsystems is synthesized control on the basis of the quadratic equations of Riccati or in the case of the asymptotic stability of the aggregated models of the subsystems of the linear equations of Lyapunov.

Децентрализованному управлению систем посвящена обширная литература [1–5]. Эта проблема особенно актуальна для больших динамических систем, к которым относятся современные электроэнергетические системы (ЭЭС) [3, 6]. Системы управления ЭЭС, в которых локальные регуляторы (автоматические регуляторы скорости турбин, автоматические регуляторы возбуждения синхронных машин, автоматические регуляторы устройств FACTS и т.д.) получают информацию только о локальных подсистемах (шины электростанций, узлов нагрузки, РЭС), приводят к идее децентрализованного управления, т.е. к построению регуляторов, не обменивающихся между собой информацией. Вместе с тем, решение о процессе управления необходимо принимать в условиях наличия взаимосвязей между локальными подсистемами. Это, в свою очередь, требует использования принципов централизованного управления. Таким образом, желание упростить систему управления ЭЭС и разбить потоки информации для её параллельной обработки наталкивается на сложность и неопределенность взаимодействий между подсистемами [3].

Уже практически четыре десятилетия идёт процесс формирования арсенала специальных методов декомпозиции систем и децентрализации процессов управления большими системами. Важную роль в этом процессе сыграли работы Д. Шильяка [3].

Согласно [3] будем рассматривать большую ЭЭС в виде объединённой энергетической системы (ОЭС) как совокупность взаимосвязанных подсистем – РЭС. В силу преимущества специальных структурных особенностей декомпозированной системы, можно значительно понизить размерность в задаче управления. При этом каждая подсистема может рассматриваться независимо, а общее решение получается путём некоторой комбинацией частных решений.

Пусть получена математическая модель ОЭС, состоящая из N РЭС [1, 3]. Будем считать, что линеаризованные уравнения, описывающие поведение в пространстве состояний каждой полностью управляемой i -й подсистемы (РЭС), имеют вид

$$\dot{x}_i = A_{ii}x_i + b_iu_i + \sum_{k=1, k \neq i}^N A_{ik}x_k, \quad i = 1, 2, \dots, N, \quad (1)$$

где $x_i = (x_1^i \ x_2^i \ x_{n_i}^i)^T$ – вектор состояния i -й подсистемы (РЭЭС); n_i – размерность вектора состояния i -й подсистемы (РЭЭС); u_i – скалярное управление внутри РЭЭС.

Последняя составляющая в правой части (1) представляет внешние межсистемные электрические связи (МСС) каждой i -й подсистемы (РЭЭС) с другими подсистемами (РЭЭС), входящими в ОЭС. При этом прямоугольная матрица A_{ik} , моделирующая МСС, имеет размер $n_i \times n_k$.

Для упрощения выкладок предположим, что все пары (A_{ii}, b_i) заданы в канонической сопровождающей форме [7, 8]:

$$A_{ii} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ a_1^i & a_2^i & a_3^i & \dots & a_{n_i}^i \end{pmatrix}; \quad b_i = \begin{pmatrix} 0 \\ \bar{0} \\ \vdots \\ \bar{0} \\ \bar{1} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Это предположение означает, что все РЭЭС (эквивалентированные в трёхузловые ЭЭС с устройством FACTS в одном из узлов ЭЭС), входящие в ОЭС, моделируются в относительных единицах динамическими звенями n_i -го порядка [9]:

$$F_i(p) = (p^{n_i} + a_1^i p^{n_i-1} + \dots + a_{n_i}^i)^{-1},$$

где p – оператор Лапласа.

Цель данной работы состоит в определении для ОЭС (1) децентрализованных стабилизирующих обратных связей с локальными регуляторами $u_i = K_i x_i$, $i = 1, 2, \dots, N$, действующими на устройства FACTS, которые, стабилизируя соответствующие РЭЭС, входящие в ОЭС и выполняя все условия МСС, обеспечивают устойчивость РЭЭС и всей ОЭС в целом. При этом для каждой РЭЭС и МСС должны обеспечить оптимальный переход в послеаварийном переходном процессе при минимуме расхода энергии на стабилизирующее управление.

Введём в рассмотрение для каждой i -й РЭЭС, входящей в (1), квадратичную функцию Ляпунова

$$V_i(x_i) = x_i^T S_i x_i, \quad (3)$$

где S_i – квадратная симметрическая положительно определённая матрица размера $n_i \times n_i$, являющаяся решением алгебраического уравнения Риккати

$$A_{ii}^T S_i + S_i A_{ii} + H_i - \rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i = 0. \quad (4)$$

Здесь H_{ii} – квадратная симметрическая положительно определённая матрица размера $n_i \times n_i$; ρ_i – положительный скаляр, определяющий темп сходимости оптимального процесса [10]. В этом случае каждая функция Ляпунова $V_i(x_i)$ является положительно определённой.

Перепишем уравнение (4) в виде

$$\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i = A_{ii}^T S_i + S_i A_{ii} + H_i$$

и выполним следующее преобразование:

$$x_i^T (\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i) x_i = x_i^T (A_{ii}^T S_i + S_i A_{ii}) x_i + x_i^T H_i x_i.$$

Поскольку в (3) матрица S_i – симметрическая положительно определённая, то

$$(\nabla V_i(x_i))^T A_{ii} x_i = 2x_i^T S_i A_{ii} x_i = x_i^T S_i A_{ii} x_i + x_i^T S_i A_{ii} x_i.$$

Здесь

$$\nabla V_i(x_i) = \left(\frac{\partial V_i(x_i)}{\partial x_1^i} \middle| \frac{\partial V_i(x_i)}{\partial x_2^i} \middle| \dots \middle| \frac{\partial V_i(x_i)}{\partial x_{n_i}^i} \right).$$

