

ЭЛЕКТРИЧЕСТВО



1973

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

11

*Да здравствует Великий Октябрь, открывший
новую эпоху всемирной истории — эпоху революцион-
ного обновления мира, перехода от капитализма
к социализму!*

(Из Призывов ЦК КПСС к 56-й годовщине
Великой Октябрьской социалистической революции)

УДК 62-83:62.314.26

Современное состояние и перспективы развития электроприводов переменного тока с преобразователями частоты с непосредственной связью

СЛЕЖАНОВСКИЙ О. В., ДАЦКОВСКИЙ Л. Х., КОЧЕТКОВ В. Д., КУЗНЕЦОВ И. С.,
ТАРАСЕНКО Л. М., ЛОКТЕВА И. Л. (ВНИИэлектропривод), ЭТТИНГЕР Е. Л.,
БЕРНШТЕЙН И. Я. (ВНИИЭМ), ГРАБОВЕЦКИЙ Г. В. (НЭТИ),
ЯНКО-ТРИНИЦКИЙ А. А., БОРОДИНА И. В., ВЕЙНГЕР А. М., СЕРЫЙ И. М.,
ТАРТАКОВСКИЙ Ю. С. (УПИ)

Преобразователи частоты с непосредственной связью. Одним из распространенных типов тиристорных преобразователей для систем автоматизированного электропривода переменного тока являются преобразователи частоты с непосредственной связью (ПЧНС) и естественной коммутацией тока в вентилях [Л. 1 и 2]. Такой преобразователь может быть выполнен практически по любой из известных силовых схем.

Основные характеристики. К достоинствам ПЧНС относятся:

возможность обеспечения любого заданного соотношения между напряжением и частотой на выходе, а также возможность получения заданных напряжений при частотах, близких к нулю;

достаточно высокая перегрузочная способность;

возможность двустороннего обмена мощностью между питающей сетью и нагрузкой без дополнительного усложнения схемы, что позволяет обеспечить работу двигателя в четырех квадрантах поля механических характеристик;

возможность с помощью выбора закона управления вентилями получения на выходе преобразователя кривой напряжения практически без гармоник с частотами, кратными частоте вторичной сети.

Из недостатков ПЧНС следует указать на ограничение верхнего предела частот выходного напряжения. Этот предел зависит от частоты питающей сети, силовой схемы преобразователя, характеристик системы управления вентилями, принятого закона управления вентилями и степени регулирования выходного напряжения. В реальных условиях максимально допустимая частота выходного напряжения ПЧНС устанавливается из условия обеспечения требуемого качества кривой выходного напряжения преобразователя и тока, потребляемого вентиляльной схемой. Реальная максимальная частота выходного напряжения, получаемая из этих условий, оказывается значительно ниже максимально допустимой по условиям работы силовой схемы преобразователя. Минимальное отношение частот питающей сети и цепи нагрузки при трехфазных

мостовых силовых схемах может достигать $N_{\min} = 2 \div 2,5$, уменьшаясь обратно пропорционально эквивалентному числу фаз силовой схемы ПЧНС.

Для электроприводов средней и большой мощностей наиболее целесообразно применение ПЧНС, выполненных по трехфазной мостовой схеме или по эквивалентным многофазным схемам на ее основе.

Характеристики преобразователей и установленная мощность оборудования зависят от способа подключения преобразователя к питающей сети, схемы соединения цепи нагрузки и закона управления вентилями мостов каждой фазы.

В установках электропривода большой мощности, когда единичная мощность тиристорov оказывается недостаточной для создания схем с минимальным числом вентиляей, целесообразно вместо параллельного или последовательного соединения тиристорov применять эквивалентные многофазные схемы на стороне, связанной с питающей сетью.

При наличии определенного фазового сдвига между трехфазными системами питающих напряжений такие схемы обладают улучшенными характеристиками в отношении влияния на питающую сеть, хотя и требуют применения либо нескольких отдельных, либо специальных многообмоточных питающих трансформаторов.

Применение нескольких питающих трансформаторов позволяет свести к минимуму влияние коммутационных процессов в одних фазах ПЧНС на работу других фаз. При многообмоточных трансформаторах уменьшение взаимного влияния фаз достигается соответствующим выбором сопротивлений рассеяния обмоток питающего трансформатора за счет специальной компоновки обмоток.

В автономных системах электропривода аналогичный эффект может быть достигнут применением питающих генераторов с несколькими многофазными обмотками.

Влияние на питающую сеть. Поскольку нагрузка ПЧНС связана с питающей сетью непосредственно, при выборе силовой схемы и закона управления вентилями необходимо учитывать влияние преобразователя на питающую сеть. Это влияние проявляется в трех аспектах.

Во-первых, ПЧНС потребляет из питающей сети значительную реактивную мощность основной гармонической составляющей, обусловленную фазовым управлением вентилями преобразователя.

Во-вторых, в кривой тока, потребляемого из питающей сети, содержится широкий спектр высших гармоник, частоты которых зависят от силовой схемы преобразователя, параметров питающей сети и принятого закона управления вентилями. Не оказывая практического влияния на коэффициент мощности установки (снижение коэффициента мощности при мостовых схемах не превышает 4%), высшие гармоники тока вызывают искажение кривой питающего напряжения.

В-третьих, кривая тока, потребляемого ПЧНС, характеризуется модуляцией основной гармоники. Амплитуда и частота модуляции зависят от схемы преобразователя, закона управления, характера нагрузки и частоты выходного напряжения.

Специальные меры позволяют значительно уменьшить влияние ПЧНС на питающую сеть.

Для больших значений N и неограниченной мощности источника при оценке гармонического состава кривой первичного тока справедливо известное соотношение:

$$k = nm_1 \pm 1, \quad (1)$$

где k — порядок гармоники; m_1 — эквивалентное число фаз силовой схемы в цепи питания; $n = 1, 2, 3 \dots$

Амплитуда и фаза каждой из высших гармоник тока изменяются в течение периода частоты вторичной сети и зависят от фазового сдвига тока в цепи нагрузки φ_2 , частоты вторичной сети ω_2 , характера изменения углов открытия вентиляей преобразователя α (при трехфазном выходе $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$), угла коммутации тока γ (при трехфазном выходе $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$).

Улучшение гармонического состава кривой первичного тока при одновременном повышении частоты и уменьшении амплитуды гармоник кривой выходного напряжения достигается увеличением эквивалентного числа фаз схемы на стороне питающей сети.

Так, при переходе от $m_1 = 6$ к $m_1 = 12$ в кривой первичного тока сохраняются лишь высшие гармоники с $k = 12n \pm 1$.

Схема ПЧНС по эквивалентной 12-фазной схеме дана на рис. 1.

Улучшение гармонического состава кривой первичного тока ПЧНС при одновременном уменьшении реактивной составляющей основной гармоники можно обеспечить с помощью входных индуктивно-емкостных силовых фильтров. Применение только емкостных входных фильтров практически исключено, так как при этом в контуре, образованном источником питания и конденсаторами, возникает резонанс токов по частоте, соответствующей кратности:

$$k = k_p = \sqrt{x_c/x_n}, \quad (2)$$

где x_c и x_n — реактивные сопротивления соответственно конденсаторов и источника питания по основной частоте.

В условиях резонанса падение напряжения на входных зажимах преобразователя от гармоники тока резонансной частоты может в несколько раз превышать соответствующее падение напряжения при отсутствии конденсаторов.

Можно избежать резонанса токов, если последовательно в цепь конденсаторов включить линейный дроссель. При этом кратность частот, соответствующая резонансу токов, составит:

$$k_p = \sqrt{x_c/(x_n + x_\phi)},$$

где x_ϕ — индуктивное сопротивление дополнительного дросселя силового фильтра.

Варьируя параметры x_c и x_ϕ , можно обеспечить условия, при которых во всех режимах работы питающей сети величина k_p будет оставаться меньше кратности первой из высших гармоник тока, потребляемого преобразователем. При этих условиях исключается возможность резонанса для высших гармоник тока.

В ПЧНС, выполненных по трехфазной мостовой схеме, параметры фильтра выбираются из условия

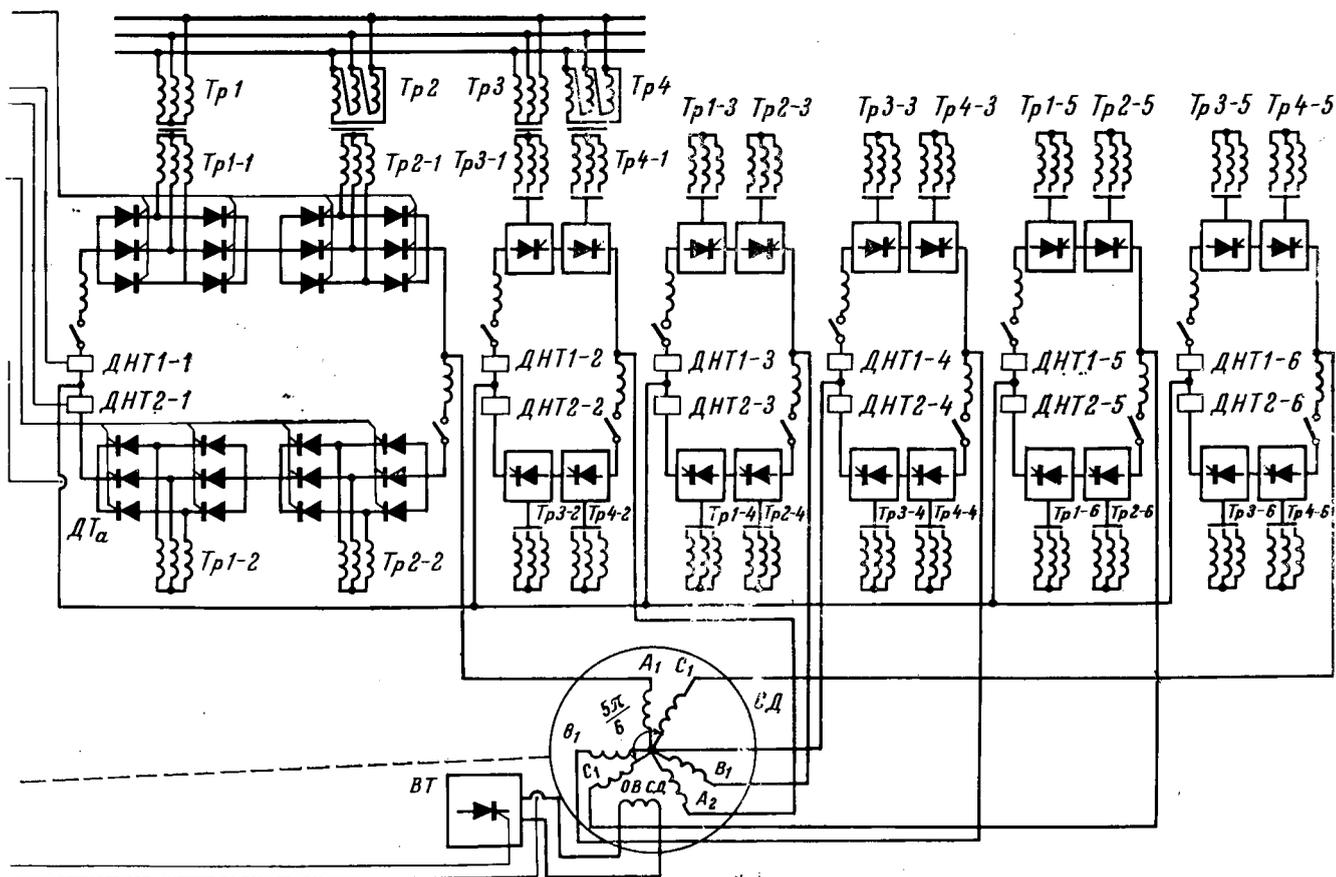


Рис. 1. ПЧНС по эквивалентной 12-фазной схеме с последовательным соединением мостов, питающий электродвигатель с двумя трехфазными обмотками (с пространственным сдвигом 150°).

$k_p \leq 5$. При этом установленная мощность реакторов фильтра на основной частоте не превышает 5% установленной мощности конденсаторов. Увеличение напряжения на конденсаторах на основной частоте также обычно не превышает 5%. Одновременно в кривой тока, потребляемого ПЧНС из сети, практически исчезает пятая гармоника, а остальные гармоники также уменьшаются, замыкаясь частично через входной фильтр.

Помимо высших гармоник, кривая тока характеризуется еще амплитудной и фазовой модуляцией основной гармоники. Частота модуляции ω_m связана с частотой на выходе преобразователя соотношением

$$\omega_m = 2m_2\omega_2,$$

где m_2 — число фаз в цепи нагрузки преобразователя.

Анализ показывает, что в ПЧНС с трехфазным выходом при арксинусоидальном законе управления вентилями активная составляющая тока, потребляемого из питающей сети, не изменяется, а модуляция обусловлена только изменением реактивной составляющей основной гармоники тока.

В ПЧНС, выполненных по мостовой схеме, при трехфазной нагрузке полное изменение амплитуды реактивной составляющей тока не превышает 15%.

То обстоятельство, что модуляция тока определяется колебаниями амплитуды реактивной состав-

ляющей, открывает возможность для стабилизации потребляемого тока с помощью быстродействующего регулятора реактивной мощности. Трехфазный регулятор содержит три дросселя, которые через три пары встречно-параллельно включенных управляемых вентилях присоединены к питающей сети.

Так как установленная мощность регулятора пропорциональна реактивной мощности, которую может стабилизировать это устройство, то для уменьшения мощности регулятора целесообразно осуществлять стабилизацию только пульсирующей составляющей общей реактивной мощности, потребляемой преобразователем частоты.

Уменьшение модуляции основной гармоники первичного тока ПЧНС в установках электропривода большой мощности может быть достигнуто за счет увеличения числа фаз в цепи нагрузки.

Схема рис. 1 содержит двенадцать пар трехфазных мостов управляемых вентилях. В цепи питания вентилях обеспечивается фазовый сдвиг в 30° между трехфазными системами напряжений.

Шесть пар вентилях мостов формируют одну систему трехфазного выходного напряжения, а шесть других пар — другую систему со сдвигом в 150° выходной частоты по отношению к первой системе. Двигатель имеет две трехфазные обмотки, питание каждой из которых осуществляется от одной системы выходного напряжения ПЧНС.

Фазовый сдвиг в 30° между системами питающего напряжения групп вентильных мостов позволяет снизить содержание высших гармоник в кривой первичного тока, в частности за счет исключения 5 и 7-й гармоник, содержащихся в токе преобразователя по обычной мостовой схеме и вызывающих наибольшие трудности при фильтрации. При этом коэффициент искажения синусоидальности кривой потребляемого тока снижается примерно до 17% по сравнению с 35% в ПЧНС по трехфазной мостовой схеме.

Фазовый сдвиг в 150° в угловой мере частоты вторичной сети между двумя системами выходного напряжения позволяет снизить модуляцию основной гармоники первичного тока более чем в 2 раза и, кроме того, повысить вдвое частоту модуляции. Одновременно из кривой н. с. двигателя при выполнении обмоток со сдвигом в 150° исключаются 5, 7, 17, 19-я и другие высшие гармоники.

В установках электропривода большой мощности при наличии в каждой ветви схемы ПЧНС нескольких последовательно включенных мостов появляются дополнительные возможности повышения коэффициента мощности установки за счет поочередного управления вентильными мостами в течение периода выходной частоты [Л. 3].

Основные виды электропривода переменного тока на основе ПЧНС. Электроприводы с синхронными двигателями. В этом электроприводе статор синхронного двигателя подключается к ПЧНС, ротор — к регулируемому тиристорному возбудителю. (Возможно также использование обращенной синхронной машины с неподвижным индуктором.) Электропривод может быть реверсивным, диапазон регулирования скорости — от нуля до максимальной по частоте ПЧНС. Перспективная область применения — приводы средней и большой мощности для прокатных станов, шаровых мельниц и другого разномольного оборудования и т. д.

Эти электроприводы можно подразделить в зависимости от исполнения обмотки возбуждения на приводы с одной обмоткой возбуждения и с двух- или многофазной обмоткой возбуждения синхронного двигателя.

Электроприводы по схеме машины двойного питания [Л. 4]. В этом электроприводе трехфазный статор машины переменного тока подключается к сети промышленной частоты, а двух- или многофазный ротор — к ПЧНС.

Этот вариант наиболее целесообразен для мощных неререверсивных приводов со сравнительно небольшим диапазоном регулирования скорости (до 1:3). При таких диапазонах для машин двойного питания требуется ПЧНС меньшей мощности, чем для других видов электропривода.

Машина двойного питания может работать без потребления реактивной мощности из сети и даже с выдачей реактивной мощности. Это является важнейшим ее преимуществом. Перспективная область применения — главные приводы непрерывных черновых групп современных широкополосных станов, некоторых трубопрокатных станов, турбомеханизмов и т. д.

Электроприводы с короткозамкнутыми асинхронными двигателями. Электроприводы реверсив-

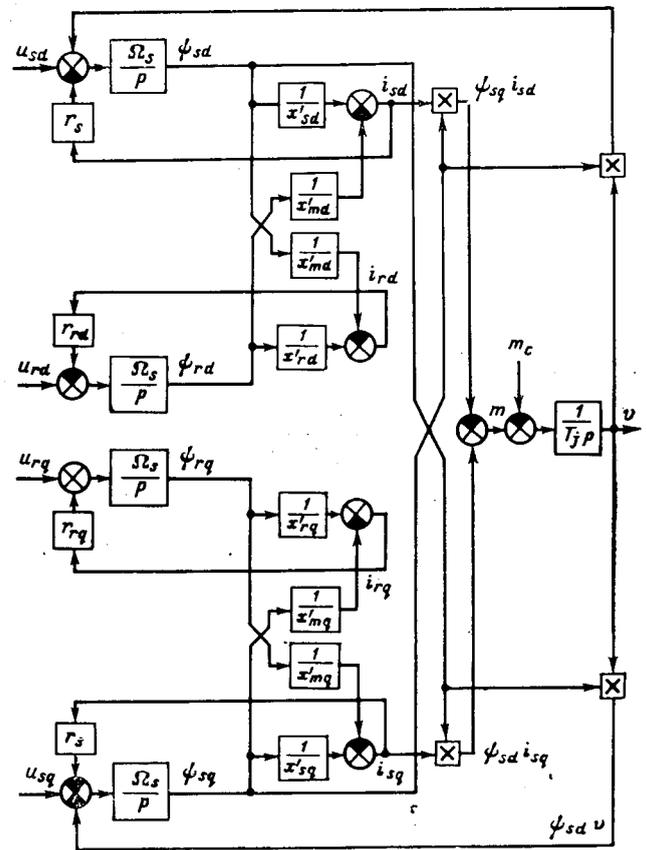


Рис. 2. Структурная схема СД как объекта регулирования.

ные, диапазон регулирования скорости — от нуля до максимальной по частоте ПЧНС. Перспективная область применения — приводы малой и средней мощности, а также приводы, работающие в средах, где затруднено использование контактных колец.

Системы регулирования электроприводов с синхронными двигателями (СД). Структурная схема СД как объекта регулирования. На рис. 2 представлена структурная схема явнополюсного СД с двухфазной обмоткой возбуждения в системе отсчета, связанной с ротором (в осях d, q). Все переменные, кроме времени, даны в относительных единицах, обычно принимаемых в аналитической теории СД. Обозначения переменных приведены в приложении. К такой структурной схеме, но при $x'_{rd} = x'_{rq}$, $r_{rd} = r_{rq}$, сводится также схема неявнополюсного СД с многофазной обмоткой возбуждения. Структурная схема СД с одной обмоткой возбуждения также представляет частный случай схемы рис. 2 при $r_{rq} \rightarrow \infty$; при этом отсутствует входной сигнал u_{rq} , токи $i_{rq} = 0$, $i_{sq} = \frac{1}{x'_{sq}} \psi_{sq}$.

Структурная схема системы авторегулирования скорости СД с одной обмоткой возбуждения. Схема показана на рис. 3 (она должна рассматриваться совместно с рис. 2); подробный ее анализ проведен в [Л. 5].

Основное отличие рассматриваемой системы от общепринятой подчиненной двухконтурной системы электроприводов постоянного тока [Л. 6] заключается в том, что управляющие сигналы на входы ПЧНС и возбудителя подаются от регулятора момента,

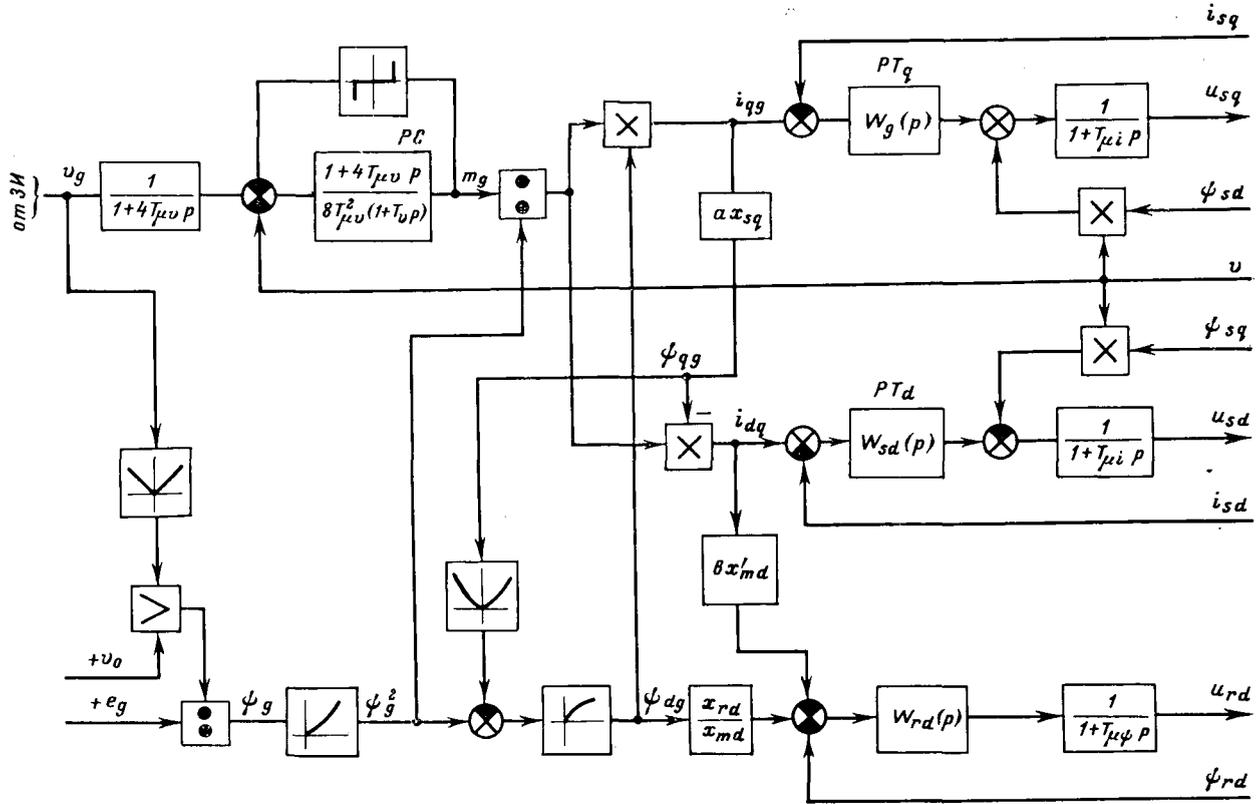


Рис. 3. Структурная схема системы авторегулирования скорости СД с одной обмоткой возбуждения.

PC — регулятор скорости; PT_q — регулятор поперечной составляющей тока статора; PT_d — регулятор продольной составляющей тока статора; PI — регулятор потокосцепления обмотки возбуждения.

который играет такую же роль, как регулятор тока в приводах постоянного тока. Сигнал задания m_g на регулятор момента поступает с выхода регулятора скорости. Кроме того, в регулятор момента вводится заданное значение потокосцепления ψ_g . Этот сигнал формируется в функции выхода задатчика интенсивности v_g ; в общем случае регулирование двухзонное: с постоянным потокосцеплением до основной скорости и со снижением потокосцепления при скоростях выше основной.

В состав регулятора момента входят три регулятора: «поперечного» тока i_{sq} , «продольного» тока i_{sd} , потокосцепления обмотки возбуждения ψ_{rd} . Задания этих регуляторов формируются с помощью нелинейных, множительных и делительных элементов из заданных значений момента и потокосцепления. Указанные элементы, по существу, компенсируют нелинейные зависимости самого СД.

Момент СД в такой системе поддерживается на уровне заданного, т. е. сигнала m_g на выходе регулятора скорости. Какие-либо ограничения момента, обусловленные электрическими параметрами СД, отсутствуют. Потокосцепление также поддерживается на заданном уровне; вектор тока статора поддерживается перпендикулярным потокосцеплению.

Передаточные функции регуляторов, входящих в регулятор момента, могут быть получены из условия минимальной динамической ошибки при ограниченной полосе пропускания:

$$W_{sq}(p) = \frac{r_s + \frac{x_{sq}}{\Omega_s} p}{2T_{\mu i} p}; \quad (3)$$

$$W_{sd}(p) = \frac{r_s + \frac{x'_{sd}}{\Omega_s} p}{2T_{\mu i} p}; \quad (4)$$

$$W_{rd}(p) = \frac{\frac{r_{rd}}{x_{rd}} + \frac{1}{\Omega_s} p}{2T_{\mu \psi} p}; \quad (5)$$

Влияние внутренних обратных связей СД. Исследования показали [Л. 7], что в электроприводе с СД, как и в других видах регулируемого привода переменного тока, очень существенно влияние внутренних обратных связей по э. д. с. вращения. Это влияние тем сильнее, чем выше частота э. д. с.; начиная с определенной скорости, из-за этого могут возникнуть автоколебания в системе регулирования.

Для ослабления этого влияния следует, во-первых, повышать быстродействие контуров регулирования поперечного и продольного токов, во-вторых, вводить компенсирующие обратные связи по э. д. с. вращения. Удовлетворительная компенсация э. д. с. вращения обеспечивается при одновременном выполнении условий:

$$T_{\mu i} \leq \frac{1}{2\Omega_{sup}}; \quad T_e \leq \frac{1}{2\Omega_{sup}}, \quad (6)$$

где $T_{\mu i}$ — постоянная времени, характеризующая быстродействие контуров регулирования тока; T_e — постоянная времени фильтров-измерителей э. д. с. вращения.

Как показывает анализ, эти требования выполнимы, причем с достаточным запасом, в электроприводах на основе ПЧНС.

Особенности регулирования возбуждения. Выше указано, что потокосцепление поддерживается независимо от нагрузки, однако в этом отношении возможен ряд вариантов.

Например, можно поддерживать полное потокосцепление статора. При этом для статора СД обеспечивается $\cos \varphi = 1$. Однако в этом варианте при росте нагрузки увеличивается магнитный поток в зазоре СД, происходит насыщение, растут потери в стали.

Другим возможным вариантом является поддержание потока в зазоре СД. В этом случае несколько снижается $\cos \varphi$, но зато исключается насыщение СД. Необходимое «потолочное» напряжение возбуждителя в этом варианте в несколько раз меньше, чем в предыдущем. Переход от первого варианта ко второму обеспечивается без изменения структуры системы, за счет перестройки параметров: при поддержании полного потокосцепления параметры для структурной схемы рис. 4.

$$a = 1, b = 1; \quad (7)$$

при поддержании потока в зазоре

$$a = \frac{x_{sq} - x_{ss}}{x_{sq}}, \quad b = \frac{x'_{sd} - x_{ss}}{x'_{sd}}. \quad (8)$$

Использование дополнительных обратных связей по фазовым токам. При использовании ПЧНС с раздельным управлением в ряде случаев можно рекомендовать дополнительные П-регуляторы фазовых токов СД, непосредственно воздействующие на входы ПЧНС. Если обратные связи по фазовым токам практически безынерционны, то не требуется изменения основной структурной схемы рис. 3; только в передаточные функции регуляторов тока (3) и (4) должно входить увеличенное эквивалентное активное сопротивление. Коэффициент в контуре регулирования фазового тока ограничен как по условиям дискретности управления тиристорного преобразователя, так и по уровню пульсаций на его входе.

На установившиеся режимы привода дополнительные обратные связи не влияют.

Структурная схема системы авторегулирования скорости СД с двух- или многофазной обмоткой возбуждения. На рис. 4 приведена структурная схема регулятора момента для этого случая. В остальной части система не отличается от рис. 3.

В данной системе обмотка возбуждения оси q выполняет роль компенсационной обмотки машины постоянного тока. Задание потокосцепления ψ_{rqg} пропорционально заданию «поперечного» тока i_{sqg} . Возможны варианты регулирования возбуждения, указанные выше.

Как следует из сопоставления рис. 4 и 3, при использовании СД с двухфазной обмоткой возбуждения система регулирования существенно упрощается, облегчаются расчет и наладка, уменьшаются трудности, обусловленные насыщением машины.

Кроме того, в данном случае магнитный поток во всех режимах направлен по оси d , что создает наиболее благоприятные условия для прохождения потока в явнополюсном СД, достигается наилучшее использование машины.

Анализ показал, что для СД с двухфазной обмоткой возбуждения возможно такое изменение си-

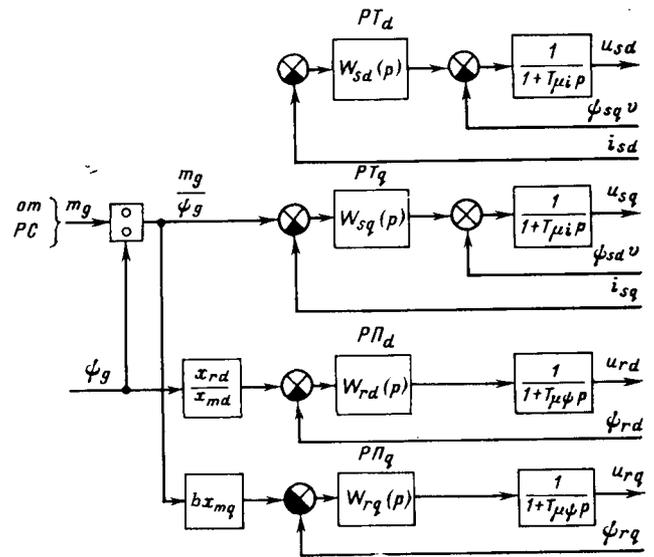


Рис. 4. Структурная схема регулятора момента в системе авторегулирования скорости СД с двухфазной обмоткой возбуждения.

PT_d — регулятор продольной составляющей тока статора; PT_q — регулятор поперечной составляющей тока статора; PP_d — регулятор продольной составляющей потокосцепления ротора; PP_q — регулятор поперечной составляющей потокосцепления ротора.

стемы регулирования, которое позволяет существенно уменьшить влияние погрешностей датчика углового положения ротора, необходимого для введения обратных связей по i_{sd} , i_{sq} и перехода от переменных u_{sd} , u_{sq} к фазовым напряжениям статора.

Система регулирования электропривода с машинной двойного питания. На рис. 5 представлена структурная схема системы авторегулирования скорости машины двойного питания (МДП). Структурная схема самого двигателя построена по известным из общей теории АД уравнениям в системе координат x, y , вращающейся синхронно с полем статора, питающегося от сети. Принято допущение о бесконечной мощности питающей сети с напряжением u_s , вектор напряжения сети направлен по оси x ($u_{sx} = 1, u_{sy} = 0$).

В статических режимах влиянием активного сопротивления статора пренебрегается, что позволяет считать неизменными составляющие потокосцепления статора при различных нагрузках во всем диапазоне регулирования:

$$\psi_{sx} = 0, \quad \psi_{sy} = -u_s/v_s, \quad v_s = 1. \quad (9)$$

Составляющая тока i_{sx} представляет собой активную составляющую, i_{sy} — реактивную.

Момент асинхронного двигателя в относительных единицах равен:

$$m = \psi_{sy} i_{sx} - \psi_{sx} i_{sy}.$$

При выполнении условий (9) момент МДП пропорционален активному току:

$$m = \frac{u_s}{v_s} i_{sx}. \quad (10)$$

Система регулирования построена теми же методами, что и описанная выше система для СД. Помимо регулятора скорости и регулятора момента, в этой системе имеются также регулятор реак-

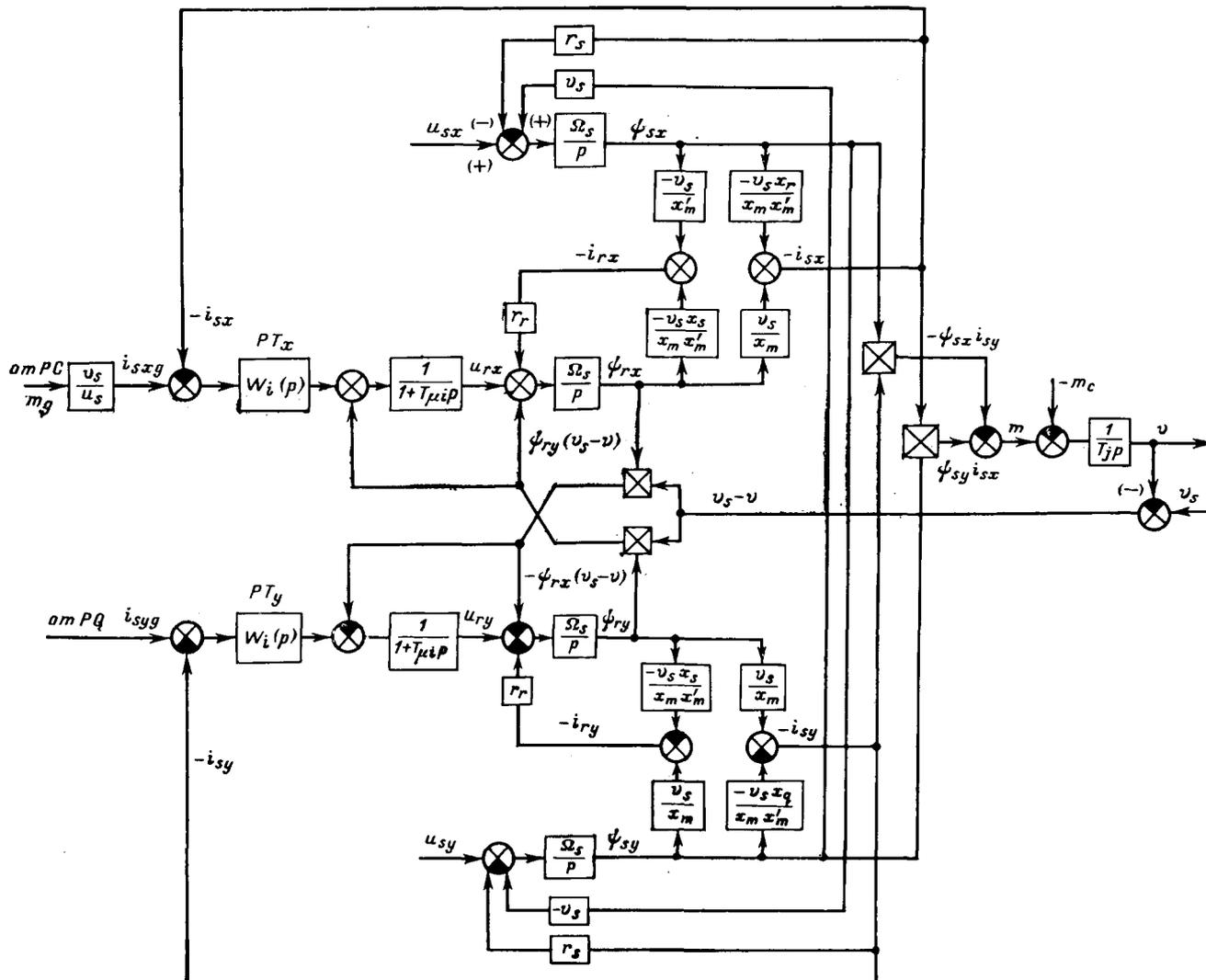


Рис. 5. Структурная схема системы авторегулирования скорости МДП (регулятор скорости, аналогичный рис. 4, не показан).

PT_x — регулятор активной составляющей тока статора; PT_y — регулятор реактивной составляющей тока статора.

тивного тока статора и регулятор реактивной мощности двигателя PQ .

Роль регулятора момента играет регулятор тока i_{sx} ; задание этого регулятора пропорционально выходу регулятора скорости:

$$i_{sxs} = \frac{v_s}{u_s} m_g. \quad (11)$$

Задание реактивного тока i_{syg} вводится в систему от регулятора реактивной мощности (PQ), что позволяет поддерживать коэффициент мощности двигателя на заданном уровне при отклонениях частоты и амплитуды питающих напряжений.

Подобно тому, как в структурах для СД предусматривалась компенсация э. д. с. вращения, в данной системе предусматривается компенсация э. д. с. скольжения, поэтому справедливы и соображения соответствующего раздела статьи, но роль частоты э. д. с. вращения в данном случае играет частота э. д. с. скольжения.

Как и в синхронных электроприводах, в данном случае перегрузочная способность зависит от выбора ПЧНС и от механической прочности МДП.

Система регулирования электропривода с асинхронным двигателем (АД). Создание частотно-управляемого асинхронного электропривода с высокими статическими и динамическими показателями затруднительно из-за необходимости отдельного регулирования активной составляющей тока статора и потокосцепления ротора, а следовательно, момента. Известные способы косвенного регулирования поля АД (ток — частота скольжения) не обеспечивают его однозначности при изменении теплового режима машины и предъявляют высокие требования к точности датчика абсолютного скольжения. Кроме того, эти способы не учитывают электромагнитных переходных процессов в АД.

В наибольшей мере поставленным требованиям удовлетворяет система регулирования, предложенная в [Л. 8]. На рис. 6 показана структурная схема электропривода при питании АД от ПЧНС. В этой

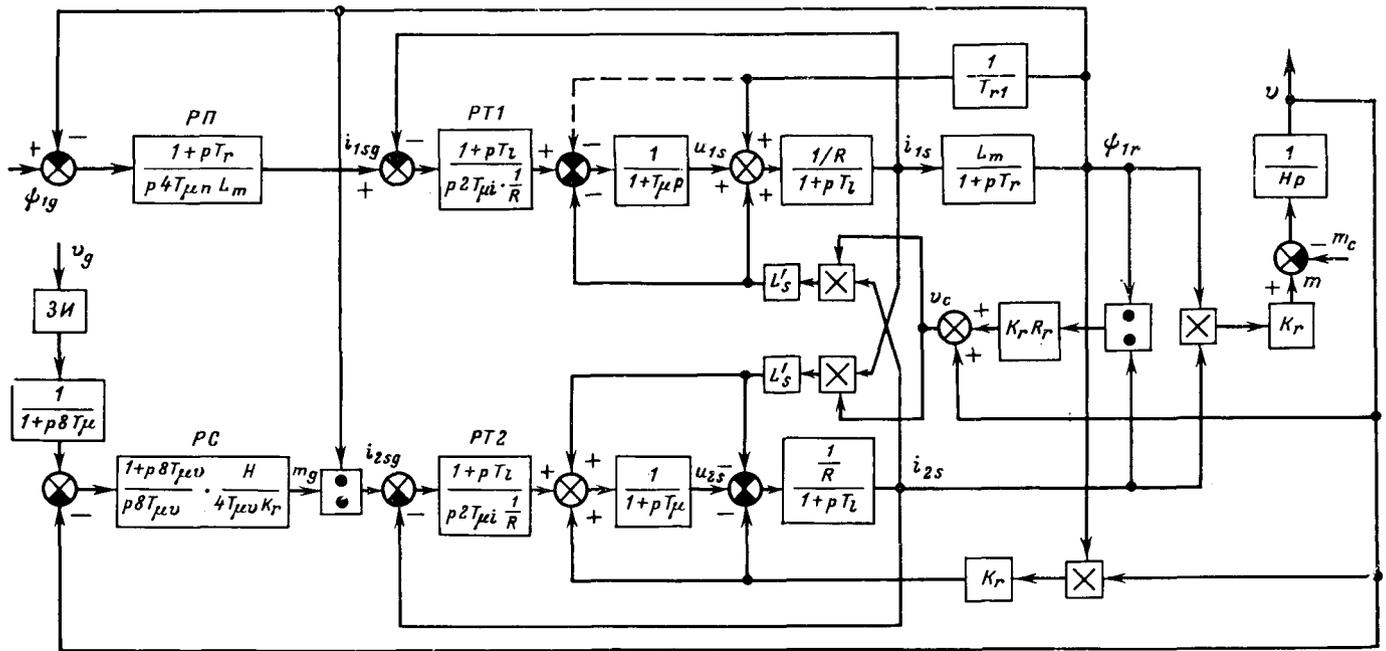


Рис. 6. Структурная схема системы авторегулирования скорости АД.

PC — регулятор скорости; PT1 — регулятор реактивной составляющей тока статора; PT2 — регулятор активной составляющей тока статора; PII — регулятор потокоцепления ротора; ЗИ — датчик интенсивности.

системе регулирование осуществляется по составляющим тока статора i_{1s} и i_{2s} , причем i_{1s} — проекция на направление вектора потокоцепления ротора, i_{2s} — на перпендикулярное ему опережающее направление.

Задание регулятору реактивной составляющей тока PT1 определяется выходом регулятора потокоцепления ротора PII, задание регулятору активной составляющей тока определяется выходом регулятора скорости PC и датчика потокоцепления ротора.

Показана полная компенсация четырех внутренних обратных связей АД.

Практически компенсирующую связь, указанную пунктиром, при больших T_r можно не вводить, а остальные компенсирующие связи допустимо формировать упрощенно по сигналу ψ . Здесь поток ротора поддерживается независимо от нагрузки, предусматривается в общем случае возможность двухзонного регулирования скорости (с ослаблением поля при скоростях выше основной). Перегрузочная способность привода в данной системе зависит от ПЧНС и механической прочности АД.

Все остальные известные способы автоматического управления АД могут быть получены как частные случаи схемы рис. 6.

Качество регулирования скорости. В статье из многих известных систем авторегулирования приводов переменного тока с ПЧНС были рассмотрены только такие, которые удовлетворяют наиболее жестким требованиям в отношении качества регулирования скорости. Теоретический анализ рассмотренных систем показывает, что они весьма близки к оптимальным системам регулирования приводов постоянного тока, например по [Л. 6], и следовательно, могут обеспечить статические и динамиче-

ские характеристики, ни в чем не уступающие характеристикам наиболее современных приводов постоянного тока, без свойственных им ограничений.

Это подтверждается результатами моделирования переходных процессов на АВМ и ЦВМ.

Аналогичные результаты в отношении качества регулирования скорости получены и при эксперименте на физической модели — лабораторной установке регулируемого электропривода с СД.

Приложение. Обозначения:

u — напряжение;

i — ток;

ψ — потокоцепление;

m — электромагнитный момент;

m_c — момент нагрузки на валу;

ω — угловая скорость;

x — реактивное сопротивление;

r — активное сопротивление;

z — число пар полюсов;

$H = \frac{J\Omega_0^2}{zM_0}$ — инерционная постоянная двигателя с приводимым механизмом;

$T_j = J\Omega_0/M_1$ — электромеханическая постоянная двигателя с приводимым механизмом;

$$x'_s = \frac{x_s x_r - x_m^2}{x_r}; \quad x'_r = \frac{x_s x_r - x_m^2}{x_s}; \quad x'_m = \frac{x_s x_r - x_m^2}{x_m};$$

$$R_{r1} = R_r K_r^2; \quad L'_s = L_{s1} + \frac{L_m L_{r1}}{L_m + L_{r1}};$$

$$K_r = \frac{L_m}{L_m + L_{r1}}; \quad R = R_s + R_{r1}; \quad T_r = \frac{L_m + L_{r1}}{R_r};$$

$$T_l = \frac{L'_s}{R}; \quad T_{r1} = \frac{L_m}{R_{r1}}.$$

Индексы: s — статор; r — ротор; m — взаимная индукция статора и ротора; l — рассеяние; d — продольная ось; q — поперечная ось; 1 — ось потокоцепления ротора; 2 — ось активного тока статора. Величины для ротора — приведенные.

Выводы. 1. Можно наметить перспективные области применения регулируемых электроприводов переменного тока на основе ПЧНС:

с СД — тихоходные приводы средней и большой мощности, реверсивные или с большим диапазоном регулирования скорости,

с МДП — мощные неререверсивные приводы с небольшим диапазоном регулирования скорости,

с АД — приводы малой и средней мощности, а также мощные приводы, работающие в средах, где затруднено использование контактных колец.

2. Выбор силовых схем ПЧНС для мощных приводов определяется в значительной степени условиями воздействия на питающую сеть, в этом отношении перспективны эквивалентная 12-фазная схема с последовательным включением мостов и 6-фазная обмотка двигателя.

3. Возможен единый подход к системам авторегулирования различных видов электропривода переменного тока, который создает предпосылки для использования в унифицированных системах регулирования однотипных модулей и целых узлов схем.

На основе этого подхода в электроприводах с ПЧНС может быть обеспечено высокое качество регулирования скорости и весьма высокая перегрузочная способность.

4. Важнейшей задачей является проработка требований к исполнению, конструкции и параметрам машин переменного тока для тиристорного электропривода.

5. Весьма актуальна задача разработки схем и конструкций датчиков для тиристорного электропривода переменного тока и, прежде всего, датчиков углового положения и скорости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бернштейн И. Я. Тиристорные преобразователи частоты без звена постоянного тока. М., «Энергия», 1968.
2. Эттингер Е. Л. Тиристорный электропривод переменного тока. Доклад на II научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу стран — членов СЭВ. Информстандартэлектро, 1968.
3. Бернштейн И. Я. Энергетические характеристики преобразователя частоты с непосредственной связью при различных законах управления вентилями. — «ЭП. Преобразовательная техника», 1973, № 1.
4. Ботвинник М. М., Шакарян Ю. Г. Управляемая машина переменного тока. М., «Энергия», 1969.
5. О возможностях регулируемого электропривода с синхронным двигателем. — «Электричество», 1971, № 9. Авт.: Вейнгер А. М., Гусев А. С., Гартаковский Ю. С. и др.
6. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. М., «Энергия», 1970. Авт.: Лебедев Е. Д., Неймарк М. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В.
7. Влияние э. д. с. вращения на динамику системы регулирования скорости синхронного двигателя. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1972, № 10. Авт.: Вейнгер А. М., Гусев А. С., Серый И. М., Янко-Триницкий А. А.
8. Flöter W., Ripberger H. Die Transvektor — Regelung für den feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschine. — «Siemens — Z.», 1971, 45, №10. Экспресс-информация, сер. «Автоматизированный электропривод, электротехнология и электрооборудование промышленных предприятий», 1972, № 2, реф. 7.

[13.3.1973]

УДК 62-83:621.3.078

Регулирование вентильного электропривода постоянного тока с реверсом поля двигателя

ВАЛДЫРЕВ А. С., ВЕЙНГЕР А. М., ДРАЛЮК Б. Н., КАРАМАН В. В.

Свердловск

Вентильный электропривод постоянного тока с реверсом поля двигателя имеет определенные технико-экономические преимущества по сравнению с электроприводом, в котором используется реверсивный якорный преобразователь: меньшее количество вентилей и соответственно меньшая стоимость якорного преобразователя, упрощение схемы главной цепи, повышение надежности, повышение энергетических показателей электропривода. Недостаток электропривода с реверсом поля заключается в повышенном времени реверса вращающего момента, обусловленном значительной инерционностью обмотки возбуждения. При реверсе момента имеется время, когда знак потока не совпадает с требуемым, электродвигатель оказывается неуправляемым, и его скорость изменяется только под действием статического момента (неуправляемый режим работы электродвигателя).

Однако имеется очень большое количество приводов, для которых указанный принципиальный недостаток не играет существенной роли и не может являться препятствием для применения электропривода с реверсом поля. К таким приводам относятся: главные приводы реверсивных станов холодной про-

катки, некоторых трубопрокатных станков, приводы правильных машин технологических линий и целый ряд других. И если до сих пор электропривод с реверсом поля не нашел еще широкого применения, то это объясняется отчасти значительной сложностью и недостаточной изученностью процессов в таком электроприводе, трудностями в построении системы автоматического регулирования.

В статье предлагается система автоматического регулирования, сводящая к минимуму недостатки электропривода с реверсом поля, и анализируются процессы в таком электроприводе.

При построении системы автоматического регулирования большое внимание уделено уменьшению продолжительности неуправляемого режима. Для уменьшения этого периода необходим возбудитель двигателя с достаточной кратностью форсировки по напряжению. Можно также существенно уменьшить это время применением пропорциональной зависимости возбуждения от тока якоря [Л. 1]. При таком способе управления и малых нагрузках двигатель работает с небольшим магнитным потоком и соответственно время неуправляемости в этом режиме также сокращено. При больших нагрузках тормо-

жение достаточно интенсивно происходит под действием статического момента, в этом случае либо вообще не требуется реверс потока, либо влияние времени неуправляемости на процесс торможения невелико. Помимо уменьшения периода неуправляемости, такой способ регулирования способствует снижению потерь энергии в двигателе.

Важнейшую роль в процессе регулирования играет формирование сигнала задания скорости (эталонного сигнала). Для плавного протекания процессов очень важно, чтобы в течение времени неуправляемости не происходило накопления рассогласования между заданным и фактическим значениями скорости. Это достигается с помощью вновь разработанной связи, обеспечивающей слежение эталона за скоростью двигателя в этот период. При этом уменьшаются колебания тока и скорости при переходе электропривода от неуправляемого к управляемому состоянию. Такая связь более эффективна, чем прекращение изменения эталона в период неуправляемости электропривода [Л. 2].

Функциональная схема предлагаемой системы изображена на рис. 1. В основной своей части система реализуется как обычная схема двухзонного регулирования скорости, построенная по принципам подчиненного регулирования, и содержит три основных контура регулирования: тока якоря i_a , скорости ω и возбуждения двигателя (магнитного потока Φ или э. д. с. e).

Регулятор тока 5 — пропорционально-интегральный, его выходной сигнал ограничен с помощью звена 2 величиной, соответствующей допустимому углу управления якорного преобразователя. Для компенсации действия против-э. д. с. двигателя

на вход регулятора тока подключена через звено 6 гибкая положительная связь по э. д. с. двигателя с датчика э. д. с. 7.

С целью стабилизации характеристик преобразователя во всем диапазоне нагрузок, включая режим работы с прерывистыми токами, система может включать в себя также регулятор выпрямленного напряжения, подчиненный регулятору тока. При этом быстродействие контура регулирования напряжения следует обеспечивать весьма высоким для того, чтобы не понижать быстродействие других контуров.

Регулятор скорости 3 — пропорциональный, его выходной сигнал ограничен с помощью звена 1 величиной, соответствующей допустимому току двигателя. Коэффициент усиления регулятора скорости изменяется обратно пропорционально модулю потока двигателя (применено деление на сигнал потока), обеспечивая постоянной частоту среза контура регулирования скорости при разных значениях магнитного потока. Звено 16 выдает сигнал, пропорциональный модулю потока двигателя; для исключения деления на нуль этот сигнал ограничен снизу минимальным допустимым значением.

Регулятор возбуждения 14 пропорционально-дифференциальный (или интегро-пропорционально-дифференциальный) является регулятором потока при скорости ниже основной или регулятором э. д. с. при скорости выше основной (так называемое одноконтурное регулирование возбуждения). Переключение обратной связи от потока к э. д. с. осуществляется дискриминатором 19, пропускающим на выход больший из двух сигналов, поданных на его входы. Дискриминатором может служить, напри-

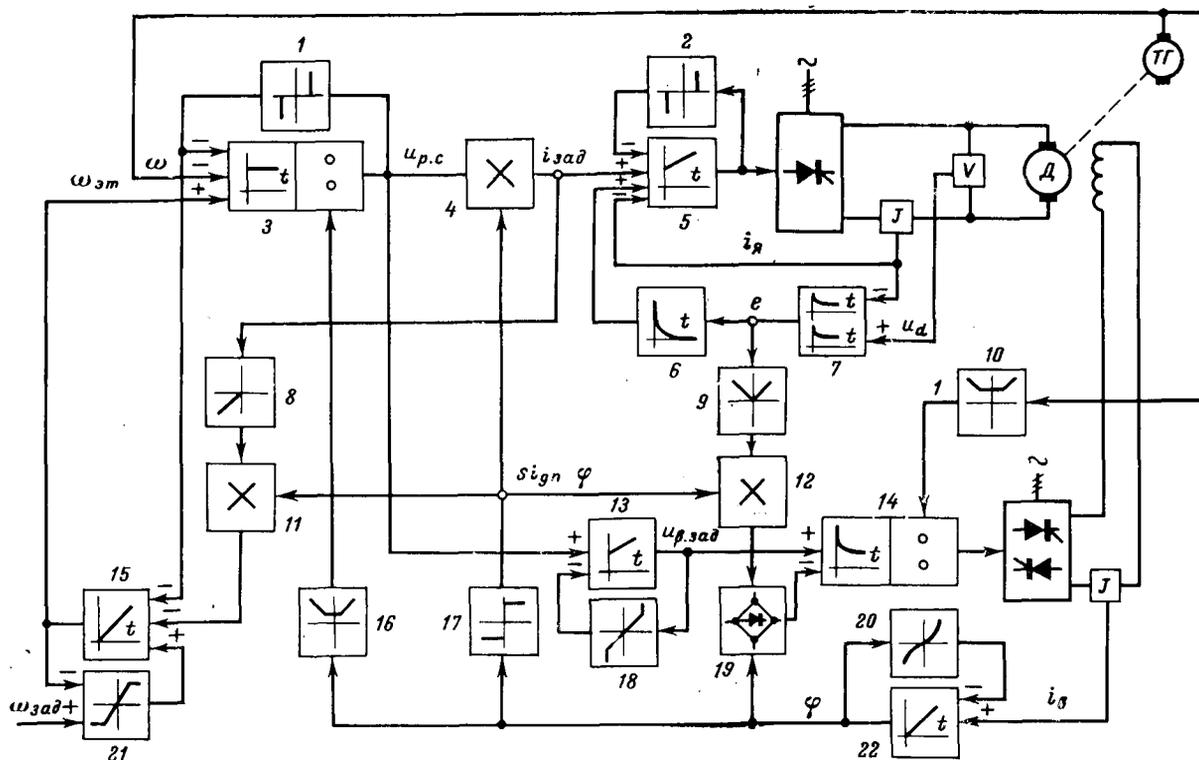


Рис. 1. Функциональная схема системы с реверсом поля двигателя.

мер, диодная схема сравнения. Сигналы потока и э. д. с. устанавливаются равными при основной скорости. Если сигнал потока больше сигнала э. д. с., контур регулирования возбуждения замкнут по потоку, и поток поддерживается равным заданному значению возбуждения ($u_{в.зад}$); если сигнал э. д. с. больше сигнала потока, контур регулирования возбуждения замкнут по э. д. с. через элемент выделения модуля 9 и множитель 12. Сигнал потока получен из сигнала тока возбуждения $i_{в}$ нелинейным преобразованием с помощью элементов 22 и 20 с учетом характеристики намагничивания и постоянной времени контура вихревых токов в станине двигателя. Коэффициент усиления регулятора возбуждения при скорости выше основной изменяется обратно пропорционально скорости (применено деление на сигнал элемента (10), обеспечивая постоянную частоту среза контура регулирования э. д. с. при разных скоростях.

Сигнал эталона скорости $\omega_{эт}$ выдает задатчик эталона, собранный с применением интегратора 15 и усилителя с ограничением 21. Сигнал $\omega_{зад}$ является заданием установившегося значения скорости.

Описанные выше элементы характерны как для системы с реверсом поля, так и для системы с реверсивным якорным преобразователем. В разработанную систему введены дополнительно следующие элементы: формирователь задания возбуждения (элементы 13 и 18), датчик 17 знака магнитного потока $\text{sign } \Phi$, множители 4 и 12, элемент 8 и множитель 11 в цепи обратной связи, воздействующей на интегрирующий элемент задатчика эталона. Кроме того, 19 должен быть двуполярным.

Множитель 4 обеспечивает нужный знак обратной связи в контуре регулирования скорости в соответствии со знаком потока. При этом в управляемом режиме электропривода сигнал задания тока якоря $i_{зад}$ (выходной сигнал множителя 4) положителен, а в неуправляемом режиме — отрицателен. Множитель 12 обеспечивает знак сигнала обратной связи в контуре регулирования э. д. с. в соответствии со знаком потока.

Полярность и величина сигнала задания возбуждения определяются сигналом $u_{р.с}$ регулятора скорости, благодаря чему обеспечивается взаимосвязь между возбуждением и нагрузкой двигателя. С помощью звена 18 задание возбуждения ограничено значением, соответствующим номинальному потоку (э. д. с.) двигателя. Пропорционально-интегрирующим звеном 13 обеспечивается необходимая инерционность задания возбуждения, обусловленная, например, неточной компенсацией противо-э. д. с. двигателя. Коэффициент пропорциональности между сигналом задания возбуждения и сигналом задания тока ($K = \Delta u_{в.зад} / \Delta i_{зад}$) можно выбрать из следующих соображений. Значение $K < 1$ не имеет смысла, так как поле двигателя будет ослаблено при номинальном токе. При $K = 1$ поле начнет ослабляться при номинальном токе якоря, а при $K \gg 1$ поле начнет ослабляться только при очень малых нагрузках, что приведет к увеличению периода неуправляемости электродвигателя.

Связь элемента 1 со входом интегратора 15 обеспечивает снижение темпа изменения эталона скорости при работе электропривода в режиме то-

коограничения и «слежение» эталона за скоростью в этом режиме.

Связь выхода множителя 4 с интегратором 15 задатчика эталона скорости через элемент 8 с диодной характеристикой и множитель 11 обеспечивает в неуправляемом режиме «слежение» эталона за действительной скоростью, поддерживая $u_{р.с}$ и $i_{зад}$ близким к нулю. При этом благодаря действию положительной связи по э. д. с. напряжение u_d якорного преобразователя в период неуправляемости достаточно близко следует за э. д. с. двигателя, чем также обеспечивается плавное нарастание тока якоря при подаче положительного сигнала $i_{зад}$.

Нужно подчеркнуть, что в электроприводе с реверсом поля компенсация э. д. с. двигателя играет гораздо более важную роль, чем в электроприводе с реверсивным якорным преобразователем. Это связано с тем, что при реверсе поля имеют место значительно более быстрые изменения э. д. с., чем в приводе с реверсивным преобразователем.

Следует отметить, что элементы 4, 11 и 12, реализующие операцию умножения на знак потока, могут быть выполнены весьма просто, без применения специальных множительных устройств, например, с использованием диодных ключей.

Аналитическое исследование описанной системы затруднено ввиду ряда нелинейностей (множительные и делительные звенья и т. д.) и его целесообразно проводить для линеаризованной в малом структурной схемы (см. приложение).

Анализ в малом показывает, что при точной компенсации противо-э. д. с. двигателя обеспечивается работа системы с примерно одинаковым качеством при всех скоростях и нагрузках. При этом сигнал задания возбуждения может подаваться безынерционно (постоянная звена 13 равна нулю).

Проведенный анализ и экспериментальные исследования на физической модели показывают, что одним из неблагоприятных режимов системы является работа привода на холостом ходу. В этом случае из-за оборотных пульсаций тахогенератора имеют место пульсации напряжения на выходе регулятора скорости.

Если нагрузка на валу двигателя весьма мала, а пульсации тахогенератора велики, то напряжение на выходе регулятора скорости в отдельные моменты времени может даже изменять знак. Особенно неблагоприятна ситуация при больших значениях коэффициента пропорциональности K между нагрузкой и заданием потока; в этом случае пульсации напряжения регулятора скорости на холостом ходу могут вызывать значительные изменения потока и даже ложные реверсы потока с периодическим возникновением режима неуправляемости. Поэтому, чем больше коэффициент K , тем более жесткими являются требования к пульсациям напряжения регулятора скорости. Эти требования при значительном K могут быть удовлетворены либо при исполнении прецизионного тахогенератора, либо путем введения дополнительного фильтра в цепь обратной связи по скорости и соответствующего уменьшения передаточного коэффициента регулятора скорости. Если передаточная функция фильтра

$$W_{\Phi.c}(p) = \frac{1}{1 + T_{\Phi.c} p},$$

то передаточный коэффициент регулятора скорости (см. приложение) определяется выражением:

$$W_{p.c}(\rho) = \frac{T_{\pi}}{2(2T_{\mu} + T_{\phi.c})}$$

Жесткость механических характеристик и быстродействие систем в этом случае оказываются существенно сниженными, поэтому и с точки зрения влияния пульсаций тахогенератора не следует стремиться к большим значениям коэффициента K .

Как уже указывалось, помимо теоретического анализа, система была исследована на электронной моделирующей установке и на физической модели — лабораторной установке вентильного электропривода с реверсом поля. Исследовались режимы при различных изменениях задания скорости: разгоне, торможении, реверсе и различной неизменной нагрузке на валу двигателя, а также режимы при изменении нагрузки на валу при неизменном задании скорости; режимы рассматривались при различных значениях K . Исследовалась система регулирования как с пропорциональным регулятором скорости, показанным на схеме рис. 1, так и с пропорционально-интегральным регулятором скорости.

Экспериментальное исследование подтвердило работоспособность системы и удовлетворительный характер переходных процессов.

На рис. 2 показаны переходные процессы при торможении привода для самого неблагоприятного случая: привод работает на холостом ходу, тахогенератор среднего качества (не прецизионный), коэффициент K очень большой ($K=20$). Из-за большого значения K поток изменяется во всем диапазоне, время неуправляемости в этом случае наибольшее. При таком большом K из-за влияния пульсаций тахогенератора пришлось в несколько раз снизить передаточный коэффициент регулятора скорости и быстродействие системы.

Даже в указанном наименее благоприятном варианте характер процессов вполне удовлетворителен: после того, как несколько снизилось эталонное напряжение, начинается реверс потока; напряжение регулятора скорости, сменив знак, в течение периода неуправляемости удерживается на очень низком постоянном уровне, эталонное напряжение в это время «следит» за скоростью двигателя. Сразу же после смены знака потока эталонное напряжение начинает изменяться с заданным темпом, нарастает напряжение регулятора скорости и ток якоря. При подходе к установившемуся режиму прекра-

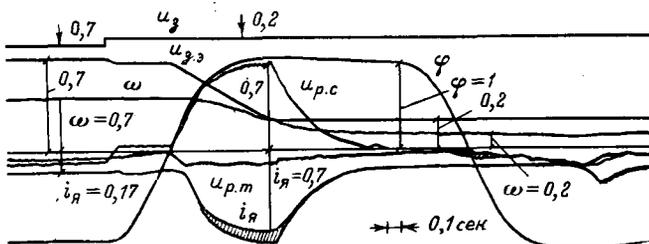


Рис. 2. Осциллограмма подтормаживания электропривода с реверсом поля на холостом ходу.

u_z — напряжение задания скорости; $u_{z,э}$ — напряжение датчика эталона; $u_{p.c}$ — напряжение регулятора скорости; $u_{p.m}$ — напряжение регулятора тока; $i_{я}$ — ток якоря двигателя; ϕ — магнитный поток.

Все переменные даны в относительных единицах.

щается изменение эталонного напряжения, уменьшается напряжение регулятора скорости и ток якоря; после смены полярности напряжения регулятора скорости происходит обратный реверс потока, и после окончания периода неуправляемости с наибольшим перерегулированием устанавливается ток холостого хода.

В течение периода неуправляемости уменьшение напряжения якорного преобразователя отстает от форсированно снижающейся э. д. с. двигателя. Это обусловлено тем, что скачок задания регулятора тока очень мал: от уровня, соответствующего току холостого хода примерно до нуля; компенсирующая связь по э. д. с. двигателя действует с отставанием за счет имеющегося в контуре этой связи фильтра, поэтому ток якоря в течение периода неуправляемости двигателя не падает до нуля. Интересно отметить, что без компенсации э. д. с. в это время имеет место значительный бросок тока якоря.

В более благоприятных условиях, при меньшем значении K или при наличии нагрузки на валу двигателя характер процессов более благоприятный.

Процессы в системе, при которых не требуется реверс потока, не отличаются от аналогичных процессов в обычной системе двухзонного регулирования скорости.

Приложение. На рис. 3 приведены линеаризованные в малом структурные схемы для приращения переменных при двигательном режиме электропривода. Линеаризация множительных и делительных звеньев выполнена по общепринятой методике. При этом коэффициенты линеаризации зависят от установившихся значений координат в рассматриваемой точке.

Коэффициенты и передаточные функции звеньев на рис. 3, а и б имеют следующие значения.

1. Регулятор скорости

$$W_1 = \frac{T_{\pi}}{4T_{\mu}}$$

где $T_{\pi} = \frac{J\Omega_{н}}{M_{н}}$ — постоянная времени пуска; J — момент инерции

на валу двигателя; $\Omega_{н}$ — основная скорость двигателя; $M_{н}$ — номинальный момент двигателя; T_{μ} — некомпенсируемая постоянная времени (постоянная времени фильтров измерителей или фильтров на входе вентильного преобразователя и возбудителя, выбранная исходя из требуемого быстродействия).

$$2. k_2 = \frac{1}{\varphi}$$

3. Регулятор тока

$$W_3 = \frac{\rho(1 + T_{\pi}\rho)}{2T_{\mu}\rho}$$

Здесь T_{π} — постоянная времени якорной цепи; $\rho = \frac{R_{я}I_{н}}{E_{н}}$ — отно-

сительное сопротивление якорной цепи; $R_{я}$ — сопротивление якорной цепи; $I_{н}$ — номинальный ток двигателя; $E_{н}$ — номинальная э. д. с. двигателя.

4. Вентильный якорный преобразователь

$$W_4 = \frac{1}{1 + T_{\mu}\rho}$$

5. Якорная цепь

$$W_5 = \frac{1}{\rho(1 + T_{\pi}\rho)}$$

6. $k_6 = \varphi$.