Для скаляра $x_i^T R_i A_{ii} x_i$ имеем следующую цепочку утверждений:

$$x_i^T S_i A_{ii} x_i = (x_i^T S_i A_{ii} x_i)^T = x_i^T A_{ii}^T S_i x_i,$$

$$x_i^T A_{ii}^T S_i x_i + x_i^T S_i A_{ii} x_i = (\nabla V_i(x_i))^T A_{ii} x_i;$$

$$x_i^T (A_{ii}^T S_i + S_i A_{ii}) x_i = (\nabla V_i(x_i))^T A_{ii} x_i.$$

Таким образом, без учёта влияния других РЭЭС в (1)

$$x_i^T (\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i) x_i = (\nabla V_i(x_i))^T A_{ii} x_i + x_i^T H_i x_i.$$

Учитывая это влияние, можно записать

$$\begin{aligned} x_i^T (\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i) x_i &= (\nabla V_i(x_i))^T \left(A_{ii} x_i + \sum_{k=1, k \neq i}^N A_{ik} x_k \right) + \\ &+ x_i^T H_i x_i = (\nabla V_i(x_i))^T A_{ii} x_i + \sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(x_i))^T A_{ik} x_k + \\ &+ x_i^T H_i x_i. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что для N систем справедливо соотношение

$$\sum_{i=1}^N \mathbf{x}_i^T (\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i) \mathbf{x}_i = \sum_{i=1}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ii} \mathbf{x}_i + \\ + \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k + \sum_{i=1}^N \mathbf{x}_i^T H_i \mathbf{x}_i.$$

Пусть матрицы S_i, A_{ik} имеют вид

$$S_i = \begin{pmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i & \cdots & S_{1n_i}^i \\ S_{12}^i & S_{22}^i & \cdots & S_{2n_i}^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{1n_i}^i & S_{2n_i}^i & \cdots & S_{n_i n_i}^i \end{pmatrix},$$

$$A_{ik} = \begin{pmatrix} a_{11}^{ik} & a_{12}^{ik} & \cdots & a_{1n_k}^{ik} \\ a_{21}^{ik} & a_{22}^{ik} & \cdots & a_{2n_k}^{ik} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n_i 1}^{ik} & a_{n_i 2}^{ik} & \cdots & a_{n_i n_k}^{ik} \end{pmatrix},$$

тогда

$$(\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k = \left(\frac{\partial V_i(\mathbf{x}_i)}{\partial x_1^i} \middle| \frac{\partial V_i(\mathbf{x}_i)}{\partial x_2^i} \middle| \cdots \middle| \frac{\partial V_i(\mathbf{x}_i)}{\partial x_{n_i}^i} \right) \times \\ \times \begin{pmatrix} a_{11}^{ik} x_1^i + a_{12}^{ik} x_2^i + \dots + a_{1n_k}^{ik} x_{n_i}^i \\ a_{21}^{ik} x_1^i + a_{22}^{ik} x_2^i + \dots + a_{2n_k}^{ik} x_{n_i}^i \\ \vdots \\ a_{n_i 1}^{ik} x_1^i + a_{n_i 2}^{ik} x_2^i + \dots + a_{n_i n_k}^{ik} x_{n_i}^i \end{pmatrix}.$$

Если осуществить умножения после вычисления частных производных, то получим составляющие

$$2 \left(\sum_{l=1}^{n_i} S_{ll}^i a_{ll'}^{ik} \right) x_1^i x_{l'}^k,$$

где $i, k = 1, 2, \dots, N, l = 1, 2, \dots, n_i, l' = 1, 2, \dots, n_k$, для которых справедливы неравенства

$$2 \left(\sum_{l=1}^{n_i} S_{ll}^i a_{ll'}^{ik} \right) x_1^i x_{l'}^k \leq \left| \sum_{l=1}^{n_i} S_{ll}^i a_{ll'}^{ik} \right| \left((x_1^i)^2 + (x_{l'}^k)^2 \right).$$

Используя это свойство, получим более общее неравенство

$$(\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k \leq x_i^T D_{ii}' \mathbf{x}_i + x_i^T D_{ik} \mathbf{x}_k,$$

где D_{ii}' и D_{ik} – диагональные матрицы с действительными неотрицательными элементами, число которых зависит от размера матриц A_{ik} и S_i .

Отсюда можно получить следующие неравенства:

$$\sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k \leq \sum_{k=1, k \neq i}^N (x_i^T D_{ii}' \mathbf{x}_i + x_k^T D_{ik} \mathbf{x}_k);$$

$$\sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k \leq x_i^T D_{ii} \mathbf{x}_i + \sum_{k=1, k \neq i}^N x_k^T D_{ik} \mathbf{x}_k,$$

где $D_{ii} = (N-1)D_{ii}'$.

И далее

$$\sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k \leq \sum_{k=1}^N x_k^T D_{ik} \mathbf{x}_k \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T \times \\ \times A_{ik} \mathbf{x}_k \leq \sum_{i=1}^N x_i^T \left(\sum_{k=1}^N D_{ki} \right) x_i \sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k \leq \\ \leq \sum_{i=1}^N x_i^T M_i \mathbf{x}_i.$$

Здесь $M_i = \sum_{k=1}^N D_{ki}$ – действительная диагональная матрица.

Таким образом, справедливым оказывается неравенство

$$\sum_{i=1}^N \sum_{k=1, k \neq i}^N (\nabla V_i(\mathbf{x}_i))^T A_{ik} \mathbf{x}_k \leq \sum_{i=1}^N x_i^T M_i \mathbf{x}_i. \quad (5)$$

Вычислим диагональную положительно определённую матрицу G_i размера $n_i \times n_i$ как квадратный корень матрицы $G_i G_i^{-T} = M_i$ и выполним преобразование

$$T_i = G_i^{-1} S_i G_i. \quad (6)$$

Пусть матрица T_i имеет только действительные собственные значения (случай 1) или имеет не более одной пары комплексно сопряжённых собственных значений (случай 2).

Случай 1. Пусть β_{\max} – максимальное положительное собственное значение T_i , тогда справедливы неравенства:

$$E_{n_i} \geq (1/\beta_{\max}) T_i; \quad E_{n_i} \geq (1/\beta_{\max}) G_i^{-1} S_i G_i^{-T};$$

$$G_i G_i^{-T} \geq (1/\beta_{\max}) S_i; \quad M_i \geq (1/\beta_{\max}) S_i;$$

$$x_i^T M_i \mathbf{x}_i \geq (1/\beta_{\max}) x_i^T S_i \mathbf{x}_i; \quad x_i^T M_i \mathbf{x}_i \geq 2\lambda_i x_i^T S_i \mathbf{x}_i,$$

где E_{n_i} – единичная матрица размера $n_i \times n_i$; $\lambda_i = (2\beta_{\max})^{-1}$.

Пусть минимальное собственное значение β_{\min} матрицы T_i отрицательно, тогда

$$E_{n_i} \geq (1/\beta_{\min}) T_i; \quad E_{n_i} \geq (1/\beta_{\min}) G_i^{-1} S_i G_i^{-T}.$$

Продолжая рассуждения, как это сделано выше, получаем:

$$x_i^T M_i x \geq 2m_i x_i^T S_i x_i \text{ и } \lambda_i = (2\beta_{\min})^{-1} < 0.$$

Случай 2. В этой ситуации всегда возможно найти такую диагональную положительно определенную матрицу \mathbf{M}_i , что

$$x_i^T S_i x_i \leq x_i^T \mathbf{M}_i x_i; \left(1/\mathbf{a}_{\max}^i\right) x_i^T S_i x_i \leq \left(1/\mathbf{a}_{\max}^i\right) x_i^T \mathbf{M}_i x_i,$$

где \mathbf{a}_{\max}^i – наибольший диагональный элемент матрицы \mathbf{M}_i .

Если \mathbf{a}_{\min}^i – наименьший диагональный элемент матрицы \mathbf{M}_i , то

$$x_i^T S_i x_i \leq x_i^T \mathbf{M}_i x_i;$$

$$\left(\mathbf{a}_{\min}^i / \mathbf{a}_{\max}^i\right) x_i^T S_i x_i \leq \left(\mathbf{a}_{\min}^i / \mathbf{a}_{\max}^i\right) x_i^T \mathbf{M}_i x_i.$$

При этом

$$\left(\mathbf{a}_{\min}^i / \mathbf{a}_{\max}^i\right) x_i^T \mathbf{M}_i x_i \leq x_i^T M_i x_i;$$

$$\left(\mathbf{a}_{\min}^i / \mathbf{a}_{\max}^i\right) x_i^T S_i x_i \leq x_i^T M_i x_i; 2\lambda_i x_i^T S_i x_i \leq x_i^T M_i x_i,$$

где $\lambda_i = 2\left(\mathbf{a}_{\min}^i / 2\mathbf{a}_{\max}^i\right)$ – действительное положительное число.

Окончательно с учётом ранее полученных выражений можно записать

$$\sum_{i=1}^N x_i^T (\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i) x_i \leq \sum_{i=1}^N x_i^T (A_{ii}^T S_i + S_i A_{ii}) x_i + \sum_{i=1}^N x_i^T H_i x_i + \sum_{i=1}^N 2\lambda_i x_i^T S_i x_i, \quad (7)$$

где $\lambda_i = 1/2\beta_{\max}$ или $\lambda_i = 1/2\beta_{\min}$ для случая 1

и $\lambda_i = \mathbf{a}_{\min}^i / \mathbf{a}_{\max}^i$ для случая 2.

Заменив в неравенстве (7) матрицу S_i на \mathbf{S}_i , получим:

$$\sum_{i=1}^N x_i^T (\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i) x_i = \sum_{i=1}^N x_i^T (A_{ii}^T \mathbf{S}_i + \mathbf{S}_i A_{ii}) x_i + \sum_{i=1}^N x_i^T H_i x_i + \sum_{i=1}^N 2\lambda_i x_i^T \mathbf{S}_i x_i, \quad (8)$$

которое редуцируется к алгебраическому уравнению Риккати

$$\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i = (A_{ii} + \lambda_i E_{n_i})^T \mathbf{S}_i + \mathbf{S}_i (A_{ii} + \lambda_i E_{n_i}) + H_i, \quad (9)$$

справедливому при синтезе оптимального квадратичного управления для системы

$$\dot{x}_i = (A_{ii} + \lambda_i E_{n_i}) x_i + b_i u_i. \quad (10)$$

Действительно, из (8) вытекает следующая цепочка равенств:

$$x_i^T (\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i) x_i = x_i^T (A_{ii}^T \mathbf{S}_i + \mathbf{S}_i A_{ii}) x_i + x_i^T H_i x_i + 2\lambda_i x_i^T \mathbf{S}_i x_i;$$

$$\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i = A_{ii}^T \mathbf{S}_i + \mathbf{S}_i A_{ii} + H_i + 2\lambda_i \mathbf{S}_i;$$

$$\rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i = (A_{ii} + \lambda_i E_{n_i})^T \mathbf{S}_i + \mathbf{S}_i (A_{ii} + \lambda_i E_{n_i}) + H_i,$$

что доказывает последнее наше утверждение.

Из сравнения (1) и (10) видно, что исходная математическая модель ОЭС заменена нами агрегированной моделью (10), где компонента $\lambda_i E_{n_i}$ определяет влияние на движение i -й РЭЭС других РЭЭС, вызванное наличием пе-

рекрестных МСС в виде $\sum_{k=1, k \neq i}^N A_{ik} x_k$.

Перепишем уравнения состояния агрегированной системы (10) и алгебраическое уравнение Риккати (9) в виде

$$\dot{x}_i = A_i^M x_i + b_i u_i; \quad (11)$$

$$(A_i^M)^T \mathbf{S}_i + \mathbf{S}_i A_i^M + H_i - \rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i = 0, \quad (12)$$

где $A_i^M = A_{ii} + \lambda_i E_{n_i}$ – модифицированная матрица, в которой, как сказано выше, учтены эффекты перекрестных МСС.

Таким образом, задача стабилизации N связанных РЭЭС вида (1) эквивалентна задаче стабилизации N развязанных РЭЭС вида (11).