7. Вал двигателя

$$W_7 = \frac{1}{T_{\pi}\rho}$$

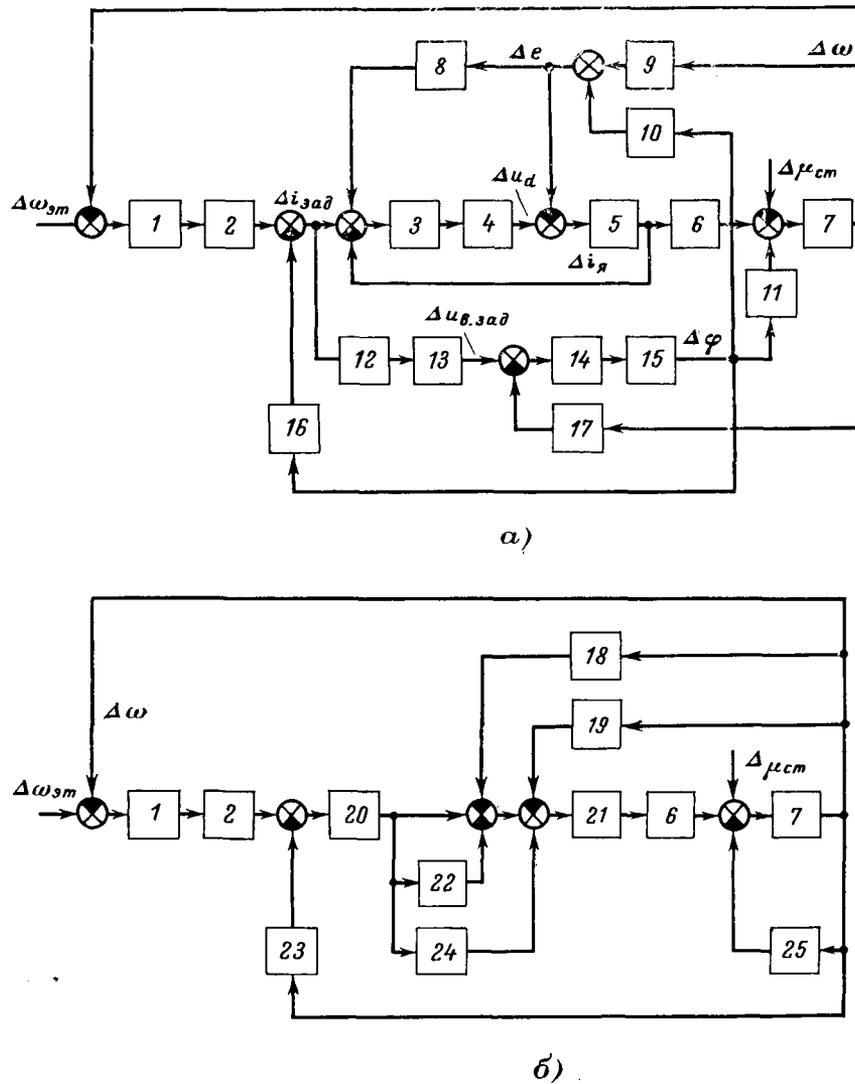


Рис. 3. Исходная (а) и преобразованная (б) структурные схемы системы авторегулирования, линеаризованной в малом.

8. Компенсация противо-э. д. с. двигателя при условии идеальной компенсации э. д. с.

$$W'_8 = \frac{1}{W_3 W_4} = \frac{2T_{\mu} p (1 + T_{\mu} p)}{\rho (1 + T_{\mu} p)}$$

в реальной системе

$$W_8 = \frac{2T_{\mu} p}{\rho (1 + T_{\mu} p)}$$

- 9. $k_9 = \varphi$.
- 10. $k_{10} = \omega$.
- 11. $k_{11} = i_{\text{я}}$.

$$12. k_{12} = K \text{ при } i_{\text{зад}} < \frac{1}{K}; k_{12} = 0 \text{ при } i_{\text{зад}} > \frac{1}{K}.$$

$$13. W_{13} = \frac{1 + T_1 p}{1 + (T_1 + k_{12} T_2) p},$$

где T_1, T_2 — постоянные времени соответственно дифференцирования и интегрирования передаточной функции пропорционально-интегрального звена 13 на рис. 1.

$$14. k_{14} = \frac{1}{\lambda}; \lambda = 1 \text{ при } |\omega| < 1; \lambda = |\omega| \text{ при } |\omega| > 1.$$

15. Замкнутая система регулирования потока возбуждения

$$W_{15} = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1}$$

$$16. k_{16} = \frac{i_{\text{зад}}}{\varphi}.$$

$$17. k_{17} = \varphi \text{ при } |\omega| > 1; k_{17} = 0 \text{ при } |\omega| \leq 1.$$

$$18. W_{18} = \left(\frac{1}{W_3 W_4} - W_8 \right) k_9.$$

При идеальной компенсации противо-э. д. с. $W_{18} = 0$.

$$19. W_{19} = \left(\frac{1}{W_3 W_4} - W_8 \right) k_{10} W_{15} k_{14} k_{17}.$$

При идеальной компенсации противо-э. д. с. $W_{19} = 0$.

$$20. W_{20} = \frac{1}{1 + k_{12} W_{13} k_{14} W_{15} k_{16}}$$

При $i_{\text{зад}} < \frac{1}{K}$

$$W_{20} = \frac{1}{2} \frac{[1 + (T_1 + k_{12} T_2) p] [2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1]}{1 + \frac{T_1}{2} p}$$

При $i_{\text{зад}} > \frac{1}{K}$

$$W_{20} = 1.$$

21. Замкнутый контур регулирования тока якоря

$$W_{21} = \frac{W_3 W_4 W_5}{1 + W_3 W_4 W_5} = \frac{1}{2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1) + 1}$$

22.

$$W_{22} = \left(\frac{1}{W_3 W_4} - W_8 \right) k_{10} W_{15} k_{14} W_{13} k_{12}.$$

При идеальной компенсации противо-э. д. с. $W_{22} = 0$.

$$23. W_{23} = -k_{17} k_{14} W_{15} k_{16}.$$

При $|\omega| \leq 1$

$$W_{23} = 0$$

При $|\omega| > 1$

$$W_{23} = -\frac{i_{\text{зад}}}{\omega} \frac{1}{2T_{\mu p} (T_{\mu p} + 1) + 1}.$$

$$24. W_{24} = k_{12} W_{13} k_{14} W_{15} k_{11} \frac{1}{k_8} \frac{1}{W_{21}}.$$

При $i_{\text{зад}} < \frac{1}{K}$

$$W_{24} = W_{13} = \frac{1 + T_1 p}{1 + (T_1 + k_{12} T_2) p}.$$

При $i_{\text{зад}} > \frac{1}{K}$

$$W_{24} = 0.$$

$$25. W_{25} = k_{17} k_{14} W_{15} k_{11}.$$

При $|\omega| \leq 1$

$$W_{25} = 0.$$

При $|\omega| > 1$

$$W_{25} = \frac{i_{\text{я}} \varphi}{\omega} \frac{1}{2T_{\mu p} (T_{\mu p} + 1) + 1}.$$

При идеальной компенсации противо-э. д. с. связи через элементы 18, 19, 22 обрываются. При этом можно устанавливать в системе $W_{13} = 1$, т. е. $T_1 = T_2 = 0$. В этом случае удвоение коэффициента передачи в контуре регулирования скорости за счет звена 24, учитывающего одновременное изменение тока и потока, компенсируется передаточной функцией звена 20, имеющей при $i_{\text{я}} < 1/K$ коэффициент передачи 1/2 за счет обратной связи через делитель в регуляторе скорости. Связи

через звенья 23 и 25 весьма слабые и не сказываются существенно на динамике системы.

При переходе в генераторный режим меняются знаки следующих связей (вследствие нереверсивности тока якоря): связи $\Delta i_{\text{зад}} - 12 - 13 - 14 - 15 - 10 - 5 - 6 - 7$ и связи $\Delta \omega - 17 - 14 - 15 - 11 - 7$. Первая связь при компенсации противо-э. д. с. обрывается. Вторая связь весьма слабая и мало сказывается на динамике. Поэтому работа системы регулирования скорости мало отличается при переходе от двигательного режима к генераторному, что подтверждается моделированием.

Выводы. 1. Система автоматического регулирования в электроприводе с реверсом поля может обеспечить качество регулирования, приемлемое для целого ряда приводов, в том числе для главных приводов реверсивных станов холодной прокатки, многих трубопрокатных станов, а также для правильных машин и других механизмов.

2. В электроприводе с реверсом поля целесообразно поддерживать поток двигателя в функции тока якоря, причем коэффициент пропорциональности между потоком и током якоря в каждом конкретном случае должен выбираться с учетом мощности потерь энергии, продолжительности неуправляемого режима при реверсе потока и влияния обратных пульсаций тахогенератора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kunz H. R., Schellenberg H. Kaltband — Walzwerke. Speisung und Regelung der Antriebsmaschinen. — «Brown Boveri Mitt.», 1961, № 11 — 12, 48.

2. Плесков В. И., Южбабенко В. Д., Кунцевич Г. Н. Система управления ионным приводом прокатного стана с реверсом поля возбуждения двигателя. — В кн.: Автоматизированный электропривод производственных механизмов. Труды IV Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу, том II. М., «Энергия», 1966.

[2.10.1972]



УДК 62-52:621.373

Выбор частоты квантования в импульсных автоматических системах управления

Канд. техн. наук КОВЧИН С. А.

Ленинградский политехнический институт

При увеличении частоты квантования ω_k в импульсной системе ее динамические характеристики приближаются к аналогичным характеристикам непрерывной системы, имеющей ту же структуру и параметры. В этом случае дискретную систему называют исходной, а непрерывную — приближенной. Выполнить расчет динамики при единичном воздействии в приближенной системе проще, чем в исходной.

Иногда необходимо найти переходные процессы в непрерывной системе при сложных воздействиях, когда воспользоваться обратным преобразованием Фурье трудно. Тогда имеет смысл непрерывную систему считать исходной и заменить ее приближенной дискретной системой, имеющей определенную частоту ω_k и не вносящей существенной разницы в характер исследуемого процесса. В результате последней идеализации дифференциальные уравнения, описывающие поведение исходной системы, за-

меняются разностными уравнениями, выполнять операции над которыми оказывается проще [Л. 1].

Таким образом, в обоих случаях необходимо определить ω_k , от величины которой существенно зависят погрешности принятых приближений. Выбор ω_k обычно связывают с оценкой свойств и погрешностей преобразователей непрерывных величин в дискретные сигналы (ПНД) и преобразователей дискретных сигналов в непрерывные величины (ПДН).

Первая из указанных задач рассматривалась во многих работах, посвященных исследованию дискретных систем автоматики и электроприводов [Л. 1—6 и др.]. Справедливость ее постановки не вызывает сомнений. Однако отдельные выводы или предлагаемые методы оценки ω_k являются недостаточно обоснованными, а подчас и противоречивыми.

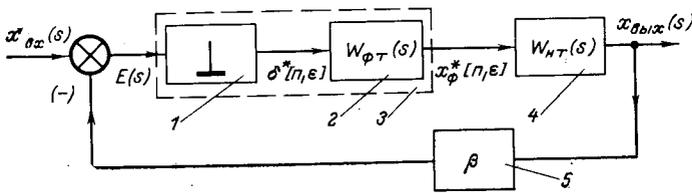


Рис. 1. Схема импульсной системы с амплитудно-импульсной модуляцией первого рода (АИМ-1).

1 — простейший импульсный элемент; 2 — экстраполятор, запоминающий значение решетчатой функции $\delta[n, \epsilon]$ на интервал квантования (формирователь); 3 — преобразователь непрерывных величин в дискретные (ПНД); 4 — преобразователь дискретных величин в непрерывные (ПДН); 5 — элемент обратной связи.

Вторая задача привлекала внимание исследователей меньше [Л. 7—9], хотя ее решение, как показано ниже, не менее важно для рационального построения дискретной системы и определения ее качественных показателей.

Предположим, что в схеме импульсной автоматической системы (рис. 1) осуществляется амплитудно-импульсная модуляция первого рода с запоминанием на интервал дискретности T (АИМ-1). Это допущение можно распространить и на электроприводы с широтно-импульсными преобразователями или регулируемые выпрямителями, если рассматривать малые отклонения сигналов таких ПНД с ШИМ [Л. 1 и 10]. Хотя в области больших изменений сигналов эти устройства следует считать нелинейными [Л. 4 и 10].

При АИМ-1 решение первой задачи обычно связывается с использованием одной из теорем Котельникова В. А., предложенной им в теории передачи непрерывных сообщений дискретными каналами связи. Ее можно записать в виде формулы:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} f\left(\frac{k}{2\Omega}\right) \frac{\sin \pi(2\Omega t - k)}{\pi(2\Omega t - k)}, \quad (1)$$

где $f(t)$ — непрерывная функция; $f(k/2\Omega)$ — ее дискретные значения, отделенные интервалами времени $T=1/2\Omega$; T — период квантования.

Подчеркнем, что формулой (1) на $f(t)$ накладывается существенное требование ограничения ее спектра интервалом изменения частот от $(-\omega_c)$ до до $(+\omega_c) = 2\pi\Omega$. Следовательно, при использовании формулы (1) для схемы (рис. 1) необходимо знать спектральную характеристику ошибки $E(t)$, которую нельзя найти по огибающей решетчатой функции $E[n, \epsilon]$, связанной с входным воздействием соотношением:

$$D\{E[n, \epsilon]\} = D\{\Phi_E(s)\}D\{x_{вх}[n, 0]\}, \quad (2)$$

где D — одна из форм преобразований дискретных функций $E[n, \epsilon]$ $x_{вх}(n, 0)$ — значения смещенной решетчатой функции непрерывной ошибки $E(t)$ и несмещенной — функции входного сигнала; $\Phi_E(s)$ — передаточная функция замкнутой системы по ошибке.

Неприемлемость формулы (2) для решения поставленной задачи заключается не в большом объеме вычислений, а в том, что она определяет $E[n, \epsilon]$ с учетом неидеальности ПНД и ПДН. Погрешности этих блоков состоят в том, что на выходе ПНД формируется ступенчатая функция $x_{\Phi}[n, \epsilon]$, с определенной точностью отражающая свойства $E(t)$,

а ПДН, не получая достоверной информации с ПНД о части спектра его входного сигнала в области частот $\omega \geq \omega_K/2$, вносит дополнительную ошибку в расхождение $E(t)$.

Поэтому обычно оценка погрешности ПНД производится только для разомкнутых систем при известном сигнале. Тогда уравнение (2) вырождается в соотношение:

$$D\{x_{\Phi}[n, \epsilon]\} = D\{W_{\Phi, T}(s)\}D\{x_{вх}[n, 0]\}, \quad (3)$$

которое достаточно просто поддается решению при различных вариациях ω_K и ϵ .

Соответствующие методы расчета погрешности ПНД изложены в [Л. 9, 11 и др.]. Однако такие решения, безусловно оправданные в измерительной технике, не приемлемы к дискретным системам регулирования, где спектр сигнала ошибки $E(t)$ всегда отличается от спектра входного типового сигнала $x_{вх}(t)$. Поэтому целесообразно в данном случае отказаться вообще от количественных оценок в решении первой задачи, ограничиваясь лишь качественным рассмотрением ее, как сделано в работах [Л. 1—3].

Рассмотрим теперь вторую задачу о связи частоты квантования со свойствами непрерывной части системы, назначение которой состоит в преобразовании дискретных сигналов в непрерывную функцию времени, вследствие чего ПДН выполняет роль сглаживающего фильтра. Если бы спектр входного сигнала $x_{вх}(t)$ был ограничен частотой ω_c , частота квантования ПНД была выбрана согласно (1), $\omega_K = 2\omega_c$ и амплитудно-частотная характеристика ПДН имела вид ломаной 1 (рис. 2), то восстановление входного сигнала в ПДН в непрерывную форму происходило бы без искажений. Тогда погрешность дискретной автоматической системы определялась бы только погрешностью ПНД, характеризуемой формулой (1).

В действительности, спектр ограниченного во времени входного сигнала безграничен и АЧХ непрерывной части системы имеет вид кривой 3 (рис. 2). При этом только гармоники входного сигнала с частотой $\omega \leq \omega_1$ восстанавливаются на выходе ПДН без заметной погрешности, сигналы с частотами $\omega_1 < \omega < \omega_c$ проходят с ослаблением в ПНД и ПДН, а гармоники входного сигнала с частотами $\omega > \omega_c = \omega_K/2$ вообще не могут быть восстановлены однозначно в ПДН вследствие их существенного искажения в ПНД.

Следовательно, для замкнутых автоматических систем целесообразно искать не отдельные погрешности каждого из преобразователей информации в зависимости от выбранного значения ω_K , а решать вопрос о погрешности приближения для системы

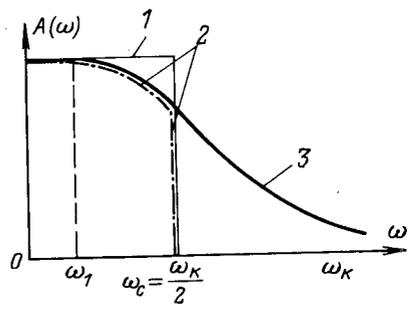


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики фильтров. 1 — идеальный — нижних частот; 2 — с ограниченной полосой пропускания частот; 3 — реальный фильтр.

в целом. Эту суммарную ошибку можно оценить следующим образом.

Для выходной координаты непрерывной системы при единичном входном воздействии запишем такое выражение:

$$f(t) = x_{\text{вых}}(t) = \int_0^{\infty} \omega(\xi) x_{\text{вх}}(t - \xi) d\xi, \quad (7)$$

где $\omega(\xi)$ — весовая функция замкнутой системы; $x_{\text{вх}}(t - \xi)$ — единичная функция, равная нулю при $\xi < 0$ и $t = 0$.

Рассмотрим также функцию

$$f_1(t) = x_{1,\text{вых}}(t) = \int_0^{\infty} \omega(\xi) x_1(t - \xi) d\xi. \quad (8)$$

Пусть $x_1(t - \xi)$ отвечает условиям:

$$\left. \begin{aligned} x_1(t - \xi) &= x_{\text{вх}}(t - \xi) \text{ при } t - \xi > 2T; \\ x_1(t - \xi) &= 0 \text{ при } t - \xi < 2T. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Тогда согласно теореме Парсеваля дисперсию энергий, заключенных в исходной $f(t)$ и приближенной $f_1(t)$ функциях, найдем из соотношения

$$\sigma^2 = \frac{W - W_1}{W} = \frac{\int_0^{\infty} [f(t)]^2 dt - \int_0^{\infty} [f_1(t)]^2 dt}{\int_0^{\infty} [f(t)]^2 dt}. \quad (10)$$

Если учесть равенство

$$\Phi(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(\xi) e^{-j\omega\xi} d\xi, \quad (11)$$

а также вещественность энергии, то, умножая числитель и знаменатель выражения (10) на $e^{-2j\omega\xi}$ и производя преобразования с учетом (9), получим такое выражение для σ^2 :

$$\sigma^2 = \frac{\int_{\omega_k/2}^{\infty} [A(\omega)]^2 d\omega}{\int_0^{\infty} [A(\omega)]^2 d\omega}, \quad (12)$$

где $A(\omega)$ — модуль АЧХ замкнутой приближенной непрерывной системы.

В качестве $f_1(t)$ можно рассматривать решетчатую функцию $[f_k T]$, удовлетворяющую условию (1), что не приводит к изменению формулы (12), делая лишь это равенство приближенным.

Покажем, что (12) устанавливает связь не только между ω_k и свойствами непрерывной части дискретной системы, но и приближенно оценивает ошибку, которая имеет место при замене такой системы непрерывным аналогом, или погрешность при замене исходной непрерывной системы дискретным приближением. Для этого передаточную функцию приведенной непрерывной части дискретной системы с АИМ-I и экстраполятором нулевого порядка запишем в виде:

$$W_{\text{н.т}}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT} W(s), \quad (13)$$

где $W(s)$ — передаточная функция непрерывной части системы.

Найдем АФХ из выражения (13):

$$W_{\text{н.т}}(s) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} W(j\omega). \quad (14)$$

Разложив $e^{-j\omega T}$ в ряд, получим:

$$W_{\text{н.т}}(j\omega) = \left[1 - \frac{j\omega T}{2!} - \frac{(\omega T)^2}{3!} + j \frac{(\omega T)^3}{4!} - \dots \right] W(j\omega). \quad (15)$$

Если в (15) ограничиться только первым членом, то это будет соответствовать замене $e^{-j\omega T}$ в формуле (14) линейным звеном. Можно подсчитать, что ошибка такого приближения будет несущественной для области частот сигналов $\omega < \omega_k/2$.

Рассмотрим дискретную систему с выражением передаточной функции непрерывной части в виде:

$$W_{\text{н.т}}(s) \approx \frac{k}{1 + \tau s}, \quad (16)$$

где k — передаточный коэффициент разомкнутой импульсной системы регулирования с учетом формирующего элемента (рис. 2); τ — постоянная времени.

Найдя из (16) АЧХ замкнутой приближенной системы и решая (12), получаем:

$$\omega_k \tau \approx 2(1 + \beta k) \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} (1 - \sigma^2) = 2(1 + \beta k) \varphi_1(\sigma), \quad (17)$$

где β — передаточный коэффициент цепи обратной связи.

Для выполнения расчетов по формуле (17) при малых величинах σ удобно воспользоваться функцией $\varphi_1 = \varphi_1(\sigma)$, значения которой при $\sigma \leq 0,3$ следующие:

σ	0,3	0,2	0,1	0,05	0,04	0,03	0,02	0,01
φ_1	7,03	15,9	63,63	254,7	399,0	708	1586	6249

Для системы с непрерывной частью в виде звена второго порядка и передаточной функцией

$$W_{\text{н.т}}(s) \approx \frac{k}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_2 s + 1} \quad (18)$$

получим из выражения (12) при $4\alpha(1 + \beta k) < 1$ и $\tau_1 = \alpha \tau_2$:

$$\sigma^2 \geq 1 - \frac{2}{\pi} \left(\frac{d_1}{D} \operatorname{arctg} \frac{\tau_1 \omega_k}{d_2 \sqrt{2}} - \frac{d_2}{D} \operatorname{arctg} \frac{\tau_1 \omega_k}{d_1 \sqrt{2}} \right), \quad (19)$$

где

$$D = d_1 - d_2; \quad d_1 = \frac{1 + \delta}{\sqrt{2}};$$

$$d_2 = \frac{1 - \delta}{\sqrt{2}}; \quad \delta = \sqrt{1 - 4\alpha(1 + \beta k)}.$$

Для случая $4\alpha(1 + \beta k) > 1$

$$\sigma^2 \geq 1 - \frac{1}{2\pi\Delta} \ln \frac{M^2 + 1}{N^2 + 1} - \frac{1}{\pi} (\operatorname{arctg} M + \operatorname{arctg} N), \quad (20)$$

где

$$M = \tau_1 \omega_k + \Delta; \quad N = \tau_1 \omega_k - \Delta; \quad \Delta = \sqrt{4\alpha(1 + \beta k) - 1}.$$

Покажем еще, что повышение степени полинома числителя в формуле (18) до второго порядка включительно не вносит изменений в формулы (19) и (20) за исключением того, что становятся другими

Таблица 1

Расчетные данные зависимости $\sigma^2 = f(\tau\omega_k)$ при $\delta = \text{const}$

$\tau\omega_k$	0,1	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,5	2,0	2,3	2,6	3,0	δ	
σ^2	0,872	0,760	0,571	0,371	0,259	0,178	0,129	0,093	0,049	—	—	—	0,1	
	—	0,733	0,523	—	0,250	—	0,120	0,078	0,040	0,023	0,025	0,013	0,2	
	—	0,728	0,510	—	0,236	—	0,120	0,060	0,036	0,025	0,014	0,012	0,3	
	—	0,710	0,480	—	0,215	—	0,104	0,066	0,033	0,021	0,017	0,010	0,4	
	—	0,672	0,438	—	0,190	—	0,092	0,057	0,029	0,020	0,019	0,010	0,5	
	—	0,628	0,385	—	0,158	—	0,076	0,045	0,024	0,016	0,012	0,008	0,6	
	—	0,560	0,315	—	0,123	—	0,064	0,036	0,020	0,013	0,010	0,005	0,7	
	0,661	0,440	0,220	0,124	0,084	0,053	0,026	—	—	—	—	—	0,004	0,8
	0,470	0,260	0,116	—	0,040	—	0,020	0,013	0,007	—	0,004	0,003	—	0,9
	0,280	0,136	0,060	0,033	0,021	—	0,009	0,003	0,003	—	—	—	—	0,95

Таблица 2

Расчетные данные зависимости $\sigma^2 = f(\tau\omega_k)$ при $\Delta = \text{const}$

$\tau\omega_k$	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	5,0	Δ
σ^2	0,754	0,541	0,378	0,262	0,186	0,131	0,081	0,047	0,025	—	—	—	—	0,1
	0,797	0,612	0,456	0,329	0,235	0,170	0,106	0,053	0,030	0,016	—	—	—	0,5
	0,873	0,743	0,624	0,500	0,391	—	0,193	0,096	0,052	0,003	0,013	—	—	1,0
	—	—	0,756	0,672	0,583	—	0,358	0,190	0,098	0,057	0,035	0,023	0,012	1,5
	—	—	—	0,785	0,724	—	0,547	0,352	0,196	0,109	0,065	0,041	0,021	2,0
$\tau\omega_k$	1,0	2,0	3,0	4,0	4,5	5,0	6,0	6,5	7,0	8,0	10	12	14	Δ
σ^2	0,865	0,677	0,360	0,124	0,077	0,051	0,025	0,019	—	—	—	—	—	3,0
	0,923	0,825	0,667	0,373	—	0,137	0,059	—	0,031	0,019	—	—	—	4,0
	—	0,892	0,810	0,667	—	0,402	0,148	—	0,067	0,036	—	—	—	5,0
	—	0,930	—	0,800	—	0,697	0,394	—	—	0,070	0,032	0,012	—	6,0
	—	0,960	—	0,905	—	—	0,800	—	—	0,410	0,082	0,030	0,016	8,0
—	—	—	0,940	—	—	0,900	—	—	0,800	0,420	0,090	0,035	10,0	

величины δ или Δ . Например, для системы с передаточной функцией непрерывной части

$$W_{н.т}(s) \approx \frac{k(1 + \tau s)}{\tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_2 s + 1} \quad (21)$$

получим следующие значения обобщенных параметров:

$$\delta = P \sqrt{P^2 - 4\alpha(1 + \beta k)}; \quad P = 1 + \beta k \gamma; \quad \gamma \tau_2 = \tau;$$

$$d_1 = \frac{P^2 + \delta}{\sqrt{2}P}; \quad d_2 = \frac{P^2 - \delta}{P\sqrt{2}}; \quad \alpha \tau_2 = \tau_1;$$

$$D = D_2 d_1 - D_1 d_2; \quad D_1 = \gamma^2 d_1^2 - 2\alpha^2;$$

$$D_2 = \gamma^2 d_2^2 - 2\alpha^2.$$

В табл. 1 и 2 указаны данные зависимостей $\sigma^2 = f(\tau_1 \omega_k)$, полученные при различных значениях δ и Δ .

В случае более сложных выражений для передаточной функции непрерывной части, чем (16), (18) или (21), необходимо найти квадрат модуля замкнутой приближенной системы $[A(\omega)]^2$ в виде суммы простых дробей. После этого, применяя формулу (12) и разбивая ее числитель и знаменатель на сумму интегралов, задача может быть решена

теми же методами, что и ранее. Однако для вычисления корней $A(\omega)$ придется использовать ЦВМ.

Таким образом, формула (12) и ее производные (17), (19) и (20) позволяют для заданной величины σ^2 определить значение ω_k , при котором исследование дискретной системы можно производить как непрерывной, пренебрегая наличием дискретных устройств. Они также позволяют при заданной величине ω_k оценить погрешность приближения непрерывной и дискретной систем в виде показателя σ^2 .

На рис. 3 приведены кривые переходных процессов двух импульсных САР с непрерывной частью в виде звена первого порядка, иллюстрирующие сделанные ранее выводы. Как и следовало ожидать, обе системы имеют одинаковые среднеквадратичные отклонения при различных частотах квантования ввиду того, что отличаются их передаточные коэффициенты, хотя постоянные времени и одинаковы. Это наглядно подтверждает недостаточность критерия оценки возможности замены дискретных систем их непрерывными аналогами только по условию $2\pi/\omega_k < \tau_i$ [Л. 6 и 10]. Такие же результаты были получены при моделировании дискретных систем с аналоговой частью второго порядка на АВМ.

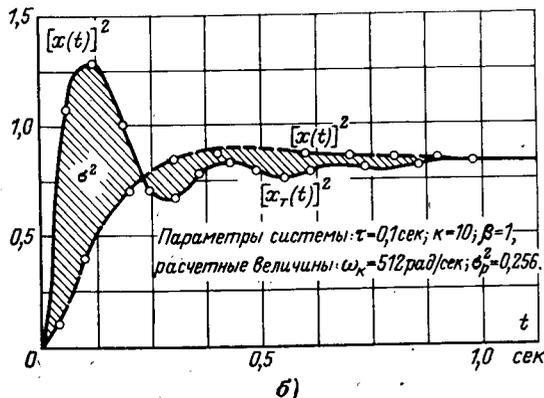
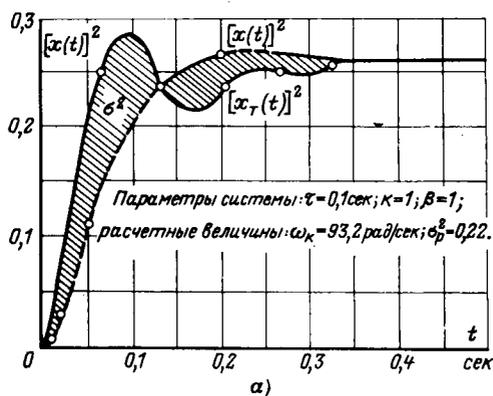


Рис. 3. Кривые квадратичных зависимостей выходных координат дискретной $[x_T(t)]^2$ и непрерывной $[x(t)]^2$ систем при единичных воздействиях и равных значениях показателя $\sigma^2_s = 0,25$.

Из сопоставления кривых переходных процессов, изображенных на рис. 3, можно составить следующее приближенное равенство:

$$I_d \approx \int_0^{\infty} [x_T(t)]^2 dt \approx (1 + \sigma^2) \int_0^{\infty} [x(t)]^2 dt = (1 + \sigma^2) I_n. \quad (22)$$

Таким образом получена оценка квадратичной динамической ошибки дискретной системы I_d с выбранной частотой квантования ω_k по аналогичной ошибке непрерывной системы I_n . В этом заключается физико-математический смысл показателя σ^2 . Ввиду того, что выражение (10) справедливо и для нелинейных систем, рассматриваемый критерий σ^2 может быть применен и для оценки частоты квантования нелинейных дискретных систем. Естественно, в этом случае будут справедливы иные соотношения, чем (17) — (20).

Выводы. 1. При выборе частоты квантования дискретной САР нельзя оценивать раздельно погрешности, вносимые ПНД и ПДН в характеристику выходной координаты системы $x(t)$.

2. Предложенный показатель σ^2 дает возможность совместно оценить погрешность обоих преобразователей при заданной частоте квантования ω_k или выбрать ее значение по заданной величине σ^2 . Физико-математический смысл показателя σ^2 состоит в дополнительной квадратичной динамической составляющей ошибки дискретной системы

с заданной (выбранной) частотой ω_k по сравнению с такой же ошибкой непрерывной системы, имеющей аналогичные параметры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. М., Государственное изд-во физико-математической литературы, 1963.
2. Кузин Л. Т. Расчет и проектирование дискретных систем управления. М., «Машиностроение», 1962.
3. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. М., Государственное изд-во физико-математической литературы, 1963.
4. Шипилло В. П. Автоматизированный вентиляльный электропривод. М., «Энергия», 1969.
5. Системы постоянного тока на тиристорах. Сер. «Библиотека по автоматике». М., «Энергия», вып. 214, 1966. Авт.: Найдис В. А., Лебедев А. М., Орлов Р. Т., Юферев В. Ф.
6. Глазенко Т. А. Импульсные полупроводниковые усилители в электроприводах. М., «Энергия», 1965.
7. Ковчин С. А. Оценка систем управления точных электроприводов постоянного тока. — В кн.: Труды Всесоюзного совещания по современным системам автоматического управления электроприводами. Л., Научно-техническое общество энергетики и электротехнической промышленности, 1971.
8. Маркюс Ж. Дискретизация и квантование. М., «Энергия», 1969.
9. Немировский А. С., Волконский В. А. Погрешность аппроксимации при дискретных измерениях непрерывных величин. — «Измерительная техника», 1963, № 4.
10. Основы автоматического управления. Под ред. Пугачева В. С. М., «Наука», 1968.
11. Турбович И. Т. Некоторое обобщение теоремы Котельникова. — «Радиотехника», 1956, т. 11, № 4.

[29.6.1973]



Экспериментальное исследование частотных характеристик объединенной энергосистемы Урала

Доктор техн. наук АРЗАМАСЦЕВ Д. А., инженеры ГЕРВИЦ М. Н., ГОЛУБИН Е. А., КУШНИР Г. З., кандидаты техн. наук КАЗАНЦЕВ В. Н., КРИЧЕНОВА И. А., РУДНИЦКИЙ М. П.

Свердловск

Частотные характеристики энергосистем существенно зависят от типа и мощности станций, состава потребителей, распределения нагрузки и резервов между станциями системы [Л. 1—3]. С целью изучения этих зависимостей в объединенной энергосистеме Урала в 1971 г. были проведены испытания по определению статических и динамических частотных характеристик объединения.

Испытания проведены при отдельной работе ОЭС Урала и ЕЭС в периоды относительно постоянной нагрузки системы. Для определения полного диапазона изменчивости частотных характеристик испытания проводились в период зимнего максимума (два испытания в рабочий день и два в выходной день) и во время летнего минимума нагрузки системы (одно испытание в рабочий день и осталь-

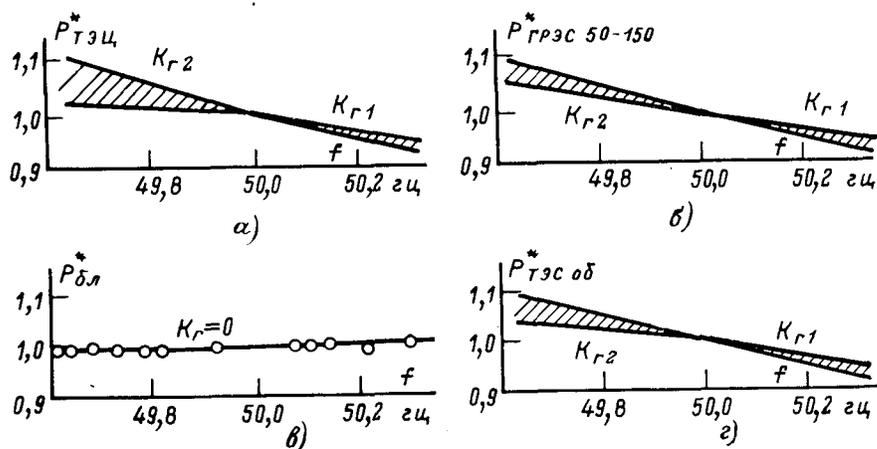


Рис. 1. Пределы изменяемости экспериментальных статических частотных характеристик для зимнего максимума.