Для пар (A_{ii}, b_i) из (1) нами была введена каноническая сопровождающая форма (2). Однако, пары $(A_i^M, b_i) = (A_{ii} + \lambda_i E_{n_i}, b_i)$ имеют форму

$$A_i^M = \begin{pmatrix} \lambda_i & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_i & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_i & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ a_1^i & a_2^i & a_3^i & \cdots & a_{n_i}^i + \lambda_i \end{pmatrix}; \quad b_i = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad (13)$$

не являющуюся канонической сопровождающей формой. С другой стороны, известно [7, 8], что с помощью матричного преобразования А.Н. Крылова

$$K(A_i^M, b_i) = (b_i | A_i^M, b_i | (A_i^M)b_i^2 | \cdots | (A_i^M)^{n_i-1} b_i) \quad (14)$$

форму (13) можно привести к (2). Выполняя такое преобразование, получаем:

$$\widehat{A}_{ii} = K A_i^M K^{-1} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ \widehat{a}_1^i & \widehat{a}_2^i & \widehat{a}_3^i & \cdots & \widehat{a}_{n_i}^i \end{pmatrix};$$

$$b_i = K b_i K^{-1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Для преобразованной системы

$$\widehat{x}_i = \widehat{A}_{ii} \widehat{x}_i + b_i u_i; \quad \widehat{x}_i = K^{-1} x_i. \quad (16)$$

сформируем квадратический критерий качества

$$\widehat{J}_i = \int_0^\infty (\widehat{x}_i^T H_i \widehat{x}_i + \rho_i u_i^2) dt. \quad (17)$$

Тогда на основе решения \widehat{S}_i алгебраического уравнения Риккати

$$\widehat{A}_i^T S_i + S_i \widehat{A}_i + H_i - \rho_i^{-1} S_i b_i b_i^T S_i = 0 \quad (18)$$

можно определить закон оптимального управления (16)

$$u_i = \widehat{K}_i \widehat{x}_i \quad (19)$$

с матрицей регулятора

$$\widehat{K}_i = -\rho_i^{-1} b_i^T \widehat{S}_i. \quad (20)$$

Поскольку в силу невырожденности матрицы А.Н. Крылова (14) преобразование (15) является подобным [7, 8], критерий качества (17) эквивалентен критерию

$$J_i = \int_0^\infty (x_i^T H_i x_i + \rho_i u_i^2) dt. \quad (21)$$

Отсюда следует, что оптимальное управление (19), (20) преобразуется в оптимальное управление системой (11) по формуле

$$u_i = K_i x_i = \widehat{K}_i K x_i.$$

Таким образом, согласно (14), (15), (20) получаем решение поставленной нами задачи синтеза – децентрализованный оптимальный регулятор, обеспечивающий агрегированной системе (11) минимум критерия (21), имеющий вид

$$K_i = -\rho_i^{-1} b_i^T \widehat{S}_i K. \quad (22)$$

Заметим, что поскольку регулятор (22) получен на основе агрегированной матрицы $A_{ii} + \lambda_i E_{n_i}$, с его помощью можно дополнительно решить задачу обеспечения заданного запаса устойчивости. Как показано в [11], это обеспечивается варьированием параметра λ_i .

Вместо критерия качества (21) при условии асимптотической устойчивости подсистем может быть использован критерий (функционал) обобщённой работы (ФОР) А.А. Красовского [10]. Это позволяет заменить квадратическое алгебраическое уравнение Риккати (4) линейным алгебраическим уравнением Ляпунова

$$A_{ii}^T S_i + S_i A_{ii} + H_i = 0,$$

что существенно упрощает методику синтеза.

В качестве примера рассмотрим модель ОЭС, состоящую из трёх РЭЭС, каждая из которых в послеаварийном режиме моделируется звеном четвёртого порядка [9]:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1^1 \\ \dot{x}_2^1 \\ \dot{x}_3^1 \\ \dot{x}_4^1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2^1 \\ x_3^1 \\ x_4^1 \\ -6x_2^1 - 11x_3^1 - 6x_4^1 + u_1 + 0,05x_2^2 + 0,04x_2^3 \end{pmatrix};$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1^2 \\ \dot{x}_2^2 \\ \dot{x}_3^2 \\ \dot{x}_4^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2^2 \\ x_3^2 \\ x_4^2 \\ -2x_3^2 - 3x_4^2 + u_2 + 0,04x_2^1 + 0,02x_2^3 \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1^3 \\ \dot{x}_2^3 \\ \dot{x}_3^3 \\ \dot{x}_4^3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_2^3 \\ x_3^3 \\ x_4^3 \\ 6x_2^3 - x_3^3 - 4x_4^3 + u_1 + 0,03x_2^1 + 0,04x_2^2 \end{pmatrix}.$$

Моды колебаний рассматриваемой ОЭС определяются следующим множеством собственных значений

$$\{-3,012; -2,988; -2,009 \pm j0,03; -0,999 \pm j0,031; -1,984; 0; 0; 1; 0,0001\}. \quad (23)$$

Из анализа (23) следует, что рассматриваемая ОЭС в послеаварийном режиме является статически неустойчивой.

Выпишем матрицы систем в терминах математической модели (1):

$$A_{11} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -6 & -11 & -6 \end{pmatrix}; A_{12} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,05 & 0 & 0 \end{pmatrix}; S_2 = \begin{pmatrix} 3,5170 & 5,6847 & 4,1676 & 1 \\ 5,6847 & 15,8253 & 13,6576 & 3,5170 \\ 4,1676 & 13,6576 & 14,1746 & 3,6847 \\ 1 & 3,5170 & 3,6847 & 1,1676 \end{pmatrix}; \quad (30)$$

$$A_{13} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,04 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad (24)$$

$$S_3 = \begin{pmatrix} 3,6567 & 6,1856 & 5,2317 & 1 \\ 6,1856 & 17,3868 & 18,1307 & 3,6567 \\ 5,2317 & 18,1307 & 24,7047 & 5,1856 \\ 1 & 3,6567 & 5,1856 & 1,2317 \end{pmatrix}. \quad (31)$$

$$A_{22} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -2 & -3 \end{pmatrix}; A_{21} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,04 & 0 & 0 \end{pmatrix};$$

$$A_{23} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,02 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad (25)$$

$$A_{33} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 6 & -1 & -4 \end{pmatrix}; A_{31} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,03 & 0 & 0 \end{pmatrix};$$

$$A_{32} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,04 & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad (26)$$

$$b_1 = b_2 = b_3 = (0 \mid 0 \mid 0 \mid 1)^T. \quad (27)$$

Будем считать, что заданы следующие параметры критериев (21):

$$H_1 = H_2 = H_3 = E_4, \rho_1 = \rho_2 = \rho_3 = 1. \quad (28)$$

Найдем решения алгебраических уравнений Риккати (4) с учётом (24)–(28):

$$S_1 = \begin{pmatrix} 7,8202 & 12,0776 & 6,2574 & 1 \\ 12,0776 & 22,1915 & 11,9341 & 1,8202 \\ 6,2574 & 11,9341 & 7,7542 & 1,0776 \\ 1 & 1,8202 & 1,0776 & 0,2574 \end{pmatrix}; \quad (29)$$

Используя (5), (6) и (29)–(31), вычислим значения скаляров $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$:

$$\lambda_1 = (1/2\beta_{1\max}) = [1/(2 \cdot 5)] = 0,1; \lambda_2 = [1/(2\beta_{2\min})] = -[1/(2 \cdot 0,7904)] \approx -0,6328; \lambda_3 = [1/(2\beta_{3\min})] = -[1/(2 \cdot 5,4945)] \approx -0,091. \quad (32)$$

Значения (32) позволяют нам записать матрицы A_i^M для агрегированных систем (11). В данном случае

$$A_1^M = A_{11} + \lambda_1 E_4 = \begin{pmatrix} 0,1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0,1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0,1 & 1 \\ 0 & -6 & -11 & -5,9 \end{pmatrix}; \quad (33)$$

$$A_2^M = A_{22} + \lambda_2 E_4 = \begin{pmatrix} -0,6328 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -0,6328 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -0,6328 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -3,6328 \end{pmatrix}; \quad (34)$$

$$A_3^M = A_{33} + \lambda_3 E_4 = \begin{pmatrix} -0,091 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -0,091 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -0,091 & 1 \\ 0 & 6 & -1 & -4,091 \end{pmatrix}. \quad (35)$$

Составим далее матрицы А.Н. Крылова (14) K_1, K_2, K_3 для (33)–(35), соответственно. После невырожденных преобразований по типу (15) получим матрицы

$$\hat{A}_1 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0,5395 & -0,2959 & -5,9417 & -4,7772 \end{pmatrix};$$

$$\hat{A}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -6,1567 & -15,0547 & -14,603 & -6,4642 \end{pmatrix};$$

$$\hat{A}_3 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1,7596 & -9,2899 & -10,9112 & -6,1570 \end{pmatrix}.$$

Определяя далее матрицы-решения \hat{S}_1 , \hat{S}_2 , \hat{S}_3 алгебраических уравнений Риккати (18) для $i = 1, 2, 3$, а затем используя формулы (22), окончательно получим матрицы децентрализованных оптимальных регуляторов устройств FACTS:

$$\begin{aligned} K_1 &= (-1,0467 \mid -2,6256 \mid -1,1798 \mid -0,2843); \\ K_2 &= (-0,7441 \mid -2,6356 \mid -1,6794 \mid -0,4029); \\ K_3 &= (-0,9605 \mid -13,3048 \mid -8,1428 \mid -1,7551). \quad (36) \end{aligned}$$

Замкнутая ОЭС с децентрализованными оптимальными регуляторами (36) имеет устойчивые моды колебаний, определяемые собственными значениями

$$\{-3,458; -3,860; -2,207; -1,337 \pm j0,461; -0,867 \pm j0,893; -0,356 \pm j0,755; -0,484; -0,161; -0,151\}.$$

Переходные процессы в замкнутой ОЭС в послеаварийном режиме иллюстрирует норма $\|e^{At}\|$, график которой представлен на рисунке.

Выводы

1. Изучена проблема децентрализованного синтеза стабилизирующих регуляторов на основ-

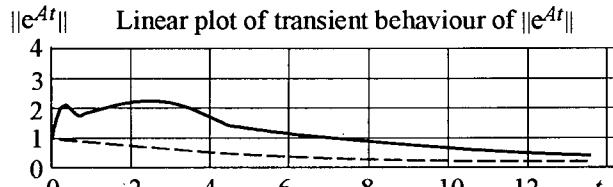


График $\|e^{At}\|$ ОЭС с децентрализованными оптимальными регуляторами

ве устройств FACTS в ОЭС, обеспечивающих минимум расхода энергии на управление и минимум потерь электроэнергии в электрической сети ОЭС.

2. В основе подхода к решению данной проблемы лежит декомпозиция и агрегирование исходной модели ОЭС на модели РЭЭС с учётом МСС. Оптимальное управление вычисляется на основе решений квадратических уравнений Риккати для агрегированных моделей РЭЭС.

3. В случае асимптотической устойчивости агрегированных моделей РЭЭС для оптимального управления устройств FACTS в ОЭС может быть применен ФОР А.А. Красовского, использование которого приводит к необходимости решения линейных уравнений Ляпунова.

4. Принципиальным предположением является существование канонической сопровождающей формы. Для её получения применяется преобразование с помощью матрицы А.Н. Крылова.

Список литературы

1. Mahalanabis A.K., Singh R. On decentralized feedback stabilization of large-scale interconnected systems // Int. J. Control. 1980. Vol.32. P.115–126.
2. Ioannou P., Kokotovic P. Decentralized adaptive control of interconnected systems with reduced-order models // Automatica. 1985. Vol.21. P.401–412.
3. Шильяк Д.Д. Децентрализованное управление сложными системами. М.: Мир, 1994.
4. Lui X., Huang G. Global decentralized robust stabilization for interconnected uncertain nonlinear systems with multiple inputs // Automatica. 2001. Vol.39. P.1435–1442.
5. Rotkowitz M., Lall S. Decentralized control Information Structures Preserved Under Feedback // In Proc. IEEE Conf. on Decision and Contr. 2002.
6. Автоматизация диспетчерского управления в электроэнергетике / Под общ. ред. Ю.Н. Руденко, В.А. Семёнова. М.: Изд-во МЭИ, 2000.
7. Воронов А.А. Введение в динамику сложных управляемых систем. М.: Наука, 1985.
8. Мисриханов М.Ш. Классические и новые методы анализа многомерных динамических систем. М.: Энергоатомиздат, 2004.
9. Ежков В.И., Зеленохат Н.И., Литкенс И.В. и др. Переходные процессы электрических систем в примерах и иллюстрациях. М.: Знак, 1996.
10. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. М.: Наука, 1987.
11. Мисриханов М.Ш. Инвариантное управление многомерными системами. Алгебраический подход. М.: Наука, 2007.
12. Баринов В.А., Соловьев С.А. Режимы энергосистем: методы анализа и управления. М: Энергоатомиздат, 1990.