ные в выходные дни) в различные часы суток. Частота в объединении изменялась ступенями 0,1—0,25 гц в диапазоне 49,5—50,5 гц путем изменения мощности ГЭС, регулирующих частоту. Скорость изменения генерируемой мощности гидроэлектростанций была в среднем 90 Мвт/мин. На всех электростанциях перед началом опыта были отключены автоматические регуляторы частоты и персонал станций не регулировал нагрузку агрегатов.

После изменения нагрузки ГЭС выдерживалась пауза 1,5—2 мин¹, затем измерялись частота, активные мощности каждой электростанции ОЭС Урала, напряжения основных узлов и перетоки активной мощности по межсистемным связям. Во время зимних испытаний, кроме того, фиксировались активная мощность, параметры пара перед турбинами, производительность и напор питательных насосов, а также мощность собственного расхода каждого блока 150—300 Мвт на отдельных электростанциях. Обработка результатов испытаний осуществлялась статистическими методами. Для каждого установившегося значения частоты были рассчитаны суммарная генерируемая мощность тепловых электрических станций (ТЭС) для каждой энергосистемы $P_{Гi}$ и объединения в целом $P_{Г.об.}$, мощность гидроэлектростанций, регулировавших частоту $P_{ГЭС}$, активная нагрузка каждой энергосистемы P_{Hi} и объединения $P_{H.об.}$. Так как диапазон изменения частоты был достаточно узок, было принято, что статические частотные характеристики могут быть аппроксимированы линейной или кусочно-линейной зависимостью. Коэффициенты аппроксимирующих зависимостей определялись методом наименьших квадратов.

Динамические частотные характеристики системы были определены при сбросах и набросах нагрузки, по величине достаточных для изменения частоты в объединении на 0,2—0,3 гц. Сброс нагрузки осуществлялся отключением межсистемной связи

¹ Продолжительность паузы была определена на основании предварительных опытов, которые показали, что переходный процесс изменения активной мощности турбогенераторов после небольших мгновенных сбросов и набросов нагрузки за это время практически заканчивается.

2*

с ЭЭС при перетоке в сторону ЭЭС; наброс нагрузки — одновременным отключением 5—6 генераторов на Воткинской ГЭС. Эксперименты производились с целью определения эквивалентной инерции и суммарного статизма объединения по частоте.

В статье сделана попытка выявить зависимости частотных характеристик от основных влияющих факторов и проследить тенденции в изменении характеристик системы.

Статические частотные характеристики тепловых электрических станций. Анализ результатов испытаний показывает, что статическая частотная характеристика ТЭС (СЧХ ТЭС) может быть представлена

ломаной линией с точкой излома при частоте 49,9—50,0 гц (рис. 1). Крутизна характеристики различна для частот выше и ниже 50 гц (K_{r1} и K_{r2} соответственно) и определяется в основном величиной и распределением резерва между агрегатами, а также статизмом автоматических регуляторов скорости (АРС) и видом тепловой автоматики турбин. В соответствии с этим были выделены три характерные группы станций: ТЭЦ, ГРЭС с турбогенераторами 50—150 Мвт, ГРЭС с блоками 200—300 Мвт.

Крутизна СЧХ ТЭЦ (рис. 1,а) во многом определяется загрузкой промышленных и теплофикационных отборов пара. Существенно снижается она и при наличии на ТЭЦ турбин с противодавлением, так как крутизна СЧХ последних равна нулю.

Реакция конденсационных машин 50—150 Мвт (рис. 1,б) на изменение частоты в системе определяется в основном статизмом регуляторов скорости. Так как в последнее время часть конденсационных машин низкого и среднего давления переведена на «ухудшенный вакуум», то при этом крутизна их СЧХ уменьшилась.

Крутизна СЧХ блоков 200—300 Мвт (рис. 1,в) существенно зависит от вида регулирования. Быстродействующие регуляторы «до себя» практически полностью уравнивают действие АРС в том диапазоне изменения частоты, при котором проводились эксперименты. При работе турбин на «скользящих параметрах пара» регулирующие клапаны полностью открыты и регулирование мощности осуществляется изменением параметров пара; АРС при этом выполняет в основном защитные функции. Поэтому крутизна СЧХ таких блоков 200—300 Мвт практически равна нулю и они не принимают участия в первичном регулировании частоты. Аналогичные результаты получены во время системных испытаний в ОЭС Северозапада [Л. 4].

Результаты испытаний для некоторых энергосистем ОЭС Урала приведены в табл. 1, из которой видно, что состав оборудования существенно влияет на крутизну СЧХ ТЭС энергосистем (рис. 1). По этой же причине снижается регулирующий эффект при сезонном увеличении тепловых нагрузок в системах, имеющих ТЭЦ в базе графика нагрузки (см.

Крутизна СЧХ ТЭС энергосистем, входящих в ОЭС Урала

Энергосистема	Режимные характеристики		Период летнего минимума нагрузки объединений			Период зимнего максимума нагрузки объединения			
			Выходной день		Рабочий день	Выходной день		Рабочий день	
			Утро	Вечер		Утро	День	Утро	День
I	$P_{г.р}$, %	ТЭЦ ГРЭС/в том числе блоков	23,7 76,3/-	23,9 76,1/-	20,8 79,2/-	24,3 75,7/35,7	24,3 75,7/35,7	23,8 76,2/38,9	23,8 76,2/38,9
	ρ , о. е.	ТЭЦ ГРЭС Блоков ТЭС	1,21 1,10* — 1,13	1,25 1,05* — 1,09	1,05 1,06* — 1,06	1,23 1,21 1,11 1,18	1,23 1,23 1,16 1,21	1,08 1,03 1,02 1,04	1,09 1,08 1,02 1,06
	$K_{г1}/K_{г2}$, о. е.	ТЭЦ ГРЭС ТЭС	-9,7/-9,7 — —	-9,6/-6,5 -4,6/- -5,1/-	-7,6/- -4,9/-2,9 -5,2/-1,0	-8,3/-8,3 -10,7/-9,6 -6,1/-4,2	-8,4/- -6,8/-5,0 -4,8/-2,4	-8,0/-6,3 — -4,3/-1,7	-8,6/-5,4 -8,2/-1,7 -5,1/-2,3
	$P_{г.р}$, %	ТЭЦ ГРЭС/в том числе блоков	56,1 44,9/18,9	60,6 39,4/12,1	56,8 43,2/18,6	52,4 47,6/23,2	52,4 47,6/23,2	44,4 55,6/27,8	44,4 55,6/27,8
II	ρ , о. е.	ТЭЦ ГРЭС Блоков ТЭС	1,06 1,01 1,00 1,04	1,05 1,02 1,00 1,03	1,02 1,05 1,00 1,02	1,03 1,31 1,34 1,15	1,02 1,32 1,32 1,14	1,03 1,32 1,43 1,20	1,03 1,33 1,33 1,19
	$K_{г1}/K_{г2}$, о. е.	ТЭЦ ГРЭС ТЭС	-10,6/-3,4 -14,1/-3,2 -9,5/-2,6	-13,4/-1,5 — -9,1/-2,0	-9,7/-2,9 -13,8/-7,7 -8,9/-2,1	-4,5/-4,5 -10,0/-10,0 -5,1/-5,1	-7,2/-2,0 -10,0/-10,0 -6,1/-3,5	-8,0/-3,0 -8,7/-8,7 -5,3/-3,2	-6,0/- -13,9/-13,9 -5,7/-3,4
	$P_{г.р}$, %	ТЭЦ ГРЭС/в том числе блоков	51,3 48,7/-	51,4 48,6/-	45,8 54,2-	51,6 48,4/35,5	51,6 48,4/35,5	49,2 50,8/37,8	49,0 51,0/37,8
	ρ , о. е.	ТЭЦ ГРЭС Блоков ТЭС	1,16 1,13* — 1,14	1,12 1,11* — 1,12	1,05 1,03* — 1,04	1,21 1,04 1,01 1,11	1,20 1,19 1,13 1,17	1,14 1,00 1,06 1,09	1,19 1,06 1,05 1,11
III	$K_{г1}/K_{г2}$, о. е.	ТЭЦ ГРЭС Блоков ТЭС	-11,8/-8,9 -1,7/- — -6,7/-2,0	-12,6/-8,6 -1,0/-0,1 — -7,4/-3,8	-11,5/0,0 -0,7/- — -5,6/-	-11,5/-11,5 -5,3/-3,1 -4,2/- -7,4/-6,5	-12,8/-12,8 -5,9/-5,9 -1,0/- -7,5/-7,5	-9,6/-4,8 — -4,4/-0,1 -5,9/-2,7	-10,6/-5,0 -10,2/-10,2 -2,0/- -6,5/-2,9
	ρ , о. е.	ТЭЦ	1,01	1,09	1,10	—	—	—	—
	$K_{г1}/K_{г2}$, о. е.	ТЭЦ	11,7/-3,5	-14,1/-8,3	-11,5/-5,3	—	—	—	—
	$P_{г.р}$, %	ТЭЦ	—	—	—	—	—	—	—

* Включая блоки 200—300 Мвт.

Примечание. Коэффициенты крутизны $K_{г1}$ и $K_{г2}$ определены из соотношения $\Delta P_{г}^*/\Delta f^*$, полученного из усредненной характеристики $P_{г}(f)$, причем величина $\Delta P_{г}^*$ отнесена к располагаемой мощности ТЭС в каждом опыте $P_{г.р}$.

табл. 1). В системе с большим количеством блоков увеличение доли последних в суммарном графике системы при прохождении максимума также приводит к снижению регулирующего эффекта ТЭС. Эта тенденция, по-видимому, будет наблюдаться и в дальнейшем, так как доля блоков в покрытии суммарной нагрузки системы будет возрастать, и часть ГРЭС среднего давления будет переведена в теплофикационный режим.

Крутизна СЧХ ТЭС в зоне частот ниже 50 гц ($K_{г2}$) в значительной степени зависит от резерва мощности (ρ) ТЭС. Отношения коэффициентов крутизны для различных уровней резерва мощности на станциях приведены ниже:

ρ , о. е.	$K_{г2}/K_{г1}$
1,00—1,05	0,18—0,24
1,05—1,10	0,38—0,48
1,10—1,15	0,55—0,63
1,15—1,20	0,78—0,83
1,20—1,25	0,85—0,94
>1,25	1,00

Полученные величины несколько отличаются от ранее известных [Л. 1]. Это объясняется в основном

указанными выше тенденциями в снижении крутизны СЧХ всех рассмотренных групп тепловых электростанций и представлением СЧХ кусочно-линейной зависимостью (в отличие от линейной в [Л. 1]).

Статические частотные характеристики ОЭС Урала. Для объединения в целом исследовались статические характеристики ТЭС, статические характеристики нагрузки и суммарная частотная характеристика объединения. Коэффициенты СЧХ ТЭС определены по той же методике, и для энергосистем (табл. 2). Кроме того, вычислены значения крутизны частотных характеристик ТЭС объединения по соответствующим коэффициентам для отдельных систем и отдельных групп ТЭС:

$$K_{г} = \frac{\sum_{i=1}^n K_{гi} P_{гi}}{\sum_{i=1}^n P_{гi}}, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

где $P_{гi}$ — располагаемая мощность i -й энергосистемы (группы ТЭС); $K_{гi}$ — крутизна СЧХ ТЭС i -й энергосистемы (группы ТЭС).

Таблица 2

Коэффициенты крутизны СЧХ ОЭС Урала

Режимные характеристики		Период летнего минимума нагрузки системы			Период зимнего максимума нагрузки системы			
		Выходной день		Рабочий день	Выходной день		Рабочий день	
		Утро	Вечер		Утро	День	Утро	День
$P_{г.р.} \%$	ТЭЦ ГРЭС/в том числе блоков	48,4 51,6/—	49,0 51,0/—	44,4 55,6/—	42,8 57,2/32,5	42,8 57,2/32,5	41,0 59,0/35,1	40,9 59,1/35,2
$P_{вст.} \text{ о. е.}$		1,18	1,16	1,10	1,20	1,23	1,12	1,16
$K_{Г1}/K_{Г2}, \text{ о. е.}$	ТЭЦ ГРЭС/в том числе блоков Блоков	-11,7/-7,0 -4,1/—	-11,1/-7,0 -2,4/—	-10,4/-1,4 -6,6/—	-9,1/-9,1 -9,4/-9,4	-8,8/-4,6 -7,1/-5,2	-9,4/-5,2 —	-8,5/-3,5 -7,0/-3,9
$K_{Г1}/K_{Г2}$ СЧХ ТЭС, о. е.	Опыт Расчет по (1)	-7,9/-1,5 -7,8/-1,7	-6,7/-2,2 -6,7/-2,3	-8,2/-0,2 -8,3/-0,2	-6,8/-6,8 -6,9/-6,9	-5,7/-4,7 -5,7/-3,1	-5,7/-2,3 -5,6/-2,5	-5,9/-1,7 -5,6/-2,1
$K_{Об1}/K_{Об2},$ о. е.	Опыт Расчет по (5)	-12,2/-6,8 -12,7/-5,8	-11,1/-4,5 -11,1/-6,4	-12,0/-3,5 -11,8/-3,4	-10,1/-10,1 -10,7/-10,1	-9,5/-7,0 -9,5/-8,6	-8,0/-5,3 -8,6/-5,0	-11,1/-4,1 -9,8/-4,7
$K_{н.} \text{ о. е.}$		4,0	3,8	3,2	3,0	2,8	2,4	2,7
$K_{н(f)}, \text{ о. е.}$		3,3	3,1	2,5	2,2	2,0	1,6	1,9

Примечание. Крутизна СЧХ нагрузки определялась по соотношению $\Delta P_{н.об}^*/\Delta f^*$, полученному по усредненной характеристике $P_{н.об}(f)$, причем величина $\Delta P_{н.об}$ отнесена к нагрузке объединения при $f_{ном}$ в данном опыте.

Для СЧХ ТЭС объединения, как и для отдельных энергосистем, можно проследить зависимость коэффициентов крутизны от состава и загрузки генерирующего оборудования. При значительной нагрузке отборов пара и турбин с противодавлением, а также все увеличивающейся роли блоков 200—300 Мвт в покрытии графика нагрузки системы можно проследить тенденцию снижения крутизны СЧХ ТЭС объединения (рис. 1,2). Зависимость отношения $K_{Г2}/K_{Г1}$ от величины вращающегося резерва объединения приведена ранее.

Нагрузка ОЭС Урала определялась как сумма мощностей всех электростанций. Так как изменение частоты в системе вызывало изменения напряжения на шинах станций и подстанций, то $P_{н.об} = \psi(\{U_i(f), i = 1, 2, \dots, N\})$,

откуда

$$\frac{dP_{н.об}}{df} = \frac{\partial P_{н.об}}{\partial f} + \sum_{i=1}^N \frac{\partial P_{нi}}{\partial U_i} \frac{dU_i}{df} \quad (2)$$

или

$$K_{н} = K_{н(f)} + K_{н(U)} K_U \quad (3)$$

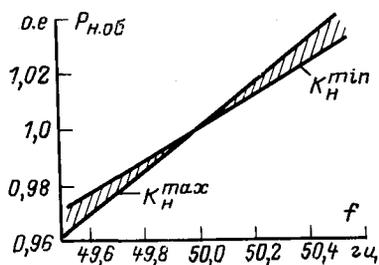


Рис. 2. Экспериментальная статическая частотная характеристика нагрузки объединения с 95%-ным доверительным интервалом.

где

$$K_{н} = \frac{dP_{н.об}}{df}; \quad K_{н(f)} = \frac{\partial P_{н.об}}{\partial f};$$

$$K_{н(U)} K_U = \sum \frac{\partial P_{нi}}{\partial U_i} \frac{dU_i}{df} = \left(\frac{\partial P_{н}}{\partial U} \right)_n \left(\frac{dU}{df} \right)_n$$

Суммарный регулирующий эффект нагрузки по частоте и напряжению $K_{н}$ определялся по соотношению $\frac{\Delta P_{н.об}^*}{\Delta f^*}$, полученному из СЧХ нагрузки объединения при ее статистической линеаризации (рис. 2). Значение $K_{н(U)}$ принималось согласно [Л. 3 и 5] равным в среднем 0,52 о. е. для всех узлов нагрузки системы.

Коэффициенты крутизны K_{Ui} статистически линеаризованных характеристик $U_i = \varphi(f)$ найдены для 49 узловых точек и сгруппированы по четырем районам объединения, для каждого дня испытаний. При этом приближенно принималось, что состав генерирующих мощностей и потребителей для каждого дня испытаний оставался одинаковым. Средние значения \tilde{K}_U районов объединения приведены в табл. 3.

Таблица 3

Район системы	Летний минимум		Зимний максимум		
	Номера испытаний				
	1-3	4-6	7	8 и 9	10 и 11
I	0,87	0,94	1,09	1,15	1,09
II	1,76	1,98	1,15	1,40	1,57
III	0,92	1,13	1,02	2,52	2,60
IV	1,51	1,63	1,1	—	—

Величина регулирующего эффекта нагрузки по частоте $K_{н(f)}$ определялась по (3), причем K_U учитывался средневзвешенным значением по каждой совокупности испытаний. Коэффициенты K_n и $K_{нf}$ приведены в табл. 2. Суммарный регулирующий эффект нагрузки (в среднем 3,1 о. е.) оказался выше, чем K_n для этой же системы, полученный во время испытаний в 1957-г. [Л. 1]. Это явление можно в основном объяснить изменением состава нагрузок энергосистемы: повышением доли приемников с моментами, пропорциональными частоте в третьей степени и выше (механизмы с вентиляторным моментом, насосы, работающие на сеть с большими статическими напорами и т. п.) и, кроме того, увеличением потерь в сети, пропорциональных частоте в квадрате [Л. 2].

Прослеживается также тенденция увеличения регулирующего эффекта нагрузки при ее изменении от максимальной до минимальной как в течение года, так и недели (табл. 2). Это увеличение, видимо, объясняется тем, что в базе графика остаются потребители, мощность которых пропорциональна высоким степеням частоты, а отключаются потребители с мощностью, не зависящей от частоты (освещение — летом) или же зависящей в первой степени (механизмы с постоянным моментом по валу — металлорежущие станки и т. п.). Последнее приводит к повышению K_n в выходные дни.

Отметим, что рекомендуемое для выбора уставок АЧР значение $K_n=2,0$ о. е., по-видимому, недостаточно обосновано. Это подтверждается результатами описываемых испытаний и данными [Л. 6] ($K_n=2,7-3,4$ о. е.), а также результатами подобных испытаний, выполненными УО ОРГРЭС в ряде энергосистем ($K_n=2,3-2,5$ о. е.).

Кроме того, аварийные снижения частоты в системе могут происходить с большой скоростью (при анализе системных аварий наблюдалась скорость до 7 *гц/сек*) и использование статического регулирующего эффекта нагрузки может привести к неправильной настройке АЧР. Попутно отметим, что при действии АЧР эта величина будет изменяться. Есть основания полагать, что при снижении частоты в системе в первую очередь будут отключаться потребители со слабой зависимостью от частоты и регулирующий эффект оставшихся в работе потребителей будет выше. Поэтому необходимо проведение дополнительных исследований по определению регулирующего эффекта системы при глубоких посадках частоты.

Крутизна суммарной СЧХ объединения определена несколькими способами:

по усредненной зависимости $f=\varphi(P_{\text{рег}})$ [Л. 1]

$$K_{об} = \frac{100}{s\%} = \frac{\Delta P_{\text{рег}} f_{\text{ном}}}{\Delta f P_n}, \quad (4)$$

где s — результирующий статизм системы по частоте; $\Delta P_{\text{рег}}$ — изменение мощности регулирующих ГЭС, соответствующее изменению частоты Δf ; P_n — нагрузка объединения при $f=f_{\text{ном}}$;

по коэффициентам крутизны СЧХ ТЭС и нагрузки [Л. 3]

$$K_{об} = \rho_{\text{сист}} K_{г} + K_{н}, \quad (5)$$

где $\rho_{\text{сист}}$ — коэффициент резерва объединенной системы.

Таблица 4

Режимные характеристики	Летний минимум нагрузки системы	Зимний максимум нагрузки системы
Крутизна СЧХ ТЭС $K_{г1}$, о. е.	—(7,2; 7,8)	—(5,6; 6,4)
Суммарный регулирующий эффект нагрузки K_n , о. е.	(3,0; 3,9)	(2,5; 2,9)
Регулирующий эффект нагрузки по частоте $K_{н(f)}$, о. е.	(2,3; 3,3)	(2,75; 2,2)
Крутизна суммарной СЧХ системы $K_{об1}$, о. е.	—(11,9; 13,6)	—(8,5; 10,9)

Кроме того, величина суммарного регулирующего эффекта объединения оценена при динамических испытаниях.

Как показано в табл. 2, крутизна суммарной СЧХ объединения, подобно СЧХ ТЭС, имеет разные значения для частот выше и ниже 50 *гц*. В среднем величины $K_{об1} = -12,8$ о. е. для минимума и $-9,7$ о. е. для максимума нагрузки. Коэффициент $K_{об2}$ изменяется в широких пределах (4—11 о. е.) в зависимости от резерва в системе. При малых резервах величина $K_{об2}$ в основном определяется крутизной СЧХ нагрузки.

В целом диапазон изменения коэффициентов крутизны режимных характеристик ОЭС Урала можно оценить на основании данных семи летних и четырех зимних испытаний по их доверительным интервалам при доверительной вероятности $\beta = 0,95$ (табл. 4).

Коэффициенты крутизны суммарной СЧХ объединения, полученные при мгновенных изменениях нагрузки, оказались выше, чем найденные по (4) и (5). Это объясняется следующим. Отклонение частоты определялось как разность между средним значением частоты за 5 *сек* до толчка нагрузки и средним значением частоты между двадцатой и сороковой секундами после толчка нагрузки, когда колебания частоты практически затухают. Однако через 0,5—1,0 *мин* после толчка нагрузки возможно дальнейшее снижение частоты за счет действия тепловой автоматики котлов. Поэтому значения $K_{об1}$, определенные при мгновенных изменениях нагрузки, ($K_{об1} = -(12,65-15,14)$ о. е. для минимума и $K_{об1} = -(10,2-11,4)$ о. е. для максимума нагрузки) несколько больше, чем определенные при статических испытаниях.

Динамические частотные характеристики ОЭС Урала. Как было сказано выше, для изучения динамических характеристик создавались искусственные возмущения по (3—5%) $P_{н.об}$, которые вызывали изменение частоты в объединении на 0,2—0,3 *гц*. Процесс изменения частоты был записан в различных точках системы. Для математического описания процесса изменения частоты в ОЭС использовалась модель, полученная в предположении, что в начальной стадии изменения частоты происходит под действием постоянного небаланса мощности.

В этом случае значение эквивалентной постоянной механической инерции системы

$$T_J = \frac{\Delta P^{(0)} f_{\text{ном}}}{\left(\frac{d\Delta f}{dt}\right)_{t=t_0}}, \quad (6)$$

где $\Delta P^{(0)}$ — сброс (наброс) нагрузки (о. е.); величина $\frac{d\Delta f}{dt}$ определяется как приращение частоты Δf за время $\Delta t = 1$ сек при $t_0 = 0,5 - 1$ сек.

Доверительный интервал величины T_J при $\beta = 0,95$ составляет для минимума нагрузки (13,0; 17,2) сек, а для максимума нагрузки — (9,5; 13,05) сек. Уменьшение T_J в зимний максимум нагрузки, по-видимому, связано с увеличением доли блоков 200—300 Мвт в суммарной генерации системы с 28% летом до 41% зимой.

Выводы. 1. Полученные статические частотные характеристики ОЭС Урала могут быть использованы для оперативного ведения режима объединения, анализа околопредельных режимов межсистемных ВЛ, а также для настройки режимной автоматики.

2. Выявленные зависимости СЧХ станций систем и объединения от состава генерирующего оборудования, величины резерва и его распределения между станциями различных типов позволяют отметить тенденцию снижения крутизны СЧХ ТЭС. Это объясняется в основном увеличением в графике системы доли теплофикационных машин с противодействием и блоков 200—300 Мвт, работающих с регуляторами «до себя» или на «скользящих параметрах пара», так как они имеют крутизну СЧХ, равную нулю, и не принимают участия в первичном регулировании частоты в энергосистеме; резерв мощности для регулирования частоты на этих машинах фактически не используется.

3. Суммарный регулирующий эффект нагрузки системы превышает аналогичную величину, определенную для ОЭС Урала при испытаниях 1957—1958 гг. в 1,3—1,5 раза, что связано с изменением состава нагрузок объединения. Регулирующий эф-

фект нагрузки по частоте также оказался выше на 20—25%, что объясняется возросшей долей нагрузки с моментами, пропорциональными частоте в третьей степени и выше. Выявлено увеличение крутизны СЧХ нагрузки при внутринедельном изменении нагрузки от максимальной до минимальной.

4. В связи с тем, что СЧХ нагрузки получены для узкого диапазона частот 49,5—50,5 гц, применять их для выбора противоаварийной автоматики (АЧР, ЧАПВ) можно лишь при оценочных расчетах объемов АЧР, работающих при частотах не ниже 48,5 гц. При расчетах объемов АЧР, работающих в зоне 47—48,5 гц, необходимо использовать динамические характеристики нагрузки.

5. Эквивалентная постоянная механической инерции системы изменяется в широких пределах для всего диапазона нагрузок. Наиболее существенно она зависит от количества блоков 200—300 Мвт в составе генерирующего оборудования системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Савалов С. А., Кучкин М. Д., Лезнов С. И. Режимные характеристики объединенных энергосистем Центра, Урала и Юга. М., Госэнергоиздат, 1962.
2. Влияние понижения частоты и напряжения на работу энергосистемы. — «Энергетика за рубежом», Госэнергоиздат, 1955.
3. Маркович И. М. Режимы энергетических систем. М., «Энергия», 1969.
4. Вонсович М. Я., Петряев Е. И., Родиных М. А., Левит Л. М. Влияние вида регулирования тепловых электростанций на переходный процесс изменения частоты в энергосистеме. — В кн.: Доклады на II Всесоюзном научно-техническом совещании по устойчивости и надежности энергосистем. М., «Энергия», 1969.
5. Горбунова Л. М., Гуревич Ю. Е. Экспериментальное определение характеристик нагрузки энергосистемы. — Труды ВНИИЭ. М., «Энергия», 1967, вып. XXIX.
6. Мерпорт Э. И., Орнов В. Г. Некоторые вопросы экспериментального и расчетного определения регулирующего эффекта нагрузки по частоте и напряжению. — «Электрические станции», 1969, № 1.

[7.2.1973]



УДК 621.311.016

Математическая модель для оперативного определения потоков мощности по ВЛ в автоматизированной системе диспетчерского управления

ИЛЬИН В. Д., КУРОВ Б. Н.

Москва

Эффективность алгоритмов математического обеспечения АСДУ во многом определяется точностью применяемых моделей объекта управления. Процесс производства и распределения энергии, зависящий от случайных факторов (например, величины потребления в узлах), является нестационарным объектом. Качество управления таким объектом может быть повышено за счет использования в алгоритмах корректирующихся (адаптивных) моделей. В АСДУ возможность построения адаптивных моделей связана с вводом в память ЦВМ фактической информации о процессе, которая будет поступать от системы телеизмерений и телесигна-

лизации. Поскольку даже в рамках одной и той же задачи понятие об объекте управления различно для уровней иерархии АСДУ, на каждом из них целесообразно создание своей модели объекта. При этом необходимо решить вопросы построения модели и определения условий, при которых требуется ее коррекция.

Построение и применение адаптивных моделей в АСДУ рассмотрим на примере модели для оперативного определения потоков мощности по внутренним ВЛ энергосистемы в нормальном установленном режиме при заданных нагрузках узлов электрической сети и потоках мощности по внеш-

ним ВЛ. Необходимость определения потоков по контролируемым линиям возникает довольно часто в процессе оперативного управления режимами энергосистемы. Например, решая вопрос о допустимости изменения схемы сети, диспетчер должен оценить величины потоков по контролируемым ВЛ, соответствующие предполагаемой схеме. Потоки по ВЛ необходимо также рассчитывать при изменении нагрузок узлов сети, чтобы не допустить нарушения ограничений, наложенных на потоки.

Известные способы определения потоков можно разделить на две группы. К первой из них отнесем алгоритмы расчета установившегося режима электрической сети, где наряду с нахождением ряда других величин (в зависимости от постановки задачи) вычисляются также и потоки по линиям. Ко второй группе отнесем способы, использующие приближенные аналитические выражения, где потоки представлены как некоторая явная функция нагрузок узлов. В алгоритмах расчета установившегося режима используется наиболее полное математическое описание объекта. Возможные неточности связаны здесь с эквивалентированием электрической сети и с учетом случайного характера нагрузок узлов, потоков и комплексных проводимостей элементов сети. Появление упрощенных способов определения потоков (отнесенных ко второй группе) объясняется тем, что в ряде задач для учета ограничений по потокам приходится многократно производить их расчет. Причем исходная информация этих задач, как правило, недостаточна для расчета установившегося режима. Например, в известных методах решения задачи распределения нагрузок [Л. 1] потоки по контролируемым линиям необходимо рассчитывать на каждой итерации в процессе поиска оптимального решения. Поэтому общее время счета зависит и от времени, затрачиваемого на проверку ограничений по потокам. Чтобы преодолеть затруднения, связанные с увеличением объема исходной информации и времени счета (при попытке использования алгоритмов расчета установившегося режима), были предложены способы получения приближенных аналитических выражений, где зависимость потока по линии от нагрузок узлов представлена как некоторая явная функция [Л. 2]. При этом искомая зависимость предполагалась не корреляционной, а функциональной. Приближенные выражения получались путем аппроксимации гипотетической функциональной зависимости в окрестности некоторой выбранной точки. В частности, в ряде эксплуатируемых программ расчета оптимального суточного режима применяются линейные зависимости потоков активной мощности от активных нагрузок узлов [Л. 1]. Для точки, в которой производится линеаризация, задаются активные и реактивные нагрузки всех узлов. Для вычисления коэффициентов линейной функции требуется производить расчеты установившегося режима. Поскольку зависимость потоков по ВЛ от нагрузок узлов не является строго линейной, точность результатов, полученных по линейным выражениям, зависит от того, насколько удачно выбрана точка линеаризации и какова величина отклонения от нее при каждом конкретном расчете.

Однако еще до внедрения АСДУ имеется возможность построения математических моделей, учитывающих корреляционный характер связи между потоками по ВЛ и нагрузками узлов. При этом аппроксимация действительной зависимости производится на всем интервале наблюдаемых значений потоков по ВЛ. Для построения таких моделей в настоящее время может быть использована фактическая информация о потоках и нагрузках узлов, которая зафиксирована в суточных ведомостях, заполняемых на диспетчерских пунктах в процессе оперативного управления режимами энергосистем.

Разработка предлагаемого метода получения корректирующихся математических моделей для оперативного расчета потоков по контролируемым ВЛ была произведена с использованием имеющейся фактической информации конкретных энергосистем.

Постановка задачи. Рассмотрим электрическую сеть энергосистемы с фиксированной схемой. Поток мощности по линии l ($l=1, 2, \dots, L$; L — число внутренних линий) зависит от нагрузок узлов генерации и потребления, а также от потоков мощности по внешним ВЛ. Таким образом, в любой момент времени t ($t=1, 2, \dots, T$) для потока мощности по линии l имеем:

$$y_{lt}^a = f_{lt}^a (\bar{P}_t, \bar{Q}_t, \bar{P}_t^h, \bar{Q}_t^h, \bar{P}_t^n, \bar{Q}_t^n);$$

$$y_{lt}^r = f_{lt}^r (\bar{P}_t, \bar{Q}_t, \bar{P}_t^h, \bar{Q}_t^h, \bar{P}_t^n, \bar{Q}_t^n),$$

где y_{lt}^a и y_{lt}^r — соответственно активная и реактивная составляющие потока мощности; $\bar{P}_t = (P_{t1}, P_{t2}, \dots, P_{tn})$ и $\bar{Q}_t = (Q_{t1}, Q_{t2}, \dots, Q_{tq})$ — векторы нагрузок узлов данной энергосистемы, генерирующих активную и реактивную мощность, причем n и q — число соответствующих узлов; $\bar{P}_t^h = (P_{t1}^h, P_{t2}^h, \dots, P_{tm}^h)$ и $\bar{Q}_t^h = (Q_{t1}^h, Q_{t2}^h, \dots, Q_{tm}^h)$ — векторы активной и реактивной мощностей узлов потребления, общее число которых m ; $\bar{P}_t^n = (P_{t1}^n, P_{t2}^n, \dots, P_{tg}^n)$ и $\bar{Q}_t^n = (Q_{t1}^n, Q_{t2}^n, \dots, Q_{tg}^n)$ — векторы потоков активной и реактивной мощностей по внешним ВЛ (число ВЛ равно g).

Изменение во времени потоков по линиям представляет собой реализации нестационарных случайных процессов. Известно, однако [Л. 3], что можно выделить значительные отрезки времени (порядка нескольких суток и более — в зависимости от масштаба энергосистемы), для которых рассматриваемые процессы являются стационарными.

Пусть для моментов времени t имеется фактическая информация о векторах $\bar{P}_t, \bar{Q}_t, \bar{P}_t^h, \bar{Q}_t^h, \bar{P}_t^n$ и \bar{Q}_t^n .

Для компактности последующих выкладок обозначим компоненты этих векторов в момент времени t через $x_{tk}, x_{tk}, \dots, x_{tk}$, где $k=n+q+2m+2g$. Пусть также для каждого t имеем поток y_t (индексы l, a и r здесь опущены, так как дальнейшее изложение справедливо для активной и реактивной составляющих потока мощности по любой ВЛ). Первая часть задачи состоит в том, чтобы, анализируя значения y_t , выделить отрезок стационарности случай-

ной функции потока мощности по внутренней ВЛ и для найденного отрезка построить уравнение регрессии потока (y) на нагрузки узлов и потоки по внешним линиям (x_1, x_2, \dots, x_k):

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_k). \quad (1)$$

При использовании зависимости (1) в процессе решения задач планирования и оперативного управления из-за нестационарности случайной функции потока по ВЛ требуется осуществлять коррекцию уравнения (1). Поэтому вторая часть задачи состоит в определении моментов коррекции. Таким образом, в целом задача заключается в построении корректирующихся зависимостей потоков мощности по внутренним ВЛ от нагрузок узлов и потоков по внешним ВЛ.

Определение отрезка стационарности потока мощности по ВЛ. Рассмотрим фактическую информацию y_1, y_2, \dots, y_T о потоке мощности y на выбранном отрезке времени величиной $T \cdot \Delta t$, где Δt — дискретность замеров. Выбор величины Δt отражается на точности информации о реализации случайной функции потока. Определение оптимальной дискретности замеров применительно к условиям АСДУ является самостоятельной задачей и здесь не рассматривается. Один из возможных методов ее решения предлагается в [Л. 4]. В нашем случае дискретность Δt считается заданной.

Требуется на отрезке времени $T \cdot \Delta t$ выделить отрезок стационарности рассматриваемой функции потока по ВЛ. Величина отрезка стационарности может быть найдена путем исследования поведения автокорреляционной функции. Проверка стационарности реализации случайной функции потока по ВЛ (y_1, y_2, \dots, y_T) сводится к проверке предположения о независимости ее автокорреляционной функции от времени [Л. 5].

При наблюдениях за процессом с момента времени $j+1$ ($j=0, 1, \dots, T-1$) оценки коэффициентов автокорреляции s -го порядка $r_j(s)$ ($s=1, 2, \dots$) вычисляются по формуле:

$$r_j(s) = \left(\frac{1}{T-s-j} \sum_{v=1}^{T-s-j} y_{v+j} y_{s+v+1} - \bar{y}'_{s,j+1} \bar{y}''_{s,j+1} \right) / \sqrt{D'_{s,j+1} D''_{s,j+1}}, \quad (2)$$

где $\bar{y}'_{s,j+1}$, $\bar{y}''_{s,j+1}$, $D'_{s,j+1}$, $D''_{s,j+1}$ — соответственно средние и дисперсии следующих рядов:

$$y_{j+1}, y_{j+2}, \dots, y_{T-s} \quad \text{и} \quad y_{j+s+1}, y_{j+s+2}, \dots, y_T.$$

Левая ($r_{л}$) и правая ($r_{п}$) доверительные границы для $r_j(s)$ при заданном уровне значимости β вычисляются по формулам:

$$r_{л} = \frac{[1 + r_j(s)] \exp(-2t_{\beta}/\sqrt{T-s-3}) - [1 - r_j(s)]}{[1 + r_j(s)] \exp(-2t_{\beta}/\sqrt{T-s-3}) + [1 - r_j(s)]}; \quad (3)$$

$$r_{п} = \frac{[1 + r_j(s)] \exp(2t_{\beta}/\sqrt{T-s-3}) - [1 - r_j(s)]}{[1 + r_j(s)] \exp(2t_{\beta}/\sqrt{T-s-3}) + [1 - r_j(s)]}, \quad (4)$$

где t_{β} — статистика Стьюдента с $(n-2)$ степенями свободы.

Сравнение доверительных интервалов, полученных при различных значениях j и s , позволяет найти такой номер j_0 ($j_0 \geq 0$), начиная с которого наблюдения $y_{j_0+1}, y_{j_0+2}, \dots, y_T$ будут принадлежать отрезку стационарности случайной функции потока мощности по ВЛ.

Построение и оценка точности модели потока мощности по ВЛ. Рассмотрим построение функции регрессии потока мощности по внутренней контролируемой ВЛ на нагрузки узлов и потоки мощности по внешним ВЛ, пользуясь при этом заданным набором наблюдений, соответствующих отрезку стационарности. Качество решения задачи определяется выбором регрессионной модели, количеством используемых наблюдений, и, наконец, дискретностью и точностью замеров.

Методы определения оптимального числа наблюдений и оценки их точности предложены в [Л. 6 и 7].

Выбор формы связи потока по внутренней ВЛ с нагрузками узлов и потоками по внешним ВЛ определяется следующими соображениями. Во-первых, тип уравнения регрессии должен соответствовать характеру физической закономерности, определяющей связь потоков и нагрузок. Во-вторых, уравнения регрессии должны быть достаточно простыми, т. е. не содержать слишком много констант. Действительно, если число констант увеличить примерно до числа элементов в выборке наблюдений, можно добиться того, чтобы линия регрессии проходила через все заданные точки. Ясно, что в таком случае она прекращает отражать закономерность, но зато отражает случайные отступления от нее. Известно, что в достаточно широком диапазоне изменение потоков может быть представлено линейной функцией нагрузок. Поэтому вначале в качестве математической модели потока было рассмотрено уравнение множественной линейной регрессии. Однако так как во всей области возможных значений функция потока не является строго линейной, были исследованы также нелинейные модели с целью определения оптимальной формы связи. Исследования показали, что функция потока по ВЛ хотя и не является строго линейной, но достаточно близка к ней. Поэтому имеет смысл построение линейных моделей для отдельных интервалов изменения потока, что, как будет показано в дальнейшем, позволяет существенно повысить точность модели. Это соображение было положено в основу при разработке метода, алгоритма и программы построения интервальной регрессионной модели потока мощности по ВЛ.

Предлагаемый метод состоит в том, что каждому потоку по линии ставится в соответствие набор уравнений множественной линейной регрессии. Эти уравнения получаются следующим образом. Проводится упорядочение наблюдений за изменением потока так, что первым становится наблюдение с наименьшим, а последним — с наибольшим значением потока. Область изменения потока разбивается на интервалы (исследования показали, что, как правило, достаточно двух-трех интервалов). Строится уравнение множественной линейной регрессии для всей области изменения потока и для

каждого из заданных интервалов. При использовании модели вначале рассчитывается поток по уравнению, соответствующему всей области. На основе вычисленного значения определяется тот интервал, расчет потока по уравнению которого дает уточненную оценку.

Для построения регрессивных моделей потоков метод наименьших квадратов малоэффективен. Это связано с тем, что исходный набор факторов-аргументов (нагрузок узлов и потоков по внешним ВЛ) может содержать элементы с достаточно тесной корреляционной связью, что приводит к смещению оценок по уравнению регрессии. Кроме того, снижается ценность регрессионной модели при использовании ее в процессе оперативного управления для оценки значений потоков по ВЛ, так как отсутствует выделение факторов, наиболее существенно влияющих на поток по рассматриваемой линии. Это затрудняет работу с моделью, так как весьма трудно для каждой из контролируемых линий задать такой исходный набор факторов-аргументов, который бы исключал смещение получаемых по уравнению оценок.

Среди известных алгоритмов построения уравнения регрессии с отысканием группы существенных факторов-аргументов наиболее точным является алгоритм случайного поиска с адаптацией [Л. 8]. Однако он требует априорного знания числа существенных факторов и огромной вычислительной работы. В связи с этим был разработан рассматриваемый ниже алгоритм построения интервальной регрессионной модели потока мощности по ВЛ с отбором существенных факторов. Работа алгоритма состоит в следующем.

1. Производится упорядочение заданных наблюдений и разбивка области значений фактора-функции (потока мощности по ВЛ) на заданные интервалы.

2. Производится нормирование значений фактора-функции и факторов-аргументов (нагрузок узлов и внешних перетоков), соответствующих набору наблюдений, используемых при построении уравнения регрессии:

$$\hat{y}_i = \frac{y_i - \bar{y}}{\sigma_y}; \quad \hat{x}_{ij} = \frac{x_{ij} - \bar{x}_j}{\sigma_{x_j}}; \quad i = \overline{1, T}; \quad j = \overline{1, k},$$

где

$$\bar{y} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T y_i; \quad \sigma_y = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^T y_i^2 - \bar{y}^2};$$

$$\bar{x}_j = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T x_{ij}; \quad \sigma_{x_j} = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{i=1}^T x_{ij}^2 - \bar{x}_j^2}.$$

3. Вычисляются парные коэффициенты корреляции между фактором-функцией и факторами-аргументами

$$k_j = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T \hat{y}_i \hat{x}_{ij}; \quad j = \overline{1, k}.$$

4. Из вычисленных в п. 3 коэффициентов отыскивается максимальный по абсолютному значению:

$$k_{r_1} = \max_{1 \leq j \leq k} |k_j|,$$

где r_1 — номер фактора-аргумента с максимальным показателем парной связи. Значение $\beta_{r_1} = k_{r_1}$ записывается в качестве первой шаговой составляющей коэффициента регрессии при аргументе x_{r_1} .

5. Вычисляется первый остаточный член δ_1 , представляющий собой вектор-столбец, состоящий из следующих разностей:

$$\delta_{i1} = \hat{y}_i - \beta_{r_1} x_{r_1}, \quad i = \overline{1, T}.$$

6. Вычисляется остаточная дисперсия:

$$D(\delta_1) = 1 - \beta_{r_1}^2.$$

7. Вычисляются парные коэффициенты корреляции между остаточным членом и факторами-аргументами:

$$k_{js}^* = \frac{1}{T \sigma(\delta_{s-1})} \sum_{i=1}^T \delta_{i,s-1} \hat{x}_{ij},$$

где $s=2, 3, \dots$ — номера шагов в процессе построения регрессии ($s \leq N_1$).

8. Из вычисленных в п. 7 коэффициентов отыскивается максимальный по абсолютному значению:

$$k_{r_s} = \max_{1 \leq j \leq k} |k_{js}^*|,$$

где r_s — номер фактора-аргумента с максимальным показателем парной связи; $s=2, 3, \dots$

9. Вычисляется шаговая составляющая коэффициента регрессии при x_{r_s} :

$$\beta_{r_s} = k_{r_s} \sqrt{D(\delta_{s-1})}, \quad s=2, 3, \dots$$

10. Вычисляется остаточный член δ_s , представляющий собой вектор-столбец следующих разностей:

$$\delta_{is} = \hat{y}_i - \sum_{j=1}^k \left(\sum_s \beta_{r_s} \right) \hat{x}_{ij}, \quad i = \overline{1, T}; \quad s=1, 2, \dots$$

11.* Вычисляется остаточная дисперсия

$$D(\delta_s) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T \delta_{is}^2 - \bar{\delta}_s^2, \quad \text{где } \bar{\delta}_s = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T \delta_{is}.$$

12. Если величина $\frac{D(\delta_{s-1}) - D(\delta_s)}{D(\delta_s)}$ не превосходит заданного значения $\epsilon > 0$ или если число шагов достигло N_1 , выполняется п. 13. В противном случае выполняются все пункты, начиная с п. 7.

13. Вычисляются результирующие коэффициенты уравнения путем суммирования шаговых составляющих при каждом j -м факторе-аргументе ($j=1, 2, \dots, k$):

$$\beta_j = \sum_s \beta_{r_s}, \quad \text{где } r_s \in \Omega (\Omega = \{0: 1, 2, \dots, k\}).$$

Поскольку при некоторых факторах-аргументах регрессионные коэффициенты будут нулевыми (что

означает несущественность их влияния на фактор-функцию), окончательное уравнение имеет следующий вид:

а) в стандартизованном масштабе

$$\hat{y} = \sum_{\alpha \in \Omega} \beta_{\alpha} \hat{x}_{\alpha};$$

б) в натуральном масштабе

$$y = a + \sum_{\alpha \in \Omega} b_{\alpha} x_{\alpha}, \quad \text{где } b_{\alpha} = \frac{\sigma_y}{\sigma_{x_{\alpha}}} \beta_{\alpha};$$

$$a = \bar{y} - \sum_{\alpha \in \Omega} b_{\alpha} \bar{x}_{\alpha};$$

Ω — исходное множество факторов-аргументов, из которого в процессе построения уравнения производится выбор существенных факторов.

14. Вычисляются показатели точности полученного уравнения: коэффициент детерминации (квадрат множественного коэффициента корреляции), отклонения расчетного значения фактора-функции от наблюдаемого (для всех наблюдений), среднее значение отклонения, стандартная ошибка, необходимая для построения доверительных интервалов при определении по уравнению значений потоков мощности по ВЛ.

15. Если число полученных уравнений равно заданному (которое равно числу интервалов, увеличенному на единицу за счет построения уравнения для всей области значений фактора-функции), работа алгоритма прекращается; в противном случае для построения очередного уравнения выполняются все пункты, начиная с п. 3.

Приведенный алгоритм реализован на «Фортран-4» и используется для построения моделей потоков мощности по контролируемым ВЛ на основе фактической информации конкретных энергосистем. Заметим, что этот алгоритм входит в комплекс алгоритмов, назначением которого является построение адаптивной модели объекта в процессе функционирования АСДУ.

Определение моментов коррекции модели. Как было отмечено ранее, нестационарность случайной функции потока мощности по ВЛ приводит к необходимости коррекции регрессионной модели. Моменты коррекции определяются на основе анализа коэффициентов автокорреляции $r_j(s)$ [см. выражение (2)], получаемых для обновляющейся информации о дискретной реализации функции потока по ВЛ. Алгоритм определения моментов коррекции выглядит следующим образом:

1. Производится обновление выборки за счет K значений новой фактической информации, т. е. выборка U_1, U_2, \dots, U_T преобразуется в $U_{1+K}, U_{2+K}, \dots, U_{T+K}$.

2. Вычисляются коэффициенты автокорреляции $r_j(s)$, $j=K, K+1, \dots$; $s=1, 2, \dots$ и их доверительные интервалы для выборки наблюдений $U_{1+K}, U_{2+K}, \dots, U_{T+K}$.

3. Сравниваются доверительные интервалы для коэффициентов автокорреляции при различных значениях j . Указывается максимальная вероятность, при которой интервалы не пересекаются при всех значениях j .

4. Если полученная вероятность меньше заданной, осуществляется коррекция модели, т. е. строятся новые уравнения регрессии с использованием выборки, соответствующей моментам времени

$$t_{1+K}, t_{2+K}, \dots, t_{T+K}.$$

В противном случае коррекция модели не производится и анализируется новая выборка $U_{1+2K}, U_{2+2K}, \dots, U_{T+2K}$, т. е. работа алгоритма возобновляется с п. 2.

Применение адаптивных моделей. Модели потоков мощности по ВЛ могут быть использованы в АСДУ для проверки ограничений при оперативном диспетчерском управлении, а также при решении задачи оптимального распределения нагрузок в процессе планирования и оперативного управления режимами энергосистем [Л. 9]. Схема получения оперативной оценки потока по произвольно выбранной ВЛ на основе линейной интервальной модели выглядит следующим образом.

1. Для заданных нагрузок узлов и потоков во внешнем ВЛ, используя уравнение, справедливое во всей области значений потока по данной линии, определяется приближенное значение потока.

2. По вычисленному в п. 1 значению находится номер уравнения того интервала, в котором содержится приближенное значение.

3. Вычисляется уточненная оценка потока по уравнению для интервала.

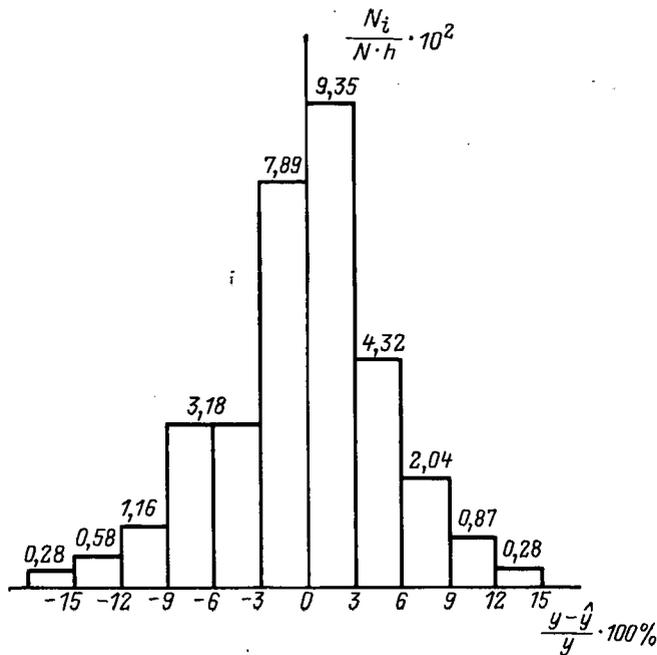
4. Строится доверительный интервал для найденного в п. 3 значения.

Область применения рассматриваемых моделей ограничивается совокупностью уже встречавшихся в практике управления схем электрической сети. Если же необходимо построение моделей для не встречавшейся схемы, требуется время на накопление выборки наблюдений.

Пример. Построим уравнение регрессии для одной из контролируемых линий напряжением 220 кВ реальной энергосистемы. Диапазон изменения потока составил 270—690 Мвт. Отрезок стационарности представлен 114 наблюдениями. Аргументами являлись нагрузки 21 генерирующей станции и потоки 10 внешних ВЛ. В результате отбора существенных переменных после проведения 20 итераций в состав уравнения вошло 17 аргументов (14 станций и 3 линии).

Полученное уравнение в стандартизованном масштабе выглядит следующим образом: $\hat{y} = -0,0248\hat{x}_1 + 0,9904\hat{x}_2 - 0,0251\hat{x}_3 - 0,0226\hat{x}_4 + 0,0760\hat{x}_5 + 0,0237\hat{x}_6 + 0,0240\hat{x}_7 - 0,0565\hat{x}_8 - 0,0345\hat{x}_9 + 0,0272\hat{x}_{10} + 0,0657\hat{x}_{11} - 0,0166\hat{x}_{12} + 0,0332\hat{x}_{13} - 0,0232\hat{x}_{14} - 0,0723\hat{x}_{15} + 0,0114\hat{x}_{16} - 0,0414\hat{x}_{17}$.

Как видно из уравнения, наиболее существенным является фактор с номером 2 (самая крупная электростанция, непосредственно примыкающая к рассматриваемой ВЛ). Влияние других факторов можно легко проследить по величине соответствующих коэффициентов регрессии. Средняя ошибка оценки потока по уравнению регрессии составила 4,1%. Полученная модель хорошо описывает вариацию значений исследуемого параметра: коэффициент детерминации составил 0,946. На рисунке изображена гистограмма относительных частот ошибок аппроксимации по модели. Из рассмотрения гистограммы следует, что основная масса наблюдений (74,2%) имеет относительное отклонение расчетного значения от фактического в пределах $\pm 6\%$, а 68,4% наблюдений — $\pm 5\%$. Построение полиномов второй и третьей степени несущественно увеличило точность модели (средняя ошибка в этих случаях соответственно равнялась 4,0% и 3,9%). С другой стороны, разбиение диапазона изменения потока на два интервала и построение для каждого из них своей модели значительно повысило точность определения потока (см. таблицу). Действительно, несмотря на некоторое ухудшение таких показателей качества



Гистограмма частот относительных ошибок определения потоков по модели.

N — общее число точек; N_i — число попаданий в i -й интервал; h — размер интервала; y и \hat{y} — соответственно фактическое и расчетное значение потока.

моделей, как коэффициент детерминации и остаточная дисперсия, основной показатель — среднее относительное отклонение — уменьшился на 1—1,5%. Таким образом, полученная модель обеспечивает достаточно высокую точность оценки потока мощности по рассматриваемой ВЛ. Время построения модели на ЦВМ «Система 4-70» (фирма ICL) составило 0,5 сек.

Разработанный алгоритм был применен для построения моделей потоков мощности по контролируемым линиям двух реальных энергосистем. Как показали расчеты, оценки потоков по моделям имеют достаточно высокую точность (величина среднего относительного отклонения расчетного значения от фактического, как правило, не превышала 6%). Следует заметить, что в построенных моделях в качестве факторов-аргументов применялись только активные нагрузки генерирующих узлов и потоки активной мощности по внешним ВЛ. Появление в условиях АСДУ дополнительной информации о факторах-аргументах (например, о нагрузках узлов потребления) повысит точность моделей.

Метод построения адаптивных моделей может быть применен для получения различных характеристик процесса производства и распределения энергии как объекта управления. Для этого необходимо наличие фактической информации о переменных, входящих в моделируемую зависимость. Например, уже в настоящее время для ряда энергосистем могут быть получены модели напряжений в контрольных точках. Алгоритм построения адаптивных моделей относится к комплексу алгоритмов идентификации энергосистемы как объекта управления, который разрабатывается в составе математического обеспечения АСДУ к вычислительным машинам серии ЕС ЦВМ.

Область изменения значения моделируемого потока, Мвт	Название показателя качества модели	Вид аппроксимирующего уравнения		
		Полным 1-й степени	Полным 2-й степени	Полным 3-й степени
270—690	Среднее относительное отклонение, %	4,102	4,048	3,958
	Коэффициент детерминации	0,946	0,948	0,949
	Остаточная дисперсия	0,054	0,052	0,051
270—490	Среднее относительное отклонение, %	3,329	3,284	3,170
	Коэффициент детерминации	0,903	0,900	0,903
	Остаточная дисперсия	0,097	0,100	0,907
490—690	Среднее относительное отклонение, %	2,893	2,717	2,595
	Коэффициент детерминации	0,874	0,892	0,905
	Остаточная дисперсия	0,126	0,108	0,094

Выводы. 1. Предложены метод и алгоритм построения корректирующихся математических моделей потоков мощности по контролируемым ВЛ.

2. Расчеты потоков активной мощности по линиям реальных энергосистем, выполненные с использованием моделей, полученных на основе существующей на диспетчерских пунктах фактической информации, показали достаточно высокую точность оценки потоков.

3. Предложенный метод может быть применен для построения моделей напряжений в контрольных точках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Методика расчета оптимального суточного режима объединенной энергосистемы. — «Труды ВНИИЭ», М., «Энергия», 1971, вып. 38. — Авт.: Горнштейн В. М., Юровский А. Г., Савалов С. А., Лебедева О. И., Чепига В. Я.
2. Горнштейн В. М., Максимов Ю. И. Определение коэффициентов линеаризованных выражений для расчета относительных приростов потерь активной мощности в сети и нагрузок линий электропередачи. — «Труды ВНИИЭ», М., «Энергия», 1971, вып. 38.
3. Гурский С. К. Вероятностный анализ нормальных режимов работы основной сети электрической системы. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1972, № 1.
4. Кичатов Ю. Ф. О точности дискретной модели непрерывной системы. Доклады II Всесоюзного совещания по статистическим методам теории управления (Ташкент, 1970). — В кн.: Идентификация, М., «Наука», 1970.
5. Свешников А. А. Прикладные методы теории случайных функций. М., «Наука», 1968.
6. Плискин Л. Г., Сагайдак Н. А. Определение частоты коррекции модели при адаптивном управлении производственным комплексом. Труды I Всесоюзного симпозиума по статистическим проблемам в технической кибернетике (Москва, 1967). — В кн.: Идентификация и аппаратура для статистических исследований. М., «Наука», 1970.
7. Галушкин А. И., Зотов Ю. Я., Шкунов Ю. А. Оперативная обработка экспериментальной информации. М., «Энергия», 1972.
8. Лбов Г. С. Алгоритмы выбора эффективной системы признаков. — В кн.: Распознавание образов в социальных исследованиях. Новосибирск, «Наука», 1968.
9. Ильин В. Д., Салыга В. И. Виртуальный синтез алгоритмов оперативного управления режимами энергосистемы на основе динамической модели объекта. — «Изв. вузов. Электромеханика», 1973, № 6.

[8.1.1973]



Метод расчета узловых сопротивлений электрической системы без процедуры обращения матрицы проводимостей

Чл.-корр. АН Арм. ССР, доктор техн. наук АДОНЦ Г. Т.

Ереван

Под узловыми сопротивлениями понимаются или элементы квадратной матрицы Z уравнений контурных токов, где число строк $n+p$ равно числу $n+p$ независимых контуров схемы, или элементы квадратной матрицы Z уравнений многополюсника, где число строк n равно числу n узлов схемы, выделенных в качестве внешних (независимых) узлов многополюсника. Как правило, число n независимых узлов многополюсника меньше общего числа $n+p$ независимых контуров схемы. Квадратная матрица Z n -го порядка многополюсника может быть получена путем эквивалентного преобразования квадратной матрицы $(n+p)$ -го порядка контурных уравнений. Но получение последней представляет значительные трудности, в связи с чем матрица узловых сопротивлений формируется путем обращения матрицы Y узловых проводимостей многополюсника с выделенными n независимыми (внешними) узлами. Матрица Y узловых проводимостей n -полюсника получается путем эквивалентного преобразования квадратной матрицы Y уравнений узловых проводимостей, а последняя формируется достаточно просто известными правилами метода узловых напряжений.

Необходимость матрицы Z узловых сопротивлений вызвана поисками новых методов расчета режимов электроэнергетических систем, обладающих лучшей сходимостью по сравнению с широко распространенными методами расчета, основанными на матрице Y узловых проводимостей. Преодоление весьма сложной и объемной процедуры обращения матрицы Y узловых проводимостей для получения матрицы Z узловых сопротивлений представляет большую актуальность как для теории электрических систем, так и для практики расчетов установившихся, переходных и других режимов электроэнергетических систем.

Целью настоящей статьи является разработка метода получения матрицы Z узловых сопротивлений (уравнений многополюсника) без процедуры обращения матрицы узловых проводимостей. Наиболее близкое отношение к решению этой задачи имеет способ аналитического представления схем при помощи первой и второй матриц инцидентий (соединений) [Л. 1]. Указанными матрицами представляются соединения ветвей в узлах и контурах схем. Однако метод получения матрицы узловых сопротивлений многополюсника как в этом, так и в других способах [Л. 2—4], сводится к процедуре обращения матрицы узловых проводимостей с выполнением большого объема вычислительных операций. В настоящее время известны и другие методы получения матрицы Z , основанные на теории графов и последовательных наращиваний матрицы [Л. 5—7]. Реализация этих методов на ЦВМ также связана с большой затратой машинного времени.

Одним из первых методов расчета матрицы Z , исключая процедуру обращения матрицы Y , явился метод, предложенный в [Л. 8]. Однако и в этом методе отсутствует процедура получения

матрицы узловых сопротивлений многополюсника, что необходимо для решения ряда задач по режимам электроэнергетических систем.

Предлагаемый метод расчета $[Z]$, исключаящий процедуру обращения матрицы Y , реализуется на ЦВМ с малой затратой машинного времени и в силу этого может получить широкое применение.

Постановка задачи. Принимаются заданными:

1. Схема замещения системы с общим числом независимых ветвей n_b , т. е. с числом неизвестных токов ветвей n_b , общим числом независимых узлов y_n и, следовательно, общим числом независимых контуров $k_n = n_b - y_n$.

Для комплексных сопротивлений Z_b ветвей схемы и токов I_b в них принимаются одинаковые числовые индексы, начиная с 1 до n_b , т. е. $b = 1 \div n_b$. Первые из этих индексов общим числом g , а именно $b = 1 \div g$, присваиваются ветвям с генераторами, последующие индексы общим числом n , а именно $b = (g+1) \div (g+n)$ присваиваются ветвям с нагрузками. Последующие индексы общим числом p , а именно $b = (g+n+1) \div (g+n+p)$ присваиваются ветвям, токи в которых принимаются в качестве токов внутренних контуров схемы. Токи в генераторных и нагрузочных ветвях схемы принимаются в качестве токов внешних контуров схемы.

Для нумерации независимых узлов схемы принимается следующий порядок: $1 \div g$ — первые номера-индексы генераторных узлов; $(g+1) \div (g+n) = n$ — индексы узлов нагрузок; $(n+1) \div (n+p)$ — индексы узлов схемы, к которым примыкают ветви с индексами $(n+1) \div (n+p)$. Остальным узлам схемы присваиваются индексы $(n+p) \div (n+p+y_n)$.

Для иллюстрации предлагаемого метода на рисунке приводится пример схемы замещения системы, содержащей $n_b = 20$ независимых ветвей, $y_n = 9$ независимых узлов и, следовательно, $k_n = 11$ независимых контуров. Заметим, что генераторные узлы 1—4 не являются независимыми, т. е. такими, для которых могут быть записаны уравнения баланса токов. Независимые узлы 5—8 являются нагрузочными. К узлам 9—11 примыкают ветви с токами $I_9 \div I_{11}$, равными токам внутренних контуров.

2. Таблица комплексных сопротивлений ветвей схемы. Индексы ветвей используются также в качестве индексов токов в ветвях. Ниже приводится перечень ветвей рассматриваемого примера схемы и значения комплексных сопротивлений ветвей:

b	Z_b	b	Z_b
1	$0,33 + j67$	13	$0 - j3200$
2	$0,6 + j92$	14	$0 - j2360$
3	$5,7 + j53,7$	15	$0 - j740$
4	$6 + j28$	16	$2,2 + j13,5$
5 ÷ 8	$0 + j0$	17	$2,8 + j16,5$
9	$2,2 + j13,5$	18	$6,1 + j26$
10	$5 + j31$	19	$2,8 + j16,5$
11	$5 + j31$	20	$6,1 + j26$
12	$0 - j6400$		

3. Перечень ветвей, образующих независимые контуры схемы, используемый для составления матриц уравнений баланса напряжений вида

$$[Z] [I] = [\dot{U}] \quad (1)$$

для контуров, включающих в себя генераторные и нагрузочные ветви с напряжениями \dot{U} , и уравнений вида

$$[Z] [I] = [0] \quad (2)$$

для внутренних контуров. Знаки перед элементами $[Z]$ в уравнениях (1) и (2) принимаются в соответствии с правилом сочетания направлений обхода контура и токов в ветвях, образующих контур.

В рассматриваемом примере всего 11 независимых контуров, в том числе восемь, включающих в себя генераторные и нагрузочные ветви, и три внутренних контура. Приведем перечень индексов ветвей 11 контуров схемы рис. 1 рассматриваемого примера (знаком минус отмечены ветви, направление тока в которых не совпадает с направлением обхода контура):

\dot{U}_n	Ветви	\dot{U}_n	Ветви
\dot{U}_1	1; 18; -15	\dot{U}_7	18; -15
\dot{U}_2	2; 19; -13	\dot{U}_8	20; -15
\dot{U}_3	3; 16; -12	0	9; 12; -17; -13
\dot{U}_4	4; 20; -15	0	10; 13; 17; -14
\dot{U}_5	16; -12	0	11; 14; 18; -15
\dot{U}_6	19; -13		

4. Перечень ветвей, образующих независимые узлы схемы, используемый для составления уравнений баланса токов вида

$$\sum I_n = 0. \quad (3)$$

Знаки перед слагаемыми I_n в уравнениях (3) берутся согласно известным правилам в соответствии с принятыми направлениями токов в ветвях схемы.

Схема, приведенная на рисунке, содержит 9 независимых узлов (5 ÷ 13). Ниже приводится перечень ветвей, необходимый для составления девяти уравнений вида (3) баланса токов в указанных узлах схемы:

y_n	Ветви	y_n	Ветви	y_n	Ветви
5	3; 5; -16	8	4; 8; -20	11	10; 14; -11
6	2; 6; -19	9	12; 16; -9	12	13; 19; -17
7	1; 7; 11; -18	10	9; 17; -10	13	15; 18; 20

5. Узел баланса мощностей системы. В качестве такого узла обычно выделяется один из генераторных узлов системы.

В рассматриваемом примере в качестве узла баланса выделяется узел 1.

Перечисленные в пп. 1—5 заданные условия для решения задачи расчета узловых сопротивлений системы являются легко реализуемыми в программе расчета Z на ЦВМ, что в известной мере и обуславливает преимущество предлагаемого метода расчета.

Искомые величины. К таким относится матрица $[Z]$ узловых сопротивлений многополюсника, необходимая для решения уравнений режима системы,

записанных в одной из следующих форм:

$$[Z_{m,k}] \begin{bmatrix} \hat{S}_k \\ \dot{U}_k \end{bmatrix} = [\dot{U}_m], \quad (4)$$

где $m, k = 1 \div n$ индексы генераторных и нагрузочных узлов схемы; $\hat{S}_k = P_k - jQ_k$, \dot{U}_m — соответственно комплексные мощности и напряжения тех же узлов;

$$[Z_{m,k}^\delta] \begin{bmatrix} \hat{S}_k \\ \dot{U}_k \end{bmatrix} = [\dot{U}_m - \frac{Z_{m\delta}^\delta}{Z_{\delta\delta}^\delta} \dot{U}_\delta], \quad (5)$$

где δ — индекс узла баланса мощностей системы; $m, k = 1 \div n$; $m, k \neq \delta$ — индексы независимых узлов; $Z_{m,k}^\delta$ — параметры, вычисляемые по данным матрицы $[Z_{m,k}]$; $Z_{m,\delta}^\delta, Z_{\delta\delta}^\delta$ — элементы этой же матрицы.