Российская электротехнологическая компания ЗАО "РЭЛТЕК"

В июне 1996 г. на международной выставке "Электро-96" впервые появилась экспозиция Российской электротехнологической компании ЗАО "РЭЛТЕК" из Екатеринбурга, представившей образцы новейшего электротермического и ультразвукового оборудования. Уже тогда фирма привлекла внимание специалистов разнообразием и новизной сложной, научноёмкой продукции: металлургам предлагались агрегатированные комплексы индукционной плавки, закалки и отжига металлов токами высокой и средней частоты; машиностроителям – ультразвуковые установки для очистки деталей; химикам – ультразвуковые агрегаты для дегазации растворов и расплавов. Непременной частью каждого комплекса были современные преобразователи частоты с электронными системами управления.

Годом рождения Российской электротехнологической компании стал 1995. Изначально в неё вошли опытный завод ЦНИИМЕТ и две инжиниринговые фирмы – "УПИ-Резонанс" и "ЭЛТЕРМ".

Одним из основателей и бессменным руководителем ЗАО "РЭЛТЕК" является Александр Юрьевич Петров. Окончив в 1983 г. электротехнический факультет Уральского политехнического института (ныне УГПУ (УПИ)), он остался на кафедре техники высоких напряжений, поступил в аспирантуру, где серьёзно занимался проблемами силовой электроники.

Разрабатывая собственную стратегию инновационного развития предприятия, А.Ю. Петров считал своей первоочередной задачей – создание "мозгового центра", способного не только разрабатывать конкурентоспособный продукт, но и обеспечивать должное технологическое развитие производства.

В ЗАО "РЭЛТЕК" идёт непрерывное переоснащение производства, начиная от заготовительных и сборочных цехов, участка изготовления печатных плат и кончая испытательными лабораториями. Только в 2005–2006 гг. на такое оборудование было затрачено более миллиона евро.

Как правило, процесс разработки и изготовления термического и ультразвукового оборудования сопровождается изобретениями, патентами, авторскими свидетельствами, а также публикациями в научных журналах и средствах массовой информации.

Продукция ЗАО "РЭЛТЕК" одобрена Разрешениями Федеральной службы по техническому надзору. Получено Разрешение Промбезопасности на право разработки и применения электротермического оборудования. Высокое качество изготовления всей продукции и её соответствие требованиям международных стандартов подтверждены сертификатами фирмы "КЕМА", "Росстандарт", ОАО "Стандартэлектро" и многочисленными почётными дипломами крупных выставок, где демонстрируются достижения в машиностроении, обрабатывающей промышленности, литейном производстве, здравоохранении и других секторах экономики.

Руководство ЗАО "РЭЛТЕК" ориентирует производство на удовлетворение заказов прежде всего российских предприятий. Заказчиками среднечастотных печей стали московские заводы имени Хруничева, "Протон", "Прогресс", корпорация "ТВЭЛ", "Мосфольга", а также Южно-Уральский арматурно-изоляторный завод, Барнаульский "Алтайдизель", Уфалейский завод metallurgического машиностроения и другие предприятия из разных регионов России, включая Сибирь и Дальний Восток. Комплексы индукционной плавки были поставлены Уральскому электрометаллургическому заводу и многим другим.

Большое количество заказов поступает от машиностроителей стран ближнего зарубежья – Казахстана, Белоруссии, Украины, Узбекистана. Для Марийского машиностроительного завода (Туркмения) специалисты ЗАО "РЭЛТЕК" разработали индукционно-плавильную установку ёмкостью 5 т, специально предназначеннную для изготовления крупногабаритных деталей насосов, обеспечивающих перекачку воды на поля и населенные пункты республики.

Растут поставки и в дальнее зарубежье. В Израиль поставлены вакуумные печи ёмкостью 10 и 20 кг для получения аморфных сплавов, в Южную Корею – установки левитационной плавки для получения нанопорошков, в Монголию – печи для плавки золота. Продукция ЗАО "РЭЛТЕК" закуплена также фирмами Германии, Китая, Испании, Франции и некоторых других стран. Готовится к поставке австралийской фирме уникальный станок для закалки штоков гидроцилиндров.

ЗАО "РЭЛТЕК" реализует любой проект "под ключ", проводя все проектно-конструкторские, монтажные и пуско-наладочные работы, причём нередко с полной отработкой технологического процесса и обучением персонала. В немалой степени заказчика привлекает то, что в поступающем на рынок оборудовании используются комплектующие в основном отечественного производства, и проблем с их приобретением не возникает: они всегда есть в запасе и на складе готовой продукции. Плюс к этому – высокоорганизованное сервисное обслуживание, что также способствует бесперебойной эксплуатации оборудования.

Нестандартно решает руководство ЗАО "РЭЛТЕК" и вопросы расчёта с заказчиком, используя систему гибкой оплаты контрактов. Заказчику предлагается на выбор любая система – лизинг, рассрочка, пролонгирование оплаты по этапам. Отсрочка платежей предоставляется только крупным и государственным предприятиям, причём, разумеется, под определенные гарантии. В любом случае вопросы оплаты решаются индивидуально с каждым заказчиком.

Если же заказ поступает от технического вуза, используется особый вариант льготной оплаты: с вузом заключается договор о совместной подготовке выпускников для работы в цехах или лабораториях предприятия. "РЭЛТЕК" поставляет заказанное оборудование и получает взамен подготовленных молодых специалистов. Такие договоры заключены с кафедрой электротехники Уральского ГПУ (бывший УПИ), Хабаровским политехническим, Московским институтом стали и сплавов, Самарским и Нижегородским политехническим университетами.

В продвижении продукции предприятия на рынок особая роль в работе с заказчиками отведена Представительству ЗАО "РЭЛТЕК" в Москве. Ведутся тщательные маркетинговые исследования, выявляются потребности различных категорий заказчиков электротехнологического оборудования, с которыми проводятся методические консультации. За последнее время силами представительства проведён мониторинг на ряде промышленных предприятий Москвы и Московской области, Ярославской и Тульской областей. В результате заказчиками продукции ЗАО "РЭЛТЕК" стали Тутаевский машиностроительный завод, Фрезерный завод (г. Дмитров), Камовский радиотехнический завод, один из оборонных заводов г. Королёва. Всё это в немалой степени содействует установлению непосредственных

связей производителя с потребителем, при которых в ряде случаев отпадает потребность в привлечении дорогостоящих дилеров.

Установлению прямых связей производителя с потребителем способствует и активная работа представительства по организации экспозиции ЗАО "РЭЛТЕК" на отечественных и международных выставках, проведению презентаций, научно-технических конференций, семинаров, симпозиумов, круглых столов с широким рекламно-информационным обеспечением каждого из мероприятий.

Убедившись в несомненной пользе Московского представительства, руководство ЗАО "РЭЛТЕК" расширяет сеть таких структур на Украине (г. Запорожье), Белоруссии и Казахстане.

Бывшее малое предприятие ЗАО РЭЛТЕК" с начальной численностью 60 человек теперь стало лидером в разработке и изготовлении современного научного электротехнологического оборудования. Сегодня на предприятии работает около 500 человек. Многократно расширилась номенклатура – она насчитывает более 60 видов индукционных

Технические характеристики установок индукционных плавильных (УИН)

Назначение технологии	Максимальная мощность, кВт	Рабочая частота, Гц
Закалка: – буровых штанг и других цилиндрических изделий длиной до 4,3 м; – валков прокатных станов; – зубьев колес; – инструмента и др.	630	8 – 66
Пайка: – пайка буровых коронок, резцов и инструмента; – лопаток турбин, труб; – диффузионная сварка	630	2,4 – 440
Термообработка: – сварных соединений трубопроводов; – отжиг эмаль-посуды; – высадка болтов; – развалицовка концов труб	100 - 800	0,5 – 10
Наплавка: – внутренних поверхностей; – цилиндрических изделий; – поверхностей плоских деталей; – автоклапанов	100	8 – 10
Нагрев деталей перед штамповкой.	1000	0,5 – 2,4
Трубогиб	800	–

Параметры модельного ряда двухпостовых тандемных установок (УИП)

Параметры установки при однопостовой плавке чугуна	Вместительность печи, т							
	1	2	3	4	6	8	10	16
Почасовой темп плавки чугуна при технологических перерывах 20%, т/ч	1,15	1,72	2,62	3,8	5,33	8,15	8,31	16
Суточная производительность печи при 8 ч работы, т/сут	9,2	13,8	21	30	42,6	65,2	66,5	128
Мощность источника питания, кВт	800	1200	1800	2600	3600	5400	5400	10000
Расход электроэнергии на плавку 1 т чугуна, кВт·ч/т	560	560	550	550	540	530	520	500
Напряжение и частота на индукторе печи, кВ/кГц	1,0/1,0	1,5/0,5	1,8/0,25	1,8/0,25	1,8/0,25	3,0/0,25	3,0/0,25	3,0/0,15

Параметры модельного ряда двухпостовых плавильных установок (УИПД) с распределительной системой электропитания

Параметры и производительность УИПД при двухпостовой плавке чугуна	Вместительность печи, т							
	1	2	3	4	6	8	10	16
Почасовой темп плавки чугуна при технологических перерывах 20%, т/ч	1,4	2,46	3	4,27	6,17	9,6	13,09	18,75
Суточная производительность печи при 8 ч работы, т/сут	11,2	19,68	24	34,16	49,31	76,8	104,72	150
Суммарная мощность источника питания, кВт	800	1200	1800	2600	3600	5400	7200	10000
Расход электроэнергии на плавку 1 т чугуна, кВт·ч/т	560	560	550	550	540	530	520	500
Напряжение и частота на индукторе печи, кВ/кГц	1,0/1,0	1,5/0,5	1,8/0,25	1,8/0,25	1,8/0,25	3,0/0,25	3,0/0,25	–