Уравнения (5) соответствуют условию исключения из числа независимых узлов многополюсника узла баланса мощностей, т. е. представления комплексного напряжения узла баланса \dot{U}_δ в качестве заданной величины.

$$[Z_{m,k}^0] \begin{bmatrix} \hat{S}_k \\ \dot{U}_k \end{bmatrix} = [\dot{U}_m - \dot{U}_\delta], \quad (6)$$

где m, k — индексы независимых узлов, кроме узла баланса мощностей; $Z_{m,k}^0$ — параметры схемы, не содержащей поперечных элементов. Источник напряжения, представляющий узел баланса мощностей в такой схеме, используется в качестве единственного поперечного ее элемента.

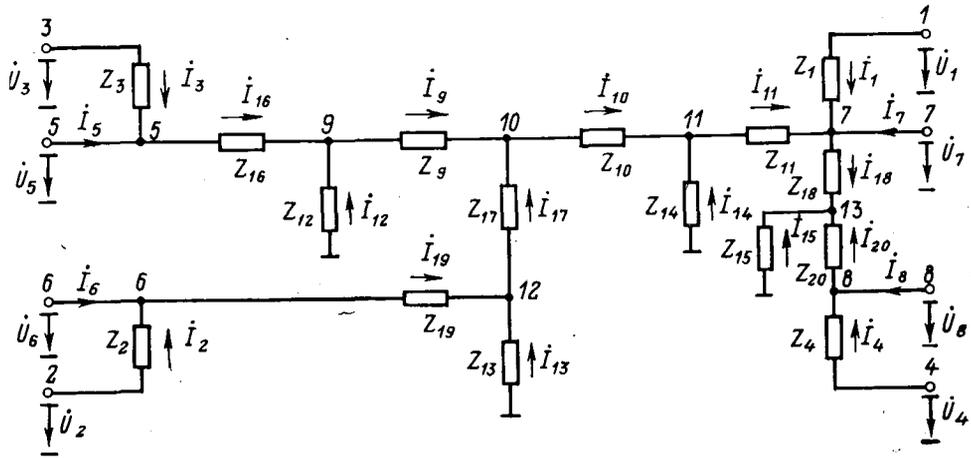
Если схема содержит хотя бы один поперечный элемент, уравнения режима системы в форме (5), оказываются более эффективными по сравнению с (6).

Теоретические основы метода. Из теории электрических цепей известно, что исходными для расчета режима системы являются уравнения (1) и (2) баланса напряжений в контурах и уравнения (3) баланса токов в независимых узлах. Уравнения узловых напряжений схемы, представляемые матрицей Y , и уравнения контурных токов, представляемые матрицей Z , получаются из исходных уравнений вида (1)—(3) путем определенных преобразований.

Для получения искомых узловых сопротивлений, необходимых для систем (4)—(6), будем исходить из тех же основных уравнений балансов: напряжений в независимых контурах и токов в независимых узлах схемы. С этой целью сначала запишем уравнения (1)—(3) в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} (Z'_{I}) & (Z'_{II}) & (Z'_{III}) \\ (Z''_{I}) & (Z''_{II}) & (Z''_{III}) \\ (E'_{III}) & (E''_{III}) & (E'''_{III}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (I_I) \\ (I_{II}) \\ (I_{III}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\dot{U}_I) \\ (0_{II}) \\ (0_{III}) \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $(Z'_{I}), (Z'_{II}), (Z'_{III})$ — подматрицы, представляющие коэффициенты уравнения (1) — баланса напряжений в контурах с генераторными и нагрузочными ветвями схемы замещения; $(Z''_{I}), (Z''_{II}), (Z''_{III})$ — подматрицы, представляющие коэффициенты уравнений (2) баланса напряжений во внутренних контурах схемы; $(E'_{III}), (E''_{III}), (E'''_{III})$ — подматрицы с элементами 1 и 0, представляющие коэффициенты уравнений (3) баланса токов в не-



зависимых узлах схемы; (I_I) — вектор токов генераторных и нагрузочных ветвей схемы; (I_{II}) — вектор токов ряда внутренних ветвей, равных контурным токам внутренних независимых контуров схемы; (I_{III}) — вектор токов остальных ветвей схемы; (U_I) — вектор комплексных напряжений, действующих в генераторных и нагрузочных узлах схемы; (0_{II}) — вектор с нулевыми элементами, представляющий условие отсутствия во внутренних контурах схемы источников напряжений; (0_{III}) — вектор с нулевыми элементами, представляющий правую часть уравнений (3) баланса токов во всех независимых узлах схемы.

Для иллюстрации структуры уравнений (7) запишем их для рассматриваемого примера схемы, приведенной на рисунке.

Элементами (I_I) служат восемь токов $I_1 \div I_8$ генераторных и нагрузочных ветвей схемы. Элементами (I_{II}) служат три тока $I_9 \div I_{11}$ ветвей 9, 10 и 11, принимаемые равными контурным токам внутренних контуров. Перечень ветвей, образующих внутренние контуры схемы, дан в трех последних строках примера п. 3.

Элементами (I_{III}) служат токи $(I_{12} \div I_{20})$ остальных 9 ветвей из общего числа 20 ветвей схемы. Элементами (U_I) являются комплексные напряжения $U_1 \div U_8$, действующие в генераторных и нагрузочных узлах 1—8 схемы. Элементы матриц $[Z'_I]$, $[Z''_I]$, $[Z'''_I]$ получаются согласно данным первых восьми строк примера п. 3, соответствующие контурам с генераторными и нагрузочными ветвями. Запишем их в следующем обозначении (s — строки, c — столбцы): $[Z'_I]$, [(1, 1) Z_1 ; (2, 2) Z_2 ; (3, 3) Z_3 ; (4, 4) Z_4]; все остальные элементы этой подматрицы равны нулю;

$[Z''_I]$ — все элементы равны нулю;

$[Z'''_I]$, [(1, 15) $-Z_{15}$; (1, 18) Z_{18} ; (2, 13) $-Z_{13}$; (2, 19) Z_{19} ; (3, 12) $-Z_{12}$; (3, 16) Z_{16} ; (4, 15) $-Z_{15}$; (4, 20) Z_{20} ; (5, 12) $-Z_{12}$; (5, 16) Z_{16} ; (6, 13) $-Z_{13}$; (6, 19) Z_{19} ; (7, 15) $-Z_{15}$; (7, 18) Z_{18} ; (8, 15) $-Z_{15}$; (8, 20) Z_{20} ; остальные элементы = 0].

Элементы $(Z'_{II}) \div (Z'''_{II})$ получаются по данным последних трех строк примера п. 3:

(Z'_{II}) , все элементы = 0;

(Z'''_{II}) , [(9, 9) Z_9 ; (10, 10) Z_{10} ; (11, 11) Z_{11} ; остальные элементы = 0];

(Z'''_{II}) , [(9, 12) Z_{12} ; (9, 13) $-Z_{13}$; (9, 17) $-Z_{17}$; (10, 13) Z_{13} ; (10, 14) $-Z_{14}$; (10, 17) Z_{17} ; (11, 14) Z_{14} ; (11, 15) $-Z_{15}$; (11, 18) Z_{18}].

Элементы подматрицы $(E'_{III}) \div (E'''_{III})$, равные 1 и -1 , определяются согласно данным примера п. 4. Так, например для $s=12$; ($c=3,5$) 1; ($c=16$) -1 ; $s=13$; ($c=2,6$) 1; ($c=19$) -1 ; $s=14$; ($c=1,7,11$) 1; ($c=18$) -1 и т. д., последняя строка $s=20$; ($c=15, 18, 20$) 1. Все остальные элементы равны 0.

Покажем теперь, что путем определенных преобразований матрицы коэффициентов уравнений (8) можно получить искомые узловые сопротивления: Z_{mk} , Z_{mk}^0 и Z_{mk}^1 , представляющие коэффициенты уравнений (4) — (6).

Действительно, если в (7) выразить токи вектора (I_{III}) через токи векторов (I_I) и (I_{II}) , то можно получить следующую систему уравнений контурных токов:

$$\left\{ \begin{bmatrix} (Z'_I) & (Z''_I) \\ (Z'_{II}) & (Z''_{II}) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (Z'''_I) \\ (Z'''_{II}) \end{bmatrix} (E'''_{III})^{-1} \times \right. \\ \left. \times [(E'_{III}) (E''_{III})] \right\} \begin{bmatrix} (I_I) \\ (I_{II}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (U_I) \\ (0_{II}) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Уравнения (8) выражают зависимость напряжений генераторных и нагрузочных узлов схемы от токов всех ее $(n+p)$ независимых контуров (генераторных, нагрузочных и внутренних). Для элементов матрицы $[Z]$ уравнений (8) удобно наименование «контурные сопротивления» по аналогии с термином «узловые сопротивления».

Представим полученные уравнения (8) контурных токов в следующей форме записи:

$$\begin{bmatrix} (Z_{nn}) & (Z_{np}) \\ (Z_{pn}) & (Z_{pp}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (I_I) \\ (I_{II}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (U_I) \\ (0_{II}) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Для рассматриваемого примера схемы в соответствии с (8), по значениям (Z) системы (7) получаются следующие контурные сопротивления $Z_{s,c}$, где $s, c = (1 \div 11)$ — индексы строк (s) и столбцов (c) уравнений (9).

Так как $[Z_{s,c}]$ симметрична относительно главной диагонали т. е. $Z_{s,c} = Z_{c,s} = r_{s,c} + jx_{s,c}$, то запишем лишь следующие ненулевые элементы этой матрицы (табл. 1).

Таблица 1

<i>s, c</i>	1,1	1,4; 1,8	1,7; 1,11	2,2	2,6	2,9	2,10	3,3	3,5	3,9	4,4	4,7; 4,11	4,8
<i>r</i>	6,43	0	6,1	3,4	2,8	0	0	7,9	2,2	0	12,1	0	6,1
<i>x</i>	-647	-740	-714	-3091,5	-3183,5	-3200	3200	-6332,8	-6386,5	6400	-686	-740	-714

Продолжение табл. 1

<i>s, c</i>	5,5	5,9	6,6	6,9	6,10	7,7; 7,11	7,8	8,8	8,11	9,9	9,10	10,10	10,11	11,11
<i>r</i>	2,2	0	2,8	0	0	6,1	0	6,1	0	5	-2,8	7,8	0	11,1
<i>x</i>	-6386,5	6400	-3183,5	-3200	3200	-714	-740	-714	-740	-9570	3183,5	-5512,5	2360	-3043

Таблица 2

<i>m, k</i>	1,1	1,2; 1,6	1,3; 1,5	1,4; 1,8	1,7	2,2	2,3; 2,5	2,4; 2,8	2,6	2,7
<i>r</i>	3,62	-0,136	0,1049	-0,393	3,29	13,30	7,27	-4,13	12,7	-0,136
<i>x</i>	-362,6	-450,80	-494,4	-445,22	-429,58	-283,07	-406,9	-467,18	-375,07	-450,8

Продолжение табл. 2

<i>m, k</i>	3,3	3,4; 3,8	3,5	3,6	3,7	4,4	4,5	4,6	4,7	4,8
<i>r</i>	17,57	-3,87	11,87	7,27	0,105	14,3	-3,87	-4,13	-0,39	8,3
<i>x</i>	-324,93	-465,75	-378,63	-406,9	-449,4	-380,5	-465,75	-467,18	-445,2	-408,5

Продолжение табл. 2

<i>m, k</i>	5,5	5,6	5,7	5,8	6,6	6,7	6,8	7,7	7,8	8,8
<i>r</i>	11,87	7,27	0,105	-3,87	12,7	-0,136	-4,13	3,29	-0,39	8,3
<i>x</i>	-378,6	-406,9	-449,4	-465,75	-375,1	-450,8	-467,2	-429,6	-445,2	-408,5

Таблица 3

<i>m, k</i>	2,2	2,3; 2,5	2,4; 2,8	2,6	2,7	3,3	3,4; 3,8	3,5	3,6; 5,6	3,7	4,4	4,5
<i>r^δ</i>	19,238	12,888	2,051	18,638	1,267	22,877	1,998	17,177	12,888	1,219	20,727	1,998
<i>x^δ</i>	277,352	151,811	86,301	185,352	83,286	232,082	86,039	178,382	151,811	83,033	166,123	86,039

Продолжение табл. 3

<i>m, k</i>	4,6	4,7	4,8	5,5	5,7	5,8	6,6	6,7	6,8	7,7	7,8	8,8
<i>r^δ</i>	2,051	1,299	14,727	17,177	1,219	1,998	18,638	1,267	2,051	0,576	1,299	14,727
<i>x^δ</i>	86,301	82,254	138,123	178,382	83,033	86,039	185,352	83,286	86,301	79,375	82,254	138,123

Для получения узловых сопротивлений Z_{mk} — коэффициентов уравнений (4), выражающих зависимости напряжений генераторных и нагрузочных ($n = g + n$) узлов системы от токов тех же узлов, достаточно произвести эквивалентирование уравнений (9) путем выражения токов вектора (I_{II}) через токи вектора (I_I). Эту операцию можно представить следующей записью:

$$[(Z_{nn}) - (Z_{np})(Z_{pp})^{-1}(Z_{pn})][I_I] = [(\dot{U}_I)]. \quad (10)$$

Матрица $[Z]$ системы (10) тождественно равна искомой матрице $[Z_{mk}]$ уравнений (4).

Для рассматриваемого примера в результате выполнения операций эквивалентирования согласно (10), получаются следующие величины узловых сопротивлений $Z_{mk} = Z_{km} = r_{mk} + jx_{mk}$ относительно генераторных ($m = 1 \div 4$) и нагрузочных ($m = 5 \div 8$) узлов схемы, приведенной на рисунке. Полученные значения Z , представленные в табл. 2, являются элементами искомой матрицы $[Z_{mk}]$ уравнений (4).

Уравнения (5), соответствующие условию представления комплексного напряжения узла баланса системы в качестве заданной величины, получаются путем эквивалентного преобразования (4) так, чтобы ток узла баланса мощностей системы оказался

исключенным. В результате порядок матрицы узловых сопротивлений в уравнениях (4) снижается на единицу. Если уравнения (4) представить в следующей форме:

$$\sum_{k \neq \delta} Z_{mk} i_k + Z_{m\delta} i_{\delta} = \dot{U}_m, \quad m = 1 \div n, \quad m \neq \delta;$$

$$\sum_{k \neq \delta} Z_{\delta k} i_k + Z_{\delta\delta} i_{\delta} = \dot{U}_{\delta}, \quad (11)$$

то после подстановки i_{δ} из последнего уравнения в первые, получим

$$[Z_{mk}^{\delta}] [i_k] = \left[\dot{U}_m - \frac{Z_{m\delta}}{Z_{\delta\delta}} \dot{U}_{\delta} \right],$$

т. е. уравнения (5).

Элементы матрицы $[Z_{mk}^{\delta}]$ вычисляются по формуле:

$$Z_{mk}^{\delta} = Z_{mk} - \frac{Z_{m\delta} Z_{k\delta}}{Z_{\delta\delta}}. \quad (12)$$

Сопротивления $Z_{m\delta}$, $Z_{\delta\delta}$ — являются элементами матрицы $[Z_{mk}]$ уравнений (4), где mk — индексы строк и столбцов матриц; δ — индекс узла баланса мощностей системы.

Для рассматриваемого примера схемы, приведенной на рисунке, узловые сопротивления Z_{mk}^{δ} , нужные для уравнений вида (5), получаются по данным табл. 2 согласно формуле (12). Принимая в качестве узла баланса мощностей узел 1, т. е. $\delta = 1$ в результате операций эквивалентирования получаются значения Z_{mk}^{δ} ($m, k = 2 \div 8$), приведенные в табл. 3.

Величины $Z_{m\delta}$ ($m = 2 \div 8$) и $Z_{\delta\delta}$ ($\delta = 1$) принимаются по данным табл. 2. Узловые сопротивления Z_{mk}^0 , необходимые для (6), получают по той же методике, принимая генератор баланса мощностей системы в качестве единственного поперечного ее элемента. При наличии последних целесообразна форма уравнений (5), в которых, как и в системе (6), ток узла баланса мощностей исключается из числа независимых токов системы. При этом операции получения параметров системы (5) оказываются намного проще операций получения параметров (6).

Алгоритм получения матриц уравнений (4) — (6) по исходной Z -матрице уравнений (7). Операции, связанные с получением контурных сопротивлений $[Z_{sc}]$ уравнений (9) по подматрицам исходной системы (7) согласно (8) сводятся к вычитанию из подматриц $(Z'_{I}), (Z''_{I}), (Z'_{II}), (Z''_{II})$ произведений $\begin{bmatrix} Z'''_{I} \\ Z'''_{II} \end{bmatrix} (E'''_{III})^{-1} [(E'_{III}) (E''_{III})]$. Этим операциям соответствуют подстановки, сводящиеся к выражению (7) токов вектора (\dot{I}_{III}) через токи (\dot{I}_I) и (\dot{I}_{II}) . С целью минимизации затрат машинного времени на выполнение этих операций рекомендуется алгоритм их построчного выполнения, т. е. последовательного исключения отдельных компонентов вектора (\dot{I}_{III}) .

Аналогичный алгоритм рекомендуется и для получения узловых сопротивлений $[Z_{mk}]$ уравнений (4) по подматрицам исходной, для данного случая матрицы контурных сопротивлений $[Z_{sc}]$ уравнений (9). В связи с этим, необходимая согласно (10), операция обращения подматрицы $(Z_{pp})^{-1}$ сведется к вычислению комплексных проводимостей диагональных элементов подматрицы по величинам комплексных сопротивлений, т. е. к операции $\frac{1}{Z}$.

Аналогичными оказываются и операции, связанные с вычислениями Z_{mk}^{δ} согласно (12), где m — индекс строки; k — индекс столбца матрицы узловых сопротивлений $[Z_{mk}]$ уравнений (4). Матрица $[Z_{mk}^{\delta}]$ необходима для формирования уравнений (5) по заданной матрице $[Z_{mk}]$ уравнений (4). Алгоритм этих операций сводится к снижению порядка $[Z_{mk}]$ на одну единицу путем эквивалентного преобразования матрицы.

Таким образом, алгоритмы расчета узловых сопротивлений, необходимых для уравнений (4) — (6) режима системы, не содержат операций, связанных с обращением матрицы проводимостей, что и представляет преимущество предлагаемого метода расчета.

Выводы. 1. Уравнения режима системы с матрицей узловых сопротивлений могут быть получены расчетами в два этапа. На первом этапе уравнения баланса напряжений контуров и баланса токов в узлах эквивалентно преобразовываются в уравнения контурных токов. На втором этапе из уравнений контурных токов исключаются токи внутренних контуров и сохраняются лишь токи генераторных и нагрузочных ветвей схемы.

2. Предлагаемый метод расчета узловых сопротивлений, как несодержащий операций обращения матрицы проводимостей, требует минимального машинного времени ЦВМ и выгодно отличается от существующих методов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мельников Н. А. Электрические сети и системы. М., «Энергия», 1969.
2. Качанова Н. А. Методика расчета на ЦВМ собственных и взаимных сопротивлений. — «Труды Института электротехники АН УССР», 1962 вып. 19.
3. Щербина Ю. В., Банин Д. Б. Алгоритм обращения симметрических матриц при расчетах электрических сетей. — «Электричество», 1966 № 2.
4. Glimn A. F., Haberman R., Henderson J. M., Kirchmayer L. K. Digital Calculations of Network Impedances. — «Trans. AIEE», 1966, p. 1285.
5. Хачатрян В. С. Метод расчета узловых сопротивлений сложных систем. — «Электричество», 1968, № 7.
6. Сенди К. Современные методы анализа электрических систем М., «Энергия», 1971.
7. Салихов С. С., Юлдашева М. И. К вопросу определения коэффициентов обращенной формы уравнений узловых напряжений электрических систем. — «Сборник ТашПИ», 1971, вып. 75.
8. Brown H. E., Carter G. K., Happ H. H., Person C. E. Power flow solution by impedance matrix iterative method. — «P. A. S.», 1966, № 65.

[22.6.1973]



Соотношения и закономерности при передаче сигналов тональной частоты по электрическим распределительным сетям

Канд. техн. наук **ПОПОВ И. Н.**
 Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского

Принцип наложения сигналов тональной частоты на электрическую распределительную сеть без ее обработки заградителями, как известно, применяется для целей передачи информации в системах циркулярного частотного телеуправления. Дешевизна, надежность и разветвленность образуемых при этом каналов связи по электрическим сетям определяет широкое использование таких систем в ряде стран для передачи сигналов из централизованных пунктов рассредоточенным объектам с целью управления сетями и установками у потребителей, организации многотарифного учета энергии и других действий, что повышает надежность и экономичность работы электроустановок и энергосистем в целом [Л. 1]. В Советском Союзе также проводятся работы по указанным системам: созданы опытные установки в Институте электродинамики АН УССР, ЭНИН им. Г. М. Кржижановского и ВНИИР [Л. 2, 3 и 4]. Рассматриваются и новые эффективные методы применения циркулярного телеуправления, например, передача сигналов противоаварийной автоматики в глубь электрической сети энергосистемы для различных видов аварийной разгрузки с выбором потребителя по степени ответственности; высокочастотные телеканалы по линиям и проводные линии, как дороги для этих целей, не могут использоваться. Рассматриваются (ЭНИН) возможности обратной передачи сигналов наложенной тональной частоты из различных точек необработанной сети в централизованные пункты.

В связи с целесообразностью более широкого использования рассматриваемого принципа с новыми техническими средствами возникает необходимость анализа основных энергетических закономерностей передачи наложенных на сеть частотных сигналов и выбора параметров источников: мощности, частоты и др. данных. Это требует рассмотрения условий передачи, методики анализа, а так же проведения расчетов различных вариантов передачи сигналов с учетом типа сетей, их параметров и параметров нагрузок. Существующие данные по этим вопросам не позволяют сделать необходимых выводов о характере имеющихся закономерностей.

Условия передачи сигналов тональной частоты в распределительной сети. Энергия тональной частоты распространяется от пунктов передачи как в направлении приема, так и по другим звеньям сети и нагрузки (рис. 1) с той или иной степенью затухания. Это определяется отсутствием на участках передач — прием частотной обработки, которая ориентировала бы передачу только в направлениях приема. Вместе с тем неоднородность сопротивлений сети, определяемая наличием трансформаторов, реакторов, линий, узлов нагрузок, емкостей и их различными частотными характеристиками, способствует созданию естественных условий, при которых энергия тональной частоты распространяется в одних частях сети и в меньшей степени проникает в другие. Такие свойства используются для передачи частотных сигналов в пределах локальных

районов сети. Выбор района передачи определяется заданным размещением объектов управления, а выбор пункта ввода — указанными условиями локализации энергии сигнала. Командный пункт может находиться в пределах управляемого района или быть от него удаленным; в первом случае пункт ввода при удовлетворении условий передачи сигнала может совмещаться с командным пунктом. При неудовлетворении этих условий или удаленном расположении командного пункта команды управления источником сигнала передаются в пункт ввода по высокочастотным каналам линий электропередачи, с помощью дополнительной системы с наложенной тональной частотой или другими средствами связи. Лучшие условия ввода могут быть получены в точках, в которых в большей степени проявляется неоднородность сопротивлений, как например:

на питающих центрах, где имеются понижающие трансформаторы или групповые реакторы, препятствующие в определенной степени распространению энергии сигналов тональной частоты в систему и управляемые районы сети, сосредотачивая ее в районах, выбранных для управления;

в центрах нагрузок, потребляющих большие мощности, приближение к которым пунктов ввода уменьшает падения напряжений и потери мощности тональной частоты на участках сети от токов, ответвляющихся в малые сопротивления нагрузок.

Выбор места ввода в соответствии с лучшими условиями передачи сигналов в управляемом районе — при минимальных мощностях, потребляемых сетью, соответствующих определенным частотным диапазонам, — осуществляется на основании расче-

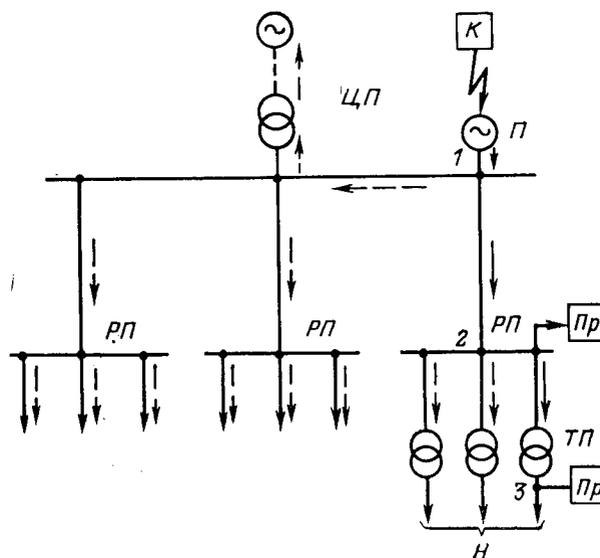


Рис. 1. Схема района распределительной сети с наложением сигналов тональной частоты.

ЦП — центр питания; РП и ТП — распределительный и трансформаторный пункты; К — командный пункт, передающий команды передатчику; П — передатчик; пункт ввода сигнала в сеть; Пр — пункты приема сигналов у объектов управления; Н — нагрузка; \rightarrow — команда управления передатчиком; \rightarrow — передача сигналов в направлении приема; \dashrightarrow — распространение сигналов в сети.

тов вариантов передачи сигналов. При этом находятся токи, напряжения, мощности в функции частоты для пункта ввода и других точек при заданных исходных условиях: схемах, параметрах сети и нагрузки, напряжениях приема и др. данных; определяются возможные значения рабочей частоты. Расчеты также позволяют оценить изменения определяемых параметров (мощности, частоты) при отклонении от выбранных условий — выборе места ввода с учетом расположения командного пункта в управляемом районе, эксплуатационных изменениях схем и параметров сети, корректировке частоты по условиям помехоустойчивости.

Схема замещения и основные соотношения. Схема замещения и соотношения для расчета основываются на следующих положениях.

1. Диапазон частот F принимается до 3000 гц; при таком диапазоне и длинах линий до 10—15 км $l_{\text{л}} \leq \lambda_{\text{в}}/4$, что позволяет не учитывать волновые процессы и рассматривать схему с сосредоточенными параметрами.

2. Рассматривается э. д. с. источника, представляющая собой систему прямой последовательности или комбинацию прямой и обратной последовательностей; нулевая последовательность большей частью не используется, так как она не передается из сетей с изолированной нейтралью в сети низшего напряжения.

3. Сопротивления (проводимости) прямой и обратной последовательности одинаковы для токов наложенной тональной частоты $Z_1(F) = Z_2(F)$ или $Y_1(F) = Y_2(F)$; рассматривается схема замещения прямой последовательности.

4. Параметры схемы замещения при наложении тональной частоты определяются в соответствии с частотными характеристиками элементов (трансформаторов, реакторов, линий, машин, нагрузки) по их активным и реактивным сопротивлениям (проводимостям) при промышленной частоте (исходные данные).

Для вращающихся машин за исходное X_{L01} принимается сопротивление обратной последовательности ($X_{L01} = X_{02}$), так как оно соответствует скольжению $s=1$, что имеет место и при наложении тональной частоты.

Линии при учете емкости замещаются Т-образными схемами, параметры которых определяются в функции частоты. Нагрузка замещается схемой с параллельно включенными проводимостями, соответствующими основным ее видам: силовая, термическая, освещение, компенсирующие емкости. При этом эквивалентное активное сопротивление нагрузки двигателей не учитывается ($R_{\text{дв}}=0$), так как при тональной частоте $P_{\text{дв}}=0$.

5. Комплексная мощность, потребляемая сетью на тональных частотах, находится при проводимости источника $Y_{\text{п}} = \infty$, что позволяет выявить зависимость $S_{\text{вх}} = f(F)$ для сети; далее в соответствии с действительными параметрами источника и схемы ввода определяются его э. д. с. п. требуемая мощность. Учитываются активные и реактивные составляющие S , что необходимо в связи с расчетами режимов компенсации реактивных мощностей.

6. В качестве расчетного принимается приемное устройство, размещенное в точке с наибольшим

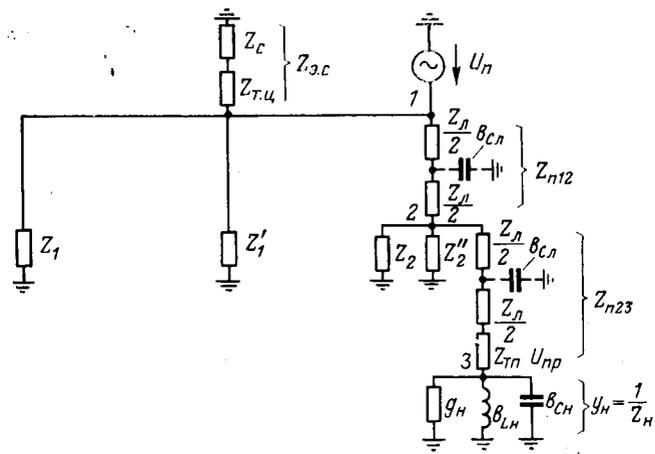


Рис. 2. Схема замещения прямой последовательности управляемого района сети для наложенной тональной частоты. Z_c — сопротивление системы; $Z_{э.с}$ — эквивалентные сопротивления связи с системой; $Z_{T,ц}$ — сопротивление трансформатора центра питания; Z_1, Z'_1 — сопротивления цепи: ЦП—РП—ТП—Н; Z_2, Z'_2 — сопротивления цепи: РП—ТП—Н; $Z_{л}, b_{Сл}$ — сопротивление и емкостная проводимость линии; $Z_{Tп}$ — сопротивление трансформатора ТП; $g_n, b_{Лн}, b_{Сн}$ — проводимости нагрузки.

падением напряжения по отношению к месту ввода на частоте сигнала с порогом срабатывания, выбираемым по условиям помехоустойчивости: $U_{\text{пр}} = \text{const} = 1\% U_n$.

7. При выборе точки ввода, кроме требований передачи сигналов в заданном районе сети, необходимо учитывать получаемые в этой точке уровни сигнала, которые по условиям искажения кривой напряжения или тока промышленной частоты и появления возможных помех в работе измерительных устройств не должны превосходить допустимых величин (5—10% U_n).

На основе полученной схемы замещения прямой последовательности (рис. 2) и значений ее параметров, определенных при различных частотах, могут быть путем последовательного расчета от точки 3 при $U_{\text{пр}} = \text{const}$ найдены токи I_1 в ветвях и потенциалы U_1 в точках 3, 2, 1, а так же мощности в точке ввода сигнала 1 для каждого значения расчетной частоты. При этом получаются зависимости $I_1 = f_I(k)$, $U_1 = f_U(k)$ и $S_1 = f_S(k)$, где $k = F/f_0$.

Переход от величин прямой последовательности к фазовым или линейным значениям определяется системой э. д. с. сигнала в точке ввода. При трехфазном вводе сигнала комплексная мощность $S_{\phi} = S_1$, так как при $Z_1 = Z_2$ $Z_{\phi} = Z_1$.

При вводе между двумя фазами, что может иметь место при применении однофазных статических генераторов тональной частоты, получающих распространение взамен трехфазных вращающихся генераторов, получаем:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{\phi}(k) &= \dot{U}_{\phi}(k) I_{\phi}^*(k) = U_{\phi}^2(k) Y_{\phi}^*(k) = \\ &= [V\sqrt{3} \dot{U}_1(k)]^2 Y_1^*(k) = 3\tilde{S}_1(k); \end{aligned} \quad (1)$$

$$\tilde{S}_{\text{н}}(k) = [2 V\sqrt{3} U_1(k)]^2 \frac{Y_1^*(k)}{2} = 6\tilde{S}_1 = 2\tilde{S}_{\phi}, \quad (2)$$

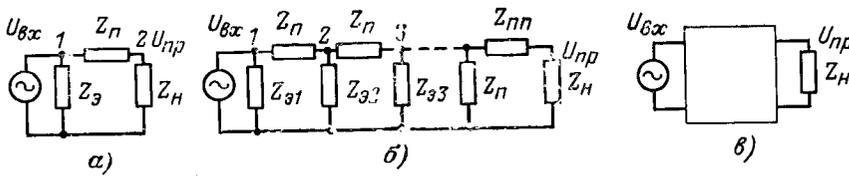


Рис. 3. Цепи передачи сигналов.

$Z_{\theta 1} = \frac{Z_{\theta.c} Z_1 Z'_1}{Z_{\theta.c} Z_1 + Z_1 Z'_1 + Z'_1 Z_{\theta.c}}$; $Z_{\theta 2} = \frac{Z_2 Z'_2}{Z_2 + Z'_2}$ — эквивалентные сопротивления неуправляемых звеньев сети в точках 1 и 2; $Z_{п12}$, $Z_{п23}$ — сопротивления передачи; $Z_н = 1/Y_н$ — сопротивление нагрузки.

где \tilde{S}_ϕ , $\tilde{S}_л$, \tilde{S}_1 — комплексные значения мощности (фазовой, линейной и прямой последовательности соответственно) в точке ввода, на входе схемы; \dot{Y}_ϕ , \dot{Y}_1 — сопряженные комплексы проводимостей фазы и прямой последовательности.

Получаемые при расчете зависимости имеют сложный характер, определяемый режимом цепи и результирующим влиянием параметров многих звеньев сети и нагрузки, содержащих LC элементы, обуславливающие резонансные явления. Однако указанные расчеты не позволяют анализировать получаемые сложные закономерности и выявить влияние на них типа сетей, вариантов их схем, а также частотных характеристик сети, цепи передачи и нагрузки.

С целью анализа закономерностей и выявления влияния указанных факторов представляет интерес нахождение выражений в общем виде, отражающем параметры основных цепей схемы замещения, а также определение диапазонов частот, при которых мощности, потребляемые сетью, будут минимальными. При возможности выделения в точке ввода ветви приема без ответвлений схема замещения приводится к двухконтурной цепи (рис. 3,а) с приложенным на входе первого контура (в точке 1) напряжением сигнала и фиксированным во втором контуре (в точке 2) напряжением приема. При более сложной сети и расположении точки приема за разветвлениями цепь становится многоконтурной, состоящей из n неоднородных Г-образных звеньев указанного типа; в последнем звене — ветвь приема (рис. 3,б).

В общем виде схема замещения может быть представлена четырехполюсником, на входе которого включен источник частотных сигналов, а на выходе выделена ветвь приема (рис. 3,в). При заданном напряжении $U_{вх}$ мощность $\tilde{S} = U_{вх}^2(k) \dot{Y}_{вх}(k)$ будет функцией величины $\dot{Y}_{вх}(k)$, т. е. будет зависеть от входной частотной характеристики схемы. Но, принимая во внимание условие $U_{пр} = \text{const}$ и соотношение для четырехполюсника

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_{пр} \frac{Y_{пр}(k)}{Y_{пр-вх}(k)},$$

выражение для мощности примет вид:

$$\tilde{S} = U_{пр}^2 \frac{Y_{пр}^2(k)}{Y_{пр-вх}^2(k)} \dot{Y}^*(k), \quad (3)$$

где $Y_{пр}$ — проводимость за точкой приема; $Y_{пр-вх}$ — взаимная проводимость между цепями входа и приема.

Согласно (3) мощность становится функцией не только $\dot{Y}_{вх}$, но и соотношения $Y_{пр}^2/Y_{пр-вх}^2$. Экстремальные значения находятся из условия $d\tilde{S}/dk = 0$. Закономерности могут быть выявлены на основе анализа и расчетов по выражению (3), преобразованному для ряда характерных случаев передачи сигналов в типовых звеньях сетей. Некоторая идеализация рассчитываемых схем и их параметров четче выявляет влияние свойств сети и нагрузки:

рассматривается типовая схема с усредненными параметрами элементов сети и нагрузки с вводом сигнала на питающем центре распределительной сети и приемом у трансформаторных пунктов на стороне низкого напряжения (рис. 1);

линии, отходящие от ЦП и РП, имеют соответственно одинаковые параметры; числа линий $n_{ЦП}$ и $n_{РП}$ соответствуют типовым данным, $n_{РП}$ одинаково для всех РП;

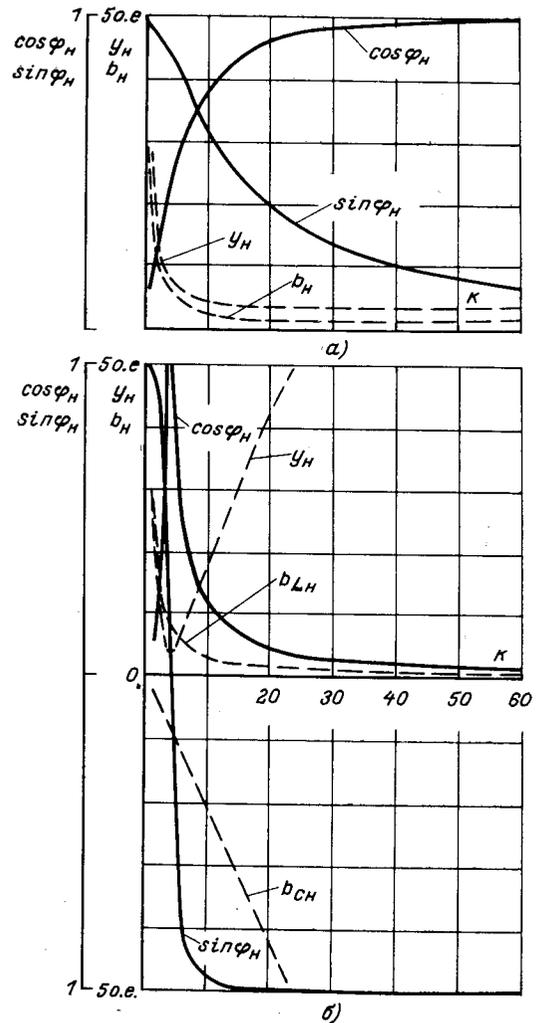


Рис. 4. Зависимости параметров в относительных единицах для схемы замещения нагрузки по усредненным данным от кратности частоты. а — активно-индуктивная нагрузка; б — активная, индуктивная и емкостная нагрузки.

трансформаторы всех ТП и их нагрузки имеют одинаковые параметры; число трансформаторов $n_{ТП}$ одинаково для всех линий от РП;

параметры нагрузки определяются для основных ее видов — осветительной P_3 , термической P_T , силовой $P_{дв}$, емкостной Q_C , их соотношений и $\cos \varphi$ (эти данные приняты в соответствии со средними статистическими данными [Л. 4]); параметры нагрузки в относительных единицах в функции k приведены на рис. 4;

рассматриваются воздушная и кабельная сети соответственно без учета и с учетом емкости линий; варьируется характер нагрузки — индуктивная (двигатели), активная (освещение, термические установки), активная и индуктивная при отсутствии и наличии компенсирующих емкостей;

зависимость активных потерь от частоты не учитывается. Реактивные сопротивления прямо или обратно пропорциональны частоте k .

Для получения выражения $\tilde{S}=f(k)$ в соответствии со схемой рис. 2,а в (3) подставляются выражения проводимостей $Y_{пр}=Y_H$, $Y_{пр-вх}=Y_{H-вх}$ и $Y_{вх}^*$, найденные через параметры элементов схемы:

$$y_H(k) = \frac{\sqrt{r_H'^2(k) + x_H'^2(k)}}{r_H'^2(k) + x_H'^2(k)}; \quad (4)$$

$$y_{H-вх}(k) = \frac{\sqrt{[r_H'(k) + r_H]^2 + [x_H'(k) + x_H(k)]^2}}{[r_H'(k) + r_H]^2 + [x_H'(k) + x_H(k)]^2}; \quad (5)$$

$$Y_{вх}^*(k) = \frac{n_{ТП} [r_H'(k) + r_H] x_0(k) + j \{ [r_H'(k) + r_H]^2 + [x_H'(k) + x_H(k)]^2 + n_{ТП} [x_H'(k) + x_H(k)] x_0(k) \}}{(r_H'(k) + r_H)^2 x_0(k) + [x_H'(k) + x_H(k)]^2 x_0(k)}, \quad (6)$$

где $r_H'(k)$ и $x_H'(k)$ — эквивалентные активное и реактивное сопротивления нагрузки (в дальнейшем вводятся проводимости нагрузки соответственно реальной схеме);

$$r_H = r_H + \frac{r_T + \frac{r_{ТП}}{n_{ТП}}}{n_{РП}} \text{ и } x_H = x_H + \frac{x_T + \frac{x_{ТП}}{n_{ТП}}}{n_{РП}}$$

активные и реактивные сопротивления: участка передачи сигнала до точки приема; линии r_L , x_L (без учета емкости) и трансформаторов r_T , x_T ; x_0 — эквивалентное сопротивление питающего трансформатора, линии, системы.

В результате подстановки (4) — (6) в (3) получаем:

$$\tilde{S}_1 = U_{пр}^2 \frac{n_{ТП} [r_H'(k) + r_H(k)] x_0(k) + j \{ [r_H'(k) + r_H]^2 + [x_H'(k) + x_H(k)]^2 + n_{ТП} [x_H'(k) + x_H(k)] x_0(k) \}}{[r_H'^2(k) + x_H'^2(k)] + [x_H'(k) + x_H(k)]^2 + n_{ТП} [x_H'(k) + x_H(k)] x_0(k)}; \quad (7)$$

$$|\tilde{S}_1| = U_{пр}^2 \frac{1}{r_H'^2(k) + x_H'^2(k)} \sqrt{n_{ТП}^2 [r_H'(k) + r_H]^2 + \left\{ \frac{[r_H'(k) + r_H]^2 + [x_H'(k) + x_H(k)]^2}{x_0(k)} + n_{ТП} [x_H'(k) + x_H(k)] \right\}}; \quad (8)$$

Рассмотрим характер зависимости $\tilde{S}_1 = f(k)$ при различных условиях.

Преобладает индуктивная нагрузка — $\cos \varphi_H = 0$; $r_H' = 0$; $g_H = 0$; члены с $r_H'^2$ не учитываются, так как малы по сравнению с $(x_H + x_H)^2$; $x(k) = kx$:

$$S_1 = \frac{1}{k} U_{пр}^2 \left[\frac{(x_H + x_H)^2}{x_H^2 x_0} + \frac{n_{ТП} (x_H + x_H)}{x_H^2} \right]; \quad (9)$$

т. е. $S_1 k = \text{const}$ — гиперболическая зависимость.

Преобладает активная нагрузка — $\cos \varphi_H = 1$; $x_H' = 0$; $b_H = 0$; r_H не учитывается, так как в данном случае оно мало по сравнению с r_H :

$$S_1 = U_{пр}^2 \sqrt{\frac{n_{ТП}^2}{r_H^2} + \left[\frac{1}{x_0 k} + \left(\frac{x_H^2}{x_0^2 r_H^2} + \frac{n_{ТП} x_H}{r_H^2} \right) k \right]^2}; \quad (10)$$

$$\frac{dS_1}{dk} = U_{пр}^2 \frac{B^2 k - \frac{k}{x_0^2 k^2}}{\sqrt{\frac{n_{ТП}^2}{r_H^2} + \frac{1}{x_0^2 k^2} + \frac{2B}{x_0} + B^2 k^2}} = 0, \quad (11)$$

где

$$B = \frac{x_H^2}{x_0^2 r_H^2} + \frac{n_{ТП} x_H}{r_H^2}.$$

Из (11) следует, что функция имеет минимум при

$$k = \frac{r_H}{x_H^2 + n_{ТП} x_H x_0}.$$

При смешанной нагрузке в реальной схеме различные виды нагрузки включены параллельно; заменив в (8) r_H' и x_H' через проводимости параллельных ветвей

$$r_H' = \frac{g_H}{y_H^2} = \frac{\cos \varphi_H}{y_H};$$

$$x_H' = \frac{b_H}{y_H^2} = \frac{\sin \varphi_H}{y_H} \text{ и } \frac{1}{r_H'^2(k) + x_H'^2(k)} = y_H^2,$$

получим:

$$S_1 = U_{пр}^2 \sqrt{n_{ТП}^2 [g_H + r_H y_H^2(k)]^2 + \frac{[\cos \varphi_{Hk} + r_H y_H(k)]^2 + [\sin \varphi_{Hk} + x_H k y_H(k)]^2}{x_0 k} + n_{ТП} [b_H(k) + x_H k y_H^2(k)]^2}. \quad (12)$$

При активно-индуктивной нагрузке следует ожидать промежуточный характер зависимости $S=f(k)$ по отношению к рассмотренным предельным случаям $r_H' = 0$ и $x_H' = 0$.

При активной, индуктивной и емкостной нагрузке на зависимость $S=f(k)$ следует ожидать наложения условий резонанса — $b_H = b_L/k - b_C k = 0$, определяющих минимум $S=f(k)$; значение S увеличится за счет возрастания $b_C k$.

При учете емкости линий зависимость $\tilde{S}=f(k)$ наиболее удобно находится через коэффициенты передачи для участков линий при выражении

Z-параметров четырехполюсника через параметры T-образной схемы линии:

$$\dot{K}_U(k) = \frac{\dot{U}_н}{\dot{U}_{вх}} = \frac{x_{Cл} \frac{1}{k} x'_н(k) - \left[\frac{r_n}{2} + j \left(\frac{x_{Lл} k}{2} - \frac{x_{Cл}}{k} \right) \right] \left[\frac{r_n}{2} + r'_н(k) \right] + j x_{Cл} \frac{1}{k} r'_н(k)}{+ j \left[\frac{x_{Lл} k}{2} - \frac{x_{Cл}}{k} + x'_н(k) \right] + \frac{x_{Cл}^2}{k^2}}; \quad (13)$$

$$\dot{K}_I(k) = \frac{\dot{I}_н}{\dot{I}_{вх}} = \frac{-j x_{Cл} \frac{1}{k}}{\left[\frac{r_n}{2} + r'_н(k) \right] + j \left[\frac{x_{Lл} k}{2} - \frac{x_{Cл}}{k} + x'_н(k) \right]}; \quad (14)$$

где $\dot{K}_U(k)$, $\dot{K}_I(k)$ — коэффициенты передачи по напряжению и току участка линии (РП — ТП или ЦП — РП); $\dot{U}_{вх}$, $\dot{U}_н$, $\dot{I}_{вх}$, $\dot{I}_н$ — напряжения и токи на входе участка линии и на его конце или нагрузке; r_n , $x_{Lл} k$, $x_{Cл} \frac{1}{k}$ — параметры линии; $x'_н(k)$, $r'_н(k)$ — параметры нагрузки на конце участка линии.

Мощность \tilde{S}_1 определяется выражениями:

$$\tilde{S}_1 = \dot{U}_{ц1}(k) \dot{I}_{ц1}^*(k); \quad (15)$$

$$\dot{U}_{ц1}(k) = \frac{\dot{U}_т(k)}{\dot{K}_{U(p-t)}(k) \dot{K}_{U(c-p)}(k)}; \quad (16)$$

$$\dot{U}_т(k) = \dot{U}_{np} \left[1 + \frac{1}{n_{PP} n_{TP}} Y_n(k) Z_{т1}(k) \right]; \quad (17)$$

$$\dot{I}_{ц1}(k) = n_{ЦП} \dot{I}_{ш1}(k) + \dot{I}_{C1}(k); \quad (18)$$

$$\dot{I}_{ш1}(k) = \frac{\dot{I}_{т1}(k)}{\dot{K}_{I(p-t)}(k) \dot{K}_{I(c-p)}(k)}; \quad (19)$$

$$\dot{I}_{C1}(k) = -j \frac{\dot{U}_{п1}(k)}{x_э(k)}; \quad (20)$$

где $U_{ц1}$, $U_{т1}$ — напряжения на входе питающего центра и на трансформаторном пункте со стороны линии; $\dot{I}_{ц1}^*$ — сопряженный комплекс тока на входе питающего центра; $\dot{K}_{U(p-t)}$, $\dot{K}_{U(c-p)}$ — коэффициенты передачи по напряжению (выражение 13), соответственно от распределительного к трансформаторному пункту и от центра питания к распределительному пункту; $Y_{н1}$ — эквивалентная проводимость нагрузки ветви приема; $Z_{т1}$ — сопротивление трансформатора ТП; $\dot{I}_{ш1}$ — ток от ЦП в направлении передачи сигнала; \dot{I}_{C1} — ток в систему; $\dot{K}_{I(p-t)}$, $\dot{K}_{I(c-p)}$ — коэффициенты передачи по току (выражение 14), соответственно от РП к ТП и от ЦП к РП.

Зависимость $\tilde{S} = f(k)$ изменяется под влиянием компенсирующего действия емкостей участков линий; при резонансных значениях коэффициентов передачи $\left(\frac{x_{Lл} k}{2} + x'_н(k) - \frac{x_{Cл}}{k} = 0 \right)$ появляются режимы естественной компенсации реактивной мощности, что существенно снижает величину требуе-

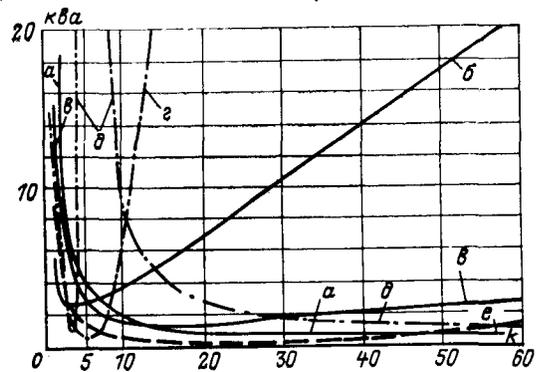


Рис. 5. Зависимости мощности тональной частоты $\tilde{S} = f(k)$, потребляемой сетью в месте ввода (расчет схемы рис. 1 и 2). а—в — воздушная сеть, нагрузка соответственно индуктивная, активная, активно-индуктивная; г — воздушная сеть, нагрузка активная, индуктивная и емкостная; д — то же, что г, но емкость включена через линию; е — кабельная сеть с учетом емкости линий при активно-индуктивной нагрузке.

мой мощности \tilde{S} . При $k > k_{рез} \dot{K}_U$, \dot{K}_I снижаются, так как уменьшается x_c/k , \tilde{S} возрастает.

Результаты расчетов. Рассмотренные закономерности $\tilde{S} = f(k)$ иллюстрируются примерами расчетов вариантов передачи сигналов в типовом районе распределительной сети, выполненных на основе приведенных выше выражений по средним данным. Исходные данные: $U_n = 6$ кВ; $S_{ЦП} = 8,1$ тыс. кВ·а; $n_{ЦП} = 3$; $S_{РП} = 2,7$ тыс. кВ·а; $n_{РП} = 3$; $S_{ТП} = 180$ кВ·а; $n_{ТП} = 5$ (на линию от РП); $l_n = 5$ км. Параметры схемы замещения для тональной частоты при $k=1$, приведенные к $U_n = 6$ кВ; $U_{np1} = 17,3$ В = const; $x_э = 0,5$ Ом; воздушная сеть (емкости линий не учитываются) — $r_n = 3$ Ом; $x_n = 3,5$ Ом; кабельная сеть (емкости линий учитываются) — $r_{p-t} = 1,5$ Ом; $x_{p-t} = 0,15$ Ом; $b_{p-t} = 0,0015$ 1/Ом; $r_{n-p} = 0,8$ Ом; $x_{n-p} = 0,35$ Ом; $b_{n-p} = 0,0008$ 1/Ом; нагрузка (с учетом данных, рис. 4); при $Q_c = 0,3$ квар/кВт; $Y_n \approx 0,03 - j(0,23 - 0,016)$ 1/Ом; при $Q_c = 0$; $Y_n = 0,026 - j0,21$ 1/Ом.

По результатам расчетов построены (рис. 5) зависимости $\tilde{S} = f(k)$, которые показывают, что общий характер закономерностей соответствует выводам при анализе исходных выражений (7) — (20).

Для воздушных линий без учета их емкости (емкостная проводимость линии составляет не более 5% индуктивной) получены кривые:

а — индуктивная нагрузка ($\cos \varphi_n = 0$) — гипербола с вершиной при $\tilde{S} = 3,6$ кВ·а и $k \approx 5$;

б — активная нагрузка ($\cos \varphi_n = 1$); $S_{min} = 2,6$ кВ·а при $k = 3,3$ $\varphi_s = 80^\circ - 82^\circ$;

в — активно-индуктивная нагрузка без компенсирующих емкостей; $S_{min} = 1,5$ кВ·а при $k = 10$; кривая располагается между а и б; $\varphi_s = (85 \div 88)^\circ$;

г — активная, индуктивная и емкостная нагрузка; $S_{min} = 0,5$ кВ·а при $k = 5$ определяется резонансом токов цепи нагрузки; при возрастании k даже в небольших пределах \tilde{S} резко возрастает, так как растут $b_{нс}$ и I_n , ΔU_n в тракте передачи: при $k = 15$; $S > 40$ кВ·а, $\varphi_s > 85^\circ$. Указанный рост \tilde{S} объясняется включением емкости непосредственно за точкой приема (в этих условиях целесообразен прием по току).

д — активно-индуктивная нагрузка при наличии емкости, включенной через кабель; $S_{min} = 1$ кВ·а при $k \approx 3$ — также в условиях резонанса токов, наступающего раньше; при росте $k = 5 - 9$ имеет место $S_{max} = 300$ кВ·а за счет второй резонансной точки (резонанс напряжений цепи: индуктивность кабеля — емкость нагрузки), при больших значениях k \tilde{S} снижается до 1 кВа при $k = 60$.

Для кабельных линий при учете их емкости, активно-индуктивной нагрузке без емкости (такой режим выявляет влияние емкости линий — кривая е) имеют место минимумы $S_{min} = 0,15 - 0,2$ кВ·а при $k = 20 - 40$, соответствующие резонансным значениям коэффициентов передачи участков линий,

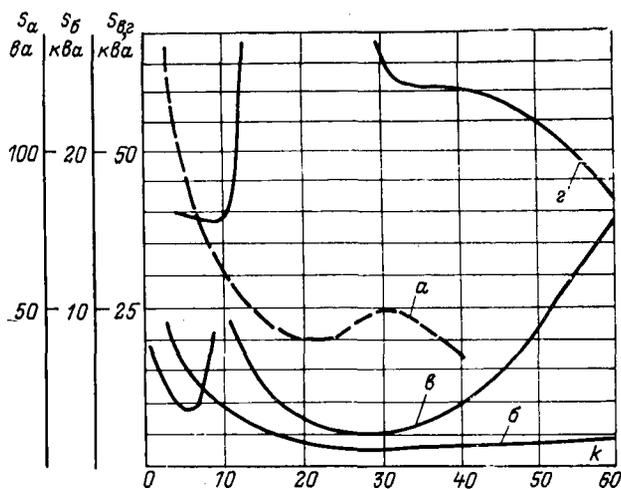


Рис. 6. Зависимость мощности тональной частоты $S=f(k)$, потребляемой сетью в месте ввода, для реальных сетей; $U_{пр}=1\% U_n$.

a — ввод в РП 5 тыс. кв·а, воздушная сеть 6 кв с участками кабеля, прием в сети 0,38 кв, активно-индуктивная нагрузка; *б* — ввод в ЦП 63 тыс. кв·а, кабельная сеть 6 кв, прием в сети 0,23 кв, активно-индуктивная нагрузка; *в* — ввод в ЦП 63 тыс. кв·а, кабельная сеть 11 кв, прием в сети 0,38 кв, активная, индуктивная и емкостная нагрузка; *г* — ввод в ЦП 240 тыс. кв·а энергорайона; сеть 110 кв, воздушная, на низшем напряжении 10 кв сеть кабельная; прием в сети 110 кв, активная, индуктивная и емкостная нагрузка.

т. е. происходит естественная компенсация реактивной мощности; при $k > 40$ S растет.

Наряду с расчетами по выражениям (7) — (20) в типовом районе распределительной сети были проведены расчеты в реальных сетях (рис. 6) путем последовательного нахождения токов и потенциалов от точки приема, при этом учитывались емкости линий и зависимости активных потерь от частоты [Л. 4]*. Сопоставление обоих видов расчетов (рис. 5 и рис. 6) показывает совпадение общего характера зависимости $S=f(k)$:

при отсутствии емкости в нагрузке начальные части кривых (*a* и *б*) близки к гиперболе;

при наличии емкости в нагрузке (кривые *в* и *г*) имеют место резонансные точки, определяющие минимальные при $k=5$ и максимальные при $k=10-20$ значения $S_{рез}$ (последняя цифра относится к сети 110 кв). Относительно меньшее значение $S_{рез}$ на рис. 6, чем для кривой *г* рис. 5 определяется учетом зависимости потерь от частоты и включением емкостей в удаленных от пункта приема точках.

Для кабельных сетей за счет их емкости (кривые *б* и *в*) отмечаются режимы естественной компенсации с минимальными значениями S при $k=20-40$ и возрастание при дальнейшем росте k , $\varphi_s \approx 75^\circ$.

Расчеты по типовой и реальным схемам для сетей 6—10 кв выявили следующие величины минимальных мощностей тональной частоты в расчетных условиях в процентах номинальной мощности управляемого района: воздушная сеть — 0,017%, смешанная — 0,01%; кабельные сети — 0,0017% — 0,002% — 0,006%. Меньшие значения мощности в кабельных сетях определяются указанными режимами естественной компенсации реактивной мощности.

Выводы. 1. Полученные соотношения для передачи сигналов тональной частоты по электрическим распределительным сетям на основе схем замещения с сосредоточенными параметрами позволяют рассчитывать и выявить общие закономерности из-

менений электрических величин в функции частоты, а также анализировать влияние различных факторов — типа сетей и их параметров, характера нагрузки на условия передачи, что имеет важное значение при внедрении систем циркулярного частотно-го телеуправления.

2. Расчеты передачи сигналов, выполненные на основе полученных соотношений при $U_{пр} = const$, для типовых звеньев распределительной сети показывают, что индуктивная нагрузка определяет гиперболическую зависимость мощности в точке ввода сигнала от частоты; активная нагрузка с ростом частоты видоизменяет зависимость, появляется точка экстремума с минимальным значением мощности; наличие в нагрузке емкости определяет наложение на зависимости $S=f(k)$ резонансных снижений и всплесков S при $k=3, 5$ и 10 ; учет емкости линий, что существенно для кабельных сетей, также за счет резонансных явлений обуславливает снижение мощности при $k=20-40$ и ее повышение при больших k .

3. Результаты расчетов передачи сигналов в реальных распределительных сетях подтверждают общий характер полученных аналитически зависимостей $S=f(k)$, а также пределы частотных диапазонов, при которых происходят изменения мощности.

4. В целом расчеты показывают наличие диапазона частот 1 000—2 000 гц, при котором мощность в точке ввода имеет минимальные значения в пределах 0,0015 ÷ 0,015% поминальной мощности управляемого района сети.

Следовательно, одним из условий выбора рабочей частоты является получение режимов с минимальной требуемой мощностью сигнала S , исключая работу при значительных резонансных всплесках мощности и ее увеличении под влиянием других факторов. Целесообразно использовать режимы минимальной мощности, получаемые при естественной компенсации реактивной мощности емкостями кабельных линий.

5. Учитывая, что режимы естественной компенсации не всегда возможны, например, для воздушных сетей, и что имеются режимы, при которых углы $U_{вх}$ имеют индуктивный характер и значительны по величине (до 70—88°), целесообразно применять специальную емкостную компенсацию реактивной мощности, существенно снижающую требуемую мощность в точке ввода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Райнес Р. Л. Циркулярное телеуправление на тональных частотах в распределительных сетях. — «Энергетика за рубежом», БТИ ОРГРЭС, 1961.
2. Буслов Л. И., Цыганкова Л. Г., Шестопалов В. Н. Установка циркулярного телеуправления для сетей 6—10 кв. Киев, «Наукова думка», 1969.
3. Сорокер Ю. В. Тиристорный генератор тональной частоты для систем циркулярного частотно-го телеуправления. — В кн.: Вопросы оптимального развития энергосистем и новые технические средства их защиты. М., «Наука», 1970.
4. Краснова Н. С., Кузнецова В. И., Попов И. Н. Вопросы методики расчетов передачи сигналов тональной частоты по электрической сети для системы ЦЧТ. — В кн.: Вопросы оптимального развития энергосистем и новые технические средства их защиты. М., «Наука», 1970.

* Расчеты, кроме авторов [Л. 4], выполнялись ст. инж. Телегиной Г. П. и инж. Пономаревым А. М.



Высшие гармоники в установках поперечно-емкостной компенсации в промышленных сетях

Канд. техн. наук ЖЕЖЕЛЕНКО И. В.
Ждановский металлургический институт

Практика работы отечественных и зарубежных промышленных предприятий свидетельствует о том, что батареи конденсаторов, работающие при несинусоидальном напряжении, в ряде случаев весьма быстро выходят из строя; часто наблюдается перегрузка конденсаторов по току, что вызывает повышенный нагрев и сокращение срока службы их изоляции. Эти явления происходят, как правило, при возникновении резонансного режима на частоте какой-либо гармоники амплитудного спектра напряжения сети (резонансные контуры образуются емкостью конденсаторов и индуктивностью сети).

При несинусоидальном напряжении сети рациональная компенсация реактивной мощности с помощью батарей конденсаторов без принятия специальных мер по исключению перегрузки конденсаторов за счет тока гармоник становится невозможной; методы оптимального распределения конденсаторов в сети оказываются непригодными. В связи с этим возникает необходимость расчета отдельных гармоник тока и эквивалентных величин их в характерных эксплуатационных режимах, а также прогнозирования режимов, при которых возможны резонансные явления, и оценки возникающей перегрузки конденсаторов по току; эти вопросы рассматриваются ниже применительно к электросетям промышленных предприятий.

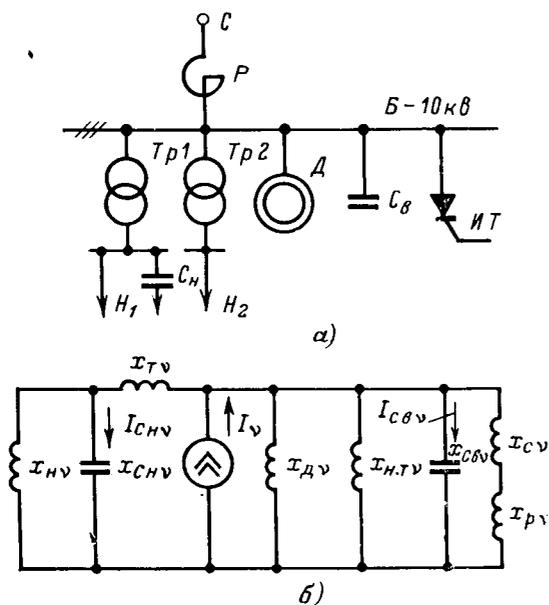


Рис. 1. Обобщенная однолинейная схема (а) и схема замещения (б) подстанции промышленного предприятия.

H_1 — нагрузка трансформатора $Tr1$, к шинам нижнего напряжения которого подключена батарея конденсаторов C_n ; сопротивления этих элементов на схеме замещения обозначены соответственно через x_{nv} , x_{tv} , x_{cnv} ; H_2 — нагрузка трансформатора $Tr2$; сопротивление этого трансформатора с учетом нагрузки обозначено $x_{n.tv}$; D и x_{dv} , C_g и x_{cvv} — высоковольтные двигатели и конденсаторы и сопротивления их в схеме замещения; x_{cv} и x_{rv} — сопротивления питающей энергосистемы и реактора.

Расчетная схема замещения. На рис. 1 представлены обобщенная однолинейная схема подстанции промышленного предприятия с источником гармоник (1,а) и схема замещения для v -й гармоники без учета активных сопротивлений (1,б).

При приближенных расчетах значения активных сопротивлений можно не учитывать, что подтверждается проведенными расчетами и результатами экспериментов. При более точных расчетах режимов в условиях, близких к резонансным, влияние активных сопротивлений следует учитывать; этот вопрос рассматривается ниже.

Источники гармоник (вентильные преобразователи, электродуговые печи, сварочные установки) в схеме замещения для v -й гармоники представляются в виде активных двухполюсников с источника тока I_v или э. д. с. E_v и внутренними сопротивлениями (проводимостями) $x_{внv}$. Токи v -й и первой гармоник связаны соотношением:

$$I_v = k_v I_1, \quad (1)$$

где k_v — коэффициент гармоники.

Гармоники тока вентильных преобразователей находятся по соответствующим формулам или кривым для коэффициентов гармоник:

$$k_v = k_v(\alpha, \gamma),$$

где α и γ — углы управления и коммутации преобразователя.

Э. д. с. E_v и внутреннее сопротивление $x_{внv}$ приближенно могут быть определены на основе эквивалентных преобразований схем замещения вентильных преобразователей с источниками тока и э. д. с. гармоник; соответствующие выражения имеют вид [Л. 3]:

$$E_v = I_1 x_r K_v(\alpha, \gamma); \quad (2)$$

$$x_{внv} = v x_r K_v(\alpha, \gamma), \quad (3)$$

где

$$K_v(\alpha, \gamma) = \frac{v k_v(\alpha, \gamma)}{1 - v k_v(\alpha, \gamma)}.$$

Здесь x_r — сопротивление контура коммутации преобразователя, включающее в себя также сопротивление его трансформатора. При $\gamma = 5 \div 25^\circ$ и $v = 5$ и 7 $K_v(\alpha, \gamma) = 2 \div 12$; при $v = 11$ и 13 $K_v(\alpha, \gamma) = 0,1 \div 2$. Методы определения сопротивлений токам гармоник других элементов систем электроснабжения также известны [Л. 7]. Отметим лишь, что входное сопротивление питающей энергосистемы x_{cv} должно, как правило, определяться с учетом распределенности параметров линий энергопередачи.

На рис. 2 представлена расчетная частотная характеристика сопротивления сети 10 кВ металлургического завода $x_{внv}(v)$. Подстанция завода получает питание по ВЛ 220 кВ длиной около 50 км

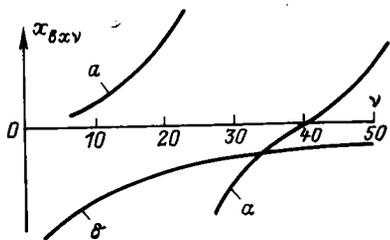


Рис. 2. Частотные характеристики входного сопротивления подстанции промышленного предприятия без батарей конденсаторов (а) и сопротивления батареи (б).

от районной подстанции. Анализ частотных характеристик, рассчитанных для ряда подстанций системы Донбассэнерго, свидетельствует о том, что в диапазоне 2—49-й гармоник возможно появление 2—3 нулей и полюсов. Как правило, уже при $\nu \geq 13$

$$x_{BXV} \neq \nu x_{K.3},$$

где $x_{K.3}$ — сопротивление трехфазного короткого замыкания на шинах подстанции при промышленной частоте.

Ток ν -й гармоники в цепи батареи $I_{B\nu}$ или $I_{H\nu}$ представляется в виде:

$$\left. \begin{aligned} I_{B\nu} &= k_{B\nu} I_{\nu}; \\ I_{H\nu} &= k_{H\nu} I_{\nu}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $k_{B\nu}$, $k_{H\nu}$ — коэффициент кратности тока ν -й гармоники (сокращенно коэффициент кратности), определяющий долю тока гармоники эквивалентного источника I_{ν} , который протекает через батарею.

Ток в батарее за счет тока гармоник может значительно превосходить допустимую величину, составляющую 130% номинального значения. Перегрузка конденсаторов возможна, когда резонансная частота контура оказывается равной или близкой к частоте какой-либо гармоники источника; однако перегрузка конденсаторов по току может обуславливаться и несколькими гармониками при отсутствии резонанса.

Если конденсатор не перегружен по току за счет высших гармоник, то повышение напряжения за счет их оказывается незначительным (не более чем 1,5 ÷ 2%).

В схеме рис. 1 возможно возникновение как резонанса токов, так и резонанса напряжений.

По отношению к зажимам источника гармоник схема рис. 1,б представляет собой реактивный многоэлементный двухполюсник; количество частот резонанса в таких двухполюсниках на единицу меньше числа ветвей с реактивными элементами. Известно, что если реактивный двухполюсник пропускает постоянный ток, то резонанс токов возникает при меньших частотах гармоник, чем резонанс напряжений [Л. 7]. Если замкнутый контур для постоянного тока отсутствует, то при меньших частотах гармоник возникает резонанс напряжений. Таким образом, в рассматриваемом случае возможно возникновение резонанса токов на частотах гармоник относительно низких порядков ($\nu = 5, 7, \dots, 13$). Однако при сложном характере частотной характеристики входного сопротивления питающей энергосистемы резонанс токов возможен также на частоте любой гармоники порядка $\nu > 13$. Такие случаи известны в практике [Л. 6]. Рис. 2 иллюстрирует возникновение резонанса токов на частоте 43-й гармоники.

При параметрах, характерных для промышленных электросетей, резонанс напряжений во всех случаях подключения конденсаторов возникает на частотах гармоник достаточно больших порядков ($\nu > 13$); при этом напряжение гармоники на конденсаторах может составить несколько процентов напряжения основной частоты, что незначительно повлияет на действующее значение напряжения. Токи гармоник порядка $\nu > 13$ невелики и, как правило, не могут создать перегрузок конденсаторов в режиме резонанса напряжений. Перегрузка конденсаторов по току (и по мощности) возможна, как правило, в режиме резонанса токов. При этом наибольшие значения гармоник тока в конденсаторах будут иметь место при частотах, несколько отличных от резонансных, но этим отличием можно пренебречь.

Расчет гармоник тока. В таблице приведены некоторые формулы для определения коэффициентов кратности гармоник токов в цепях конденсаторов и сопротивлений конденсаторов, при которых возникает резонанс токов. При выводе этих формул помимо неучета активных сопротивлений были приняты следующие допущения.

1. Внутренняя проводимость эквивалентного источника тока (внутреннее сопротивление эквивалентного источника гармоник э. д. с.) не влияет на величины $k_{B\nu}$ и $k_{H\nu}$ и условия возникновения резонанса токов. По данным сравнительных расчетов погрешность в определении величин $k_{B\nu}$ и $k_{H\nu}$ при этом допущении не превосходит 10%.

2. Емкость прямой последовательности сети не влияет на величины коэффициентов кратности, а также условия возникновения резонанса токов. Величина емкости прямой последовательности сети даже при емкостных токах однофазного замыкания на землю до 70 а находится в пределах, которые обусловлены допусками на емкости конденсаторов согласно ГОСТ 1256-68; поэтому учет этих емкостей нецелесообразен. Дополнительная погрешность определения коэффициентов кратности достигает 1,5%.

Очевидно, погрешности расчета $k_{B\nu}$ и $k_{H\nu}$ по формулам таблицы будут наибольшими при частотах, близких к резонансным (при резонансе токов $k_{B(H)\nu} \rightarrow \infty$ и формулы для $k_{B\nu}$ и $k_{H\nu}$ теряют смысл). Для характерных случаев установки батарей согласно таблице найдем величины относительных отклонений от резонансной частоты $\Delta\nu^* = \Delta\nu/\nu_p$, при которых относительная погрешность расчета коэффициента кратности без учета активных сопротивлений в сравнении с коэффициентом $k_{B(H)\nu}^{(r)}$, определенным с учетом этих сопротивлений, не превысит некоторой величины ϵ :

$$1 \leq \frac{k_{B(H)\nu}}{k_{B(H)\nu}^{(r)}} \leq 1 + \epsilon. \quad (5)$$

Введем следующие обозначения для величин, характеризующих соотношение активных и индуктивных сопротивлений, при промышленной частоте согласно рис. 1 и таблице:

$$\frac{r_{\Sigma}}{x_{\Sigma}} = \alpha; \quad \frac{r_T}{x_T} = \beta; \quad \frac{r_H}{x_H} = \gamma.$$

Расчетные формулы для определения гармоник без учета активных сопротивлений

Место подключения конденсаторов	Коэффициенты кратности тока ν -й гармоники	Условия возникновения резонансов токов	Вспомогательные формулы
К шинам низшего напряжения цехового трансформатора	$k_{HV} = \frac{x_{\Sigma\nu} x_{HV}}{(x_{HV\Sigma} + x_{TV})(x_{HV} - x_{CHV}) - x_{CHV} x_{HV}}$	$x_{CHV} = \frac{x_{HV}(x_{\Sigma\nu} + x_{TV})}{x_{HV} + x_{\Sigma\nu} + x_{TV}}$	$x_{\Sigma\nu} = x_{CV} + x_{DV}$ $x_{\Sigma\nu} = \frac{x_{\Sigma\nu} x_{PV}}{x_{\Sigma\nu} + x_{PV}}$ $x_{PV} = \frac{x_{D\Sigma\nu} x_{H.TV}}{x_{D\Sigma\nu} + x_{H.TV}}$
К шинам высшего напряжения подстанции	$k_{BV} = \frac{x_{PV} x_{\Sigma\nu}}{x_{PV} x_{\Sigma\nu} - x_{CBV}(x_{PV} + x_{\Sigma\nu})} = \frac{x_{\Sigma\nu}}{x_{\Sigma\nu} - x_{CBV}}$	$x_{CBV} = \frac{x_{PV} x_{\Sigma\nu}}{x_{PV} + x_{\Sigma\nu}} = x_{\Sigma\nu}$	$x_{PV} = \frac{x_{H.TV} x_{DV}}{x_{H.TV} + x_{DV}}$
К шинам высшего и низшего напряжения подстанции	$k_{HV} = \frac{x_{CBV} x_{\Sigma\nu}}{x_{CBV} - x_{\Sigma\nu}} \times \frac{x_{CBV} x_{\Sigma\nu}}{x_{CBV} - x_{\Sigma\nu}} + x_{TV} + \frac{x_{CHV} x_{HV}}{x_{CHV} - x_{HV}} \times \frac{x_{HV}}{x_{HV} - x_{CHV}}$ $k_{BV} = \frac{x_{TV} + \frac{x_{CHV} x_{HV}}{x_{CHV} - x_{HV}}}{\frac{x_{CBV} x_{\Sigma\nu}}{x_{CBV} - x_{\Sigma\nu}} + x_{TV} + \frac{x_{CHV} x_{HV}}{x_{CHV} - x_{HV}}} \times \frac{x_{\Sigma\nu}}{x_{\Sigma\nu} - x_{CBV}}$	$x_{CHV} = \frac{x_{HV} \left(x_{TV} + \frac{x_{CBV} x_{\Sigma\nu}}{x_{CBV} - x_{\Sigma\nu}} \right)}{x_{HV} + x_{TV} + \frac{x_{CBV} x_{\Sigma\nu}}{x_{CBV} - x_{\Sigma\nu}}}$ $x_{CBV} = \frac{x_{\Sigma\nu} \left(x_{TV} + \frac{x_{CHV} x_{HV}}{x_{CHV} - x_{HV}} \right)}{x_{\Sigma\nu} + x_{TV} + \frac{x_{CHV} x_{HV}}{x_{CHV} - x_{HV}}}$	

При этом $\alpha=0,1 \div 0,3$; $\beta=0,2 \div 0,8$; $\gamma=0,3 \div 0,7$ [Л. 1].
Если батареи подключены только к шинам высшего напряжения, то

$$k_{BV}^{(r)} = \sqrt{\frac{\alpha^2 \nu^2 + \nu^4}{\alpha^2 \nu^2 + (\nu p \nu^2)^2}};$$

$$k_{BV} = \frac{\nu^2}{\beta - \nu^2};$$

$$\Delta \nu^* \geq \sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{4 \nu p \epsilon}} - 1; \quad (6)$$

$$\nu p = \sqrt{\frac{x_{CB}}{x_{\Sigma}}}$$

При $\nu p = 5 \div 13$, что характерно для сетей промышленных предприятий, и $\epsilon = 0,05$ $\Delta \nu^* \geq 0,05$. Представляет интерес оценка гармоник тока в батарее I_{BV} при резонансе токов на частоте ν -й гармоники:

$$I_{BV} \approx I_{\nu} \frac{x_{\Sigma\nu}^2}{r_{\Sigma\nu} x_{CBV}}$$

Последняя формула может быть преобразована следующим образом:

$$I_{BV} \approx I_{H.6} \frac{S_{H.6} k_{\nu} \sqrt{\nu}}{\alpha Q_{H.6}} k_{\nu 1}, \quad (7)$$

где $I_{H.6}$ и $Q_{H.6}$ — соответственно номинальный ток и мощность батареи конденсаторов; $S_{H.6}$ — полная мощ-

ность источника гармоник при промышленной частоте; $k_{\nu 1} = \nu^2 / \nu^2$.

Очевидно, при линейной частотной характеристике сопротивления подстанции в рассматриваемом диапазоне частот $k_{\nu 1} = 1$. Анализ формулы (7) позволяет заключить, что при $\alpha = 0,1 \div 0,3$ и соизмеримых мощностях вентильного преобразователя и батареи конденсаторов токи гармоник в батарее в диапазоне 250—650 μ могут в несколько раз (до 6—8) превосходить номинальный ток батареи; экспериментальное подтверждение этого положения было неоднократно получено автором. Токи гармоник даже весьма больших порядков ($\nu = 47, 49, \dots$) в батарее могут быть близкими к номинальному и обуславливать недопустимую перегрузку ее; этот факт был зафиксирован в сети 6 кВ металлургического предприятия, а также в тяговых сетях [Л. 6]. Из (7) также усматривается, что при $Q_{H.6} \ll S_{H.6}$ режим резонанса токов не представляет опасности для батареи, поскольку оказывается $I_{BV} \ll I_{H.6}$.

Резонанс токов на частотах аномальных гармоник 2 и 3-го порядков в промышленных электросетях не имеет места, поскольку, как уже отмечалось, обычно $\nu p > 4$. Если допустить возникновение резонанса на частотах одной из этих гармоник, то при мощности батареи, равной или большей мощности вентильного преобразователя, и $k_{\nu} = 0,01 \div 0,02$ [Л. 2] из (7) найдем, что ток гармоники в батарее

может достичь 20—30% соответствующего тока источника. Если источником гармоник является преобразователь, коммутируемый по схеме с уравнительным реактором, токи гармоник в конденсаторах могли бы оказаться в несколько раз больше за счет гармоник тока трансформаторов преобразователей [Л. 2].

В сетях с электродуговыми печами и сварочными установками следует считаться лишь с возможностью перегрузки конденсаторов за счет токов 2, 3, 5 и (или) 7-й гармоник, поскольку гармоники сетевого тока этих нелинейных нагрузок весьма быстро затухают с ростом порядка; так, уже 11-я гармоника не превосходит 1% тока промышленной частоты [Л. 4]. Практика эксплуатации полностью подтверждает это положение.

Если последовательно с батареей включен реактор таким образом, что на частоте гармоники наименьшего порядка ν_1 из имеющихся в амплитудном спектре токов (э. д. с.) источников соблюдается условие $\nu_1 x_p \geq x_{CB}/\nu_1$, то на частотах гармоник порядков $\nu > \nu_1$ сопротивление цепи реактор — батарея x_{CB}^{ν} превосходит x_{CB}/ν ; так, при $\nu_1 x_p = x_{CB}/\nu$ оказывается:

$$x_{CB}^{(\nu)} = \frac{x_{CB} \Delta \nu_1}{\nu_1^2} \left(1 + \frac{2\nu_1}{\nu_1 + \Delta \nu_1} \right), \quad (8)$$

где $\Delta \nu_1 = \nu - \nu_1$.

Отношение токов ν -й гармоники в батарее k_{i6} без реактора и с реактором:

$$k_{i6} = \frac{\Delta \nu_1}{\nu_1^2} (3\nu_1 + \Delta \nu_1). \quad (9)$$

Если $\nu_1 = 5$, то уже при $\nu = 17$ оказывается $k_{i6} = 13$; ток гармоники в цепи батарея — реактор при возможном резонансе токов (в случае емкостного характера сопротивления $x_{BХВ}$ на резонансной частоте) оказывается по крайней мере на порядок меньше тока гармоники при отсутствии реактора и не может представлять опасности для конденсатора.

Расчет гармоник тока в конденсаторах по выражению (7) производится лишь ориентировочно, поскольку величина α обычно не известна. Гармоники тока при резонансе определяются с помощью формулы (2), основанной на представлении преобразователя в виде активного двухполюсника с источником э. д. с. гармоники.

Случай, аналогичный рассмотренному, имеет место, когда к шинам низшего напряжения цеховых трансформаторов подключаются конденсаторы, а также сварочные нагрузки, вентиляльные преобразователи, возбудители электрических машин или технологических механизмов, осветительные нагрузки в виде ртутных или люминесцентных ламп. Коэффициент кратности и условия резонанса оказываются такими же, как и в предыдущем случае.

При подключении источника гармоник к шинам низшего напряжения влияние активных сопротивлений сети оказывается значительно большим, чем при подключении его к шинам 6—10 кВ. Относительные отклонения от резонансных частот, при которых можно не учитывать активные сопротивления, получаются также большими, чем в предыдущем случае. Для $\gamma = 0,7$; $\nu_p = 5$ и $\epsilon = 0,1$ $\Delta \nu^* > 0,08$. Если батарее подключены к ши-

нам низшего напряжения подстанции, а источники гармоники — к шинам высшего напряжения, при $\alpha = 0,3$; $\beta = 0,8$; $\gamma = 0,7$ и $\epsilon \leq 0,1$ относительные отклонения от частот резонанса, при которых можно не учитывать активные сопротивления, значительно возрастают: $\Delta \nu^* \geq 0,18$. Например, если резонанс токов возникает на частоте 6-й гармоники, то токи 5 и 7-й гармоник нужно определять с учетом активных сопротивлений.

В заключение отметим, что на практике наблюдались случаи перегрузки батарей конденсаторов на подстанциях, где источники гармоник отсутствовали; перегрузки обуславливались нелинейными нагрузками других подстанций. Поэтому в расчетах гармоники, генерируемые этими источниками, следует учитывать.

Мероприятия, исключающие перегрузку конденсаторов за счет токов гармоник, заключаются в первую очередь в исключении резонанса токов или близких к нему режимов.

В сетях 3—6—10 кВ, как известно, иногда последовательно с конденсаторами включаются реакторы; при этом цепь реактор — батарея является либо фильтром гармоники, либо носит индуктивный характер на частоте гармоники наименьшего порядка ν_1 из имеющихся в амплитудном спектре источника:

$$\nu_1 \omega L_p > \frac{1}{\nu_1 \omega C}.$$

Способ подключения реакторов выбирается как на основе технических, так и экономических соображений [Л. 3]. Преимущество использования конденсаторов в схемах фильтров гармоник заключается в том, что одновременно с проблемой компенсации реактивной мощности решается проблема минимизации уровней гармоник; это благоприятно сказывается на условиях работы силового электрооборудования, систем автоматики, телемеханики и связи [Л. 3].

Представляется целесообразным в сетях 3—6—10 кВ с источниками гармоник подключать конденсаторы только последовательно с реакторами; в этом случае даже при возникновении резонанса токов или близкого к нему режима на частотах гармоник порядков $\nu > 13$, как было показано выше, исключаются недопустимые перегрузки конденсаторов. Выбор мощности конденсаторов таким образом, чтобы исключить резонанс токов на частотах гармоник порядков $\nu \leq 13$, как это принято в СССР и ряде других стран, не всегда является достаточной мерой, так как возможны перегрузки на частотах гармоник 19—49-го порядков.

При использовании реакторов в установках попеременно-емкостной компенсации напряжение на конденсаторах в сравнении с напряжением на шинах возрастает пропорционально величине k_u , определяемой выражением:

$$k_u \geq \frac{\nu^2}{\nu^2 - 1}.$$

Работа конденсаторов при несинусоидальном напряжении сети, действующее значение которого превосходит номинальное напряжение конденсаторов, приводит к ускоренному старению диэлектрика конденсатора и повышению вероятности поврежде-

ния его. Установление допустимых превышений напряжения на конденсаторах в этих условиях является предметом специального исследования, не входящего в задачу настоящей работы. Известно, что работа конденсаторов с бумажно-масляной и синтетической изоляцией при наличии высших гармоник допускается лишь при напряжении, не превосходящем номинальное. Учет этого требования обуславливает необходимость повышения номинального напряжения конденсаторов до 3,3, 6,6 и 11 кВ либо комплектации батарей путем последовательно-параллельного соединения конденсаторов с меньшими номинальными напряжениями. Последнее решение в условиях промышленных предприятий оказывается громоздким и недостаточно надежным. Использование конденсаторов в сетях напряжением до 1000 В в схемах силовых фильтров затруднительно, так как в большинстве случаев необходимы фильтры 3, 5, 7, 11 и 13-й гармоник, что весьма усложняет компоновку распределительных устройств. Поэтому в сетях напряжением до 1000 В конденсаторы, работающие в условиях наличия высших гармоник, должны включаться последовательно с реакторами, обеспечивающими индуктивный характер цепи батареи — конденсатор на частотах наименьшей из гармоник амплитудного спектра напряжением (как правило, 3 или 5-й). При нестабильной нагрузке сети целесообразно реагирование выполнять всегда.

Применение защитных реакторов обуславливает необходимость исключения повышения напряжения на конденсаторах сверх номинального.

Приложение. Пример расчета гармоник тока в батарее конденсаторов, подключенной к шинам высшего напряжения подстанции 10 кВ (рис. 1). Источник гармоник — шестифазный тиристорный преобразователь; линейный ток промышленной частоты $I_1 = 183$ А; коэффициенты гармоник: $k_5(\alpha; \gamma) = 0,19$; $k_7(\alpha; \gamma) = 0,14$; $k_{11}(\alpha; \gamma) = 0,082$; $k_{13}(\alpha; \gamma) = 0,065$; $k_{17}(\alpha; \gamma) = 0,042$; $k_{19}(\alpha; \gamma) = 0,031$.

Параметры схемы замещения, приведенные к напряжению 10 кВ: $x_{дв\sigma} = 9,54$ Ом, $x_{Cv} = 0,1 \div 0,15v$ Ом (частотная характеристика входного сопротивления питающей энергосистемы принимается линейной); $x_{н.тv} = 10,4v$ Ом; $x_{pv} = 0,385v$ Ом; $x_{Cv} = 81,7v$ Ом. Номинальный ток батареи $I_{б.н} = 74,4$ А. Эквивалентное сопротивление подстанции для v -й гармоники без учета батареи конденсаторов (см. таблицу)

$$x_{пv} = \frac{10,4 \cdot 9,54}{10,4 + 9,54} v = 4,96v \text{ Ом.}$$

Эквивалентное сопротивление подстанции энергосистемы при $x_{Cv} = 0,1v$ Ом

$$x_{\Sigma v} = \frac{(0,385 + 0,1) \cdot 4,96}{0,385 + 0,1 + 4,96} v = 0,44v \text{ Ом.}$$

Коэффициенты кратности согласно таблице:

$$k_{в5} = \frac{0,442 \cdot 5}{0,442 \cdot 5 - \frac{81,7}{5}} = -0,16; \quad k_{в7} = -0,36; \quad k_{в11} = -1,9;$$

$$k_{в13} = -10,68; \quad k_{в17} = 2,77; \quad k_{в19} = 2,05.$$

Порядок гармоник, соответствующий частоте, при которой возникает резонанс токов,

$$v_p = \sqrt{\frac{81,7}{0,44}} = 13,7.$$

Расчет гармоник тока в конденсаторах на частотах 13 и 17-й гармоник можно выполнять без учета активных сопротивлений, так как отличие частот этих гармоник от частоты 13 (17)-й гармоники $\Delta v^* > 0,05$. Эквивалентный ток в цепи батареи и кратность перегрузки батареи по току:

$$I_{Cv} = 183 \sqrt{\left(\frac{74,4}{183}\right)^2 + (0,19 \cdot 0,16)^2 + (0,14 \cdot 0,36)^2 + \dots} \\ + (0,082 \cdot 1,9)^2 + (0,065 \cdot 10,68)^2 + (0,042 \cdot 2,77)^2 + (0,031 \cdot 2,05)^2 = \\ = 152 \text{ а;}$$

$$k_{п} = \frac{152}{74,4} = 2,05.$$

Величина $k_{п}$ определяется, в основном, токами 11, 13 и 17-й гармоник. При $x_{Cv} = 0,15v$ Ом $x_{\Sigma v} = 0,483v$ Ом. Номер гармоники, соответствующий резонансной частоте $v_p \approx 13$. Для определения тока 13-й гармоники в батарее необходимо определить э. д. с. этой гармоники преобразователя:

$$K_{13}(\alpha; \gamma) = \frac{13 \cdot 0,005}{1 - 13 \cdot 0,005} = 5,26;$$

$$E_{13} = 1,09 \cdot 5,26 \cdot 183 = 1055 \text{ в.}$$

Ток 13-й гармоники

$$I_{Cv13} = \frac{1055 \cdot 13}{81,7} = 168 \text{ а.}$$

Этот ток более чем в 2 раза превосходит номинальный ток батареи. Для исключения перегрузки конденсаторов можно последовательно с батареей включить реактор типа РБА-10-150-3, индуктивное сопротивление которого $x_{р.6v} = 1,54v$ Ом.

В этом случае при $x_{Cv} = 0,1v$ Ом оказывается $k_{п} = 1,12$; при $x_{Cv} = 0,15v$ Ом также $k_{п} \approx 1,12$.

При нелинейной частотной характеристике в случае возникновения режима резонанса токов на частоте 29-й гармоники для $K_{29}(\alpha; \gamma) = 0,015$ имеем: $K_{29}(\alpha; \gamma) = 0,77$; $E_{29} = 153$ в; $I_{Cv29} \approx 54,5$ а. За счет тока 29-й гармоники батарея будет перегружена по току на 24%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ермилов А. А. Основы электроснабжения промышленных предприятий. М., «Энергия», 1969, 304 с.
2. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения металлургических заводов. — «Электричество», 1972, № 11, с. 53—58.
3. Жежеленко И. В. Некоторые вопросы эффективности использования вентиляльных преобразователей на металлургических заводах. — В кн.: Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. Ч. I. Киев, «Наукова думка», 1972, 362 с.
4. Жежеленко И. В. Дуговые электропечи как источники высших гармоник тока. — В кн.: Проблемы технической электродинамики. Киев, «Наукова думка», 1971, вып. 31, с. 12.
5. Жежеленко И. В., Шевцов К. К. Высшие гармоники, генерируемые установками дуговой электросварки. — «Электричество», 1973, № 3, с. 84—87.
6. Поляков Б. А. Некоторые вопросы работы конденсаторных установок при несинусоидальных режимах. — В кн.: Компенсация реактивных нагрузок в электрических сетях промпредприятий. Московский дом научно-технической пропаганды им. Ф. Э. Дзержинского, 1972, с. 94.
7. Тимофеев Д. В. Режимы в электрических системах с тяговыми нагрузками. М., «Энергия», 1972, 296 с.

[2.7.1973]



Выходное напряжение выпрямителей с поочередным регулированием

Канд. техн. наук ЖЕМЕРОВ Г. Г.

Харьков.

Выпрямители с поочередным регулированием вентильных групп обладают более высоким коэффициентом мощности, чем выпрямители с симметричным регулированием [Л. 1]. Однако коэффициент мощности является не единственным показателем эффективности преобразования энергии. Не менее важно получить приемлемый гармонический состав выходного напряжения выпрямителя, поскольку он определяет уровень пульсаций выпрямленного тока, лимитируемый условиями надежной коммутации в двигателе постоянного тока.

Настоящая статья посвящена анализу гармонического состава выходного напряжения нескольких силовых схем с поочередным регулированием, представленных на рис. 1.

При анализе принимаем следующие допущения: тиристоры и питающий трансформатор выпрямителя идеальны, мощность питающей сети бесконечно велика, ток нагрузки выпрямителя непрерывен. При необходимости полученные результаты могут быть уточнены с учетом индуктивности рассеяния в анодных цепях. Без учета индуктивностей рассеяния величины гармоник напряжения несколько больше.

В последовательной двенадцатипульсной схеме (рис. 1, а) рассмотрим три режима: симметричное регулирование, поочередное регулирование мостов, поочередное регулирование четырех вентильных групп. Схемы последовательного включения четырех мостов (рис. 1, б) и последовательного включения двух двенадцатипульсных выпрямителей (рис. 1, в) используются, как правило, для питания двух последовательно включенных якорей. С целью получения возможности сопоставления различных схем коэффициенты трансформации питающих трансформаторов принимаются такими, чтобы максимальное выпрямленное напряжение на выходе выпрямителей по различным схемам были одинаковы. Значения чисел витков обмоток трансформаторов приведены в таблице.

Схема выпрямления	Рисунк	w	w_1	w_2	w_3	w_4
Шестипульсная мостовая	—	1	1	—	—	—
Двенадцатипульсная мостовая	1, а	1	1/2	$\sqrt{3}/2$	—	—
Две двенадцатипульсные, включенные последовательно	1, б	1	1/4	$\sqrt{3}/4$	1/4	$\sqrt{3}/4$
Две двенадцатипульсные параллельные, включенные последовательно	1, в	1	1/2	$\sqrt{3}/2$	1/2	$\sqrt{3}/2$

При симметричном регулировании максимальное значение выпрямленного напряжения

$$E_{d0} = s \frac{3}{\pi} U_m, \quad (1)$$

где U_m — амплитуда напряжения питания моста (рис. 1); s — число последовательно включенных мостов.

Обозначив

$$\omega_0 t = \vartheta \quad (2)$$

(где ω_0 — круговая частота питающей сети; t — время) и положив $E_{d0} = 1$, запишем соотношения для мгновенного значения напряжения на выходе и выпрямителя [Л. 2] в долях от E_{d0} :

$$e^*_{d} = \cos \alpha + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-'2 \cos \alpha}{(mn)^2 - 1} \cos mn \vartheta + \frac{2mn \sin \alpha}{(mn)^2 - 1} \sin mn \vartheta \right], \quad (3)$$

где m — число пульсаций в кривой выходного напряжения за период напряжения питающей сети; α — угол управления.

Начало оси абсцисс ($\vartheta = 0$) совпадает с моментом включения тиристора. При симметричном управлении

$$\cos \alpha = E^*_{d}, \quad (4)$$

где E^*_{d} — среднее значение напряжения на выходе выпрямителя в долях E_{d0} .

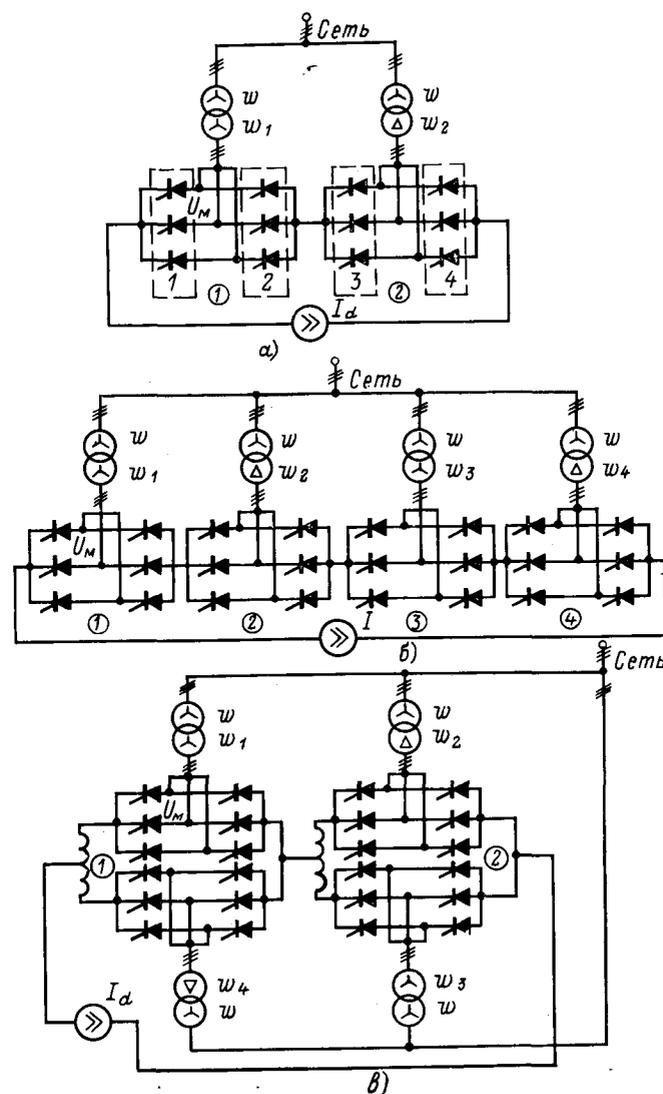


Рис. 1. Силовые схемы выпрямителей.

Из (3) и (4) получим расчетное соотношение для амплитуд высших гармоник напряжения порядка mn :

$$E_{dmn}^* = \frac{2}{(mn)^2 - 1} \sqrt{E_d^{*2} + (mn)^2 \sin^2 \arccos E_d^*}. \quad (5)$$

Рассмотрим режимы поочередного регулирования выпрямителей.

Поочередное регулирование двух мостов (рис. 1,а). Суммарное напряжение на выходе двух последовательно включенных мостов определяется аналогично (3):

$$e_d^* = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-\cos \alpha_1}{(6n)^2 - 1} \cos 6n\vartheta + \frac{6n \sin \alpha_1}{(6n)^2 - 1} \sin 6n\vartheta + \frac{-\cos \alpha_2}{(6n)^2 - 1} \cos \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \alpha_2 + \alpha_1 \right) + \frac{6n \sin \alpha_2}{(6n)^2 - 1} \sin 6n \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \alpha_2 + \alpha_1 \right) \right], \quad (6)$$

где α_1 — угол управления первого моста; α_2 — угол управления второго моста.

В выпрямительном режиме

$$\left. \begin{aligned} 0 \leq E_d^* \leq 1; \\ \alpha_1 = 0; \\ \alpha_2 = \arccos(2E_d^* - 1). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В инверторном режиме

$$\left. \begin{aligned} -1 \leq E_d^* \leq 0; \\ \alpha_1 = \arccos(2E_d^* + 1); \\ \alpha_2 = \pi. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

На рис. 2 представлена векторная диаграмма, с помощью которой могут быть найдены суммы, стоящие в скобках в соотношении (6). С помощью рис. 2 получим следующие выражения для амплитуд высших гармоник:

$$E_{d6n}^* = \frac{1}{(6n)^2 - 1} \sqrt{(6n \sin \alpha_1)^2 + \cos^2 \alpha_1 + (6n \sin \alpha_2)^2 + \cos^2 \alpha_2 - 2 \sqrt{(6n \sin \alpha_1)^2 + \cos^2 \alpha_1} \times \sqrt{(6n \sin \alpha_2)^2 + \cos^2 \alpha_2} \cos \left[\pi - n\pi - 6n(\alpha_2 - \alpha_1) + \arctg \frac{1}{6n} \operatorname{ctg} \alpha_1 - \arctg \frac{1}{6n} \operatorname{ctg} \alpha_2 \right]}. \quad (9)$$

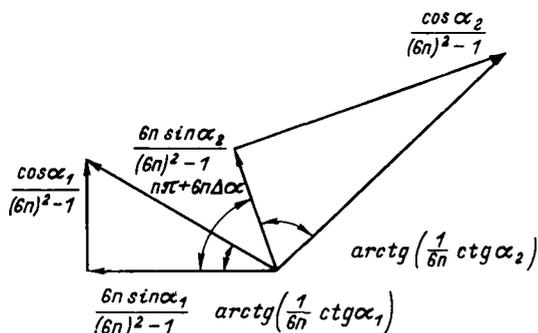


Рис. 2. Амплитуды гармоник напряжения при симметричном регулировании.

По соотношениям (7) — (9) на рис. 3 построены кривые, из которых следует, что минимальная частота гармоники выходного напряжения равна 300 гц, однако амплитуда ее в 1,85 раза меньше, чем в шестипульсной схеме.

Поочередное регулирование вентильных групп (рис. 1,а). При поочередном регулировании анодных и катодных вентильных групп двенадцатипульсный выпрямитель может быть заменен эквивалентной схемой, состоящей из четырех последовательно включенных трехпульсных выпрямителей, причем угол сдвига анодного напряжения и напряжения фазы А питающей сети равен для первого трехфазного выпрямителя нулю, для второго — π , для третьего — $\pi/6$, для четвертого — $7\pi/6$.

Возможны четыре режима регулирования выходного напряжения.

Выпрямительный режим 3, в котором

$$\left. \begin{aligned} 0 \leq E_d^* \leq 0,5; \\ \alpha_1 = 0; \\ \alpha_2 = 0; \\ \alpha_3 = \arccos(-1 + 4E_d^*); \\ \alpha_4 = \pi. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Выпрямительный режим 4:

$$\left. \begin{aligned} 0,5 \leq E_d^* \leq 1,0; \\ \alpha_1 = 0; \\ \alpha_2 = 0; \\ \alpha_3 = 0; \\ \alpha_4 = \