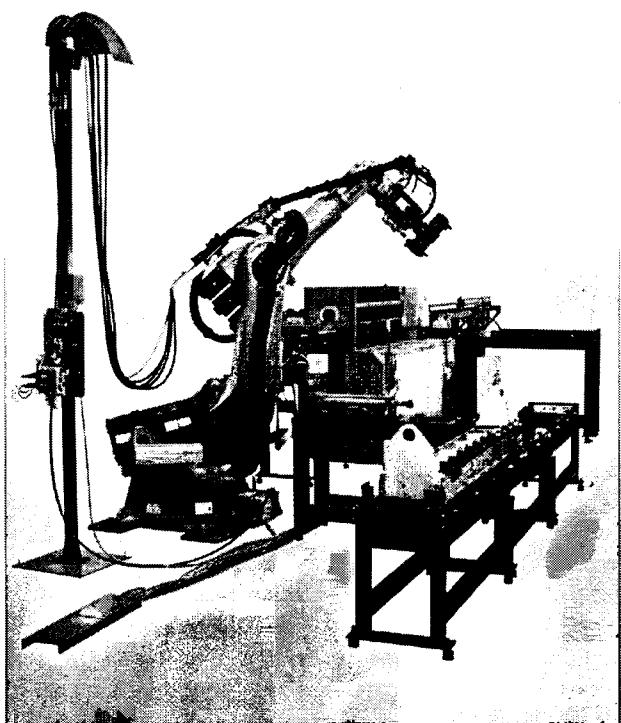
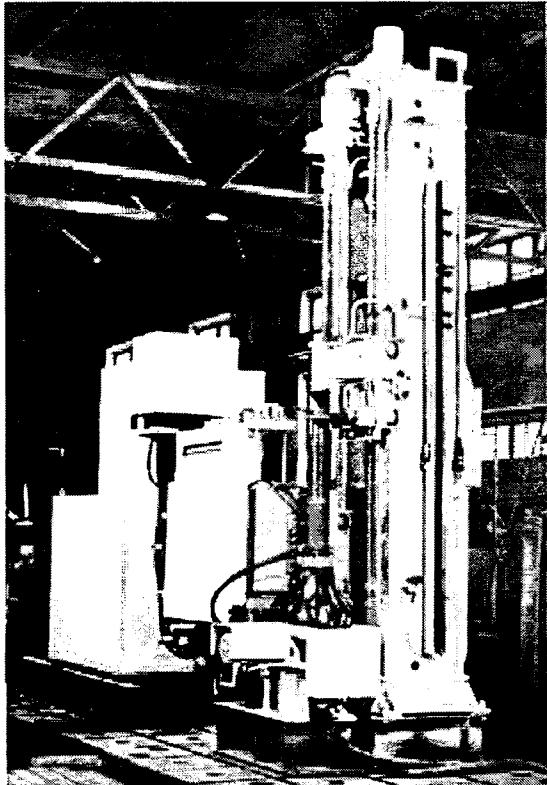
печей, включая лабораторные печи и универсальные закалочные установки, выполненные по индивидуальным заказам, более 40 видов ультразвуковых ванн и технологических ультразвуковых линий, порядка 30 видов тиристорных и полупроводниковых преобразователей. В обновленных цехах завода можно увидеть высокопроизводительный металлообрабатывающий комплекс фирмы "АМАДА" (Япония), токарно-фрезерные станки, закупленные в Германии и США, линию порошковой окраски, новейшие машины газо-плазменной сварки и другое высокопроизводительное оборудование, на котором можно производить конкурентоспособные изделия.

Заключение всё новых и новых контрактов настоятельно требует расширения производства. Приобретение завода "Роботерм" (Чехия) позволило пополнить номенклатуру компании новым видом продукции – комплектными нагревателями для кузнеч-

но-прессового производства. Потребность в них в России достаточно велика, и "Роботерм" уже поставляет российским и зарубежным заказчикам полные комплекты такого оборудования вместе с тиристорными преобразователями частоты производства ЗАО "РЭЛТЕК". С вступлением Чехии в ЕС открываются новые возможности для продажи продукции ЗАО "РЭЛТЕК" на зарубежных рынках: она будет поступать туда непосредственно через "Роботерм", минуя существующие до сих пор в Европе сложные бюрократические барьеры.

Года полтора назад был приобретен еще один завод в г. Полевском, недалеко от Екатеринбурга – "Энергомаш". Уже вошел в строй крупный цех, в котором организовано сборочное производство многотоннажных, преимущественно среднечастотных печей и установок индукционного нагрева.

Таким образом, сегодня в группу компаний



Индукционная установка для закалки УИНЗ-250-8

Индукционная установка для нагрева композиционных заготовок УИНК

"РЭЛТЕК" входят: завод "РЭЛТЕК", НПП "ЭЛТЕРМ", НПП "УПИ-РЕЗОНАНС" (Екатеринбург), завод "ЭНЕРГОМАШ" (г. Полевский Свердловской области) и завод "Роботерм" (Чехия).

Результатом целенаправленной политики, осуществляющей руководством предприятия, стал выпуск широкой гаммы индукционных плавильных печей ёмкостью от 0,25 до 16 т, работающих на средних и высоких частотах, современных установок для сквозной и поверхностной термообработки узлов и деталей машиностроительного производства, уникальных полупроводниковых преобразователей частоты, оснащённых системами самодиагностики и защиты, мощных ультразвуковых установок различного назначения.

Создаётся уникальный в своем роде Центр термообработки и литья, который в скором времени сможет предложить предприятиям Уральского региона услуги по термообработке и литью изделий для машиностроения. ЗАО "РЭЛТЕК" предлагает аналогично западному опыту передать на кооперацию эти достаточно сложные технологические переделы. Вместе с тем наличие такого Центра позволит отрабатывать новые технологические решения для заказчиков ЗАО "РЭЛТЕК" и проводить обучение их специалистов.

Продолжается модернизация парка оборудования на заводах компании. Научно-техническим центром "РЭЛТЕК" составлен план НИР и ОКР на период до 2010 г., которым предусмотрено дальнейшее расширение номенклатуры и стопроцентный перевод оборудования на суперсовременные цифровые системы управления на базе контроллеров и мини-ЭВМ. Планируется также внедрение роботизированных комплексов в ядерной и авиакосмической промышленности и подготовка гаммы новейшего технологического оборудования для оснащения авиастроительных предприятий согласно утвержденной Правительством РФ программе. Предусмотрено также создание серии ультразвуковых установок специально для кабельной промышленности и производства углеводородного волокна. Развертываются работы по созданию уникальных печей для получения наноматериалов и их обработки в вакууме. ЗАО "РЭЛТЕК" активно сотрудничает с рядом научных организаций и фирм в целях создания комплексных установок и линий для нужд metallургической, машиностроительной и ядерной промышленности России.

Троицкая Т.Б.

Ежемесячный научно-технический журнал "Электротехника" издаётся с января 1930 г. Журнал рассчитан на широкий круг читателей — специалистов различных отраслей машиностроения. В журнале публикуются статьи о последних достижениях по теории и практике электротехники, разработках перспективных и современных видов электротехнического оборудования, их производстве и эксплуатации. Журнал "Электротехника" распространяется по подписке через "Роспечать" (индекс 71111), переводится в США, оглавления журнала можно получить через службу Инфомаг.

Адрес сайта: <http://www.infomag.ru>.



Журнал "Электротехника" переводится на английский язык и выходит в США в издательстве "ALLERTON PRESS, INC" в полном объёме. Российское авторское общество (РАО) выплачивает гонорар авторам статей, опубликованных в журнале.

Справки по тел.: **203-33-35.**



Вниманию руководителей предприятий, объединений,
НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала "Электротехника" предлагает услуги по подготовке и выпуску на договорных условиях специальных (тематических) номеров журнала "Электротехника" по тематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону: (495) **361-95-96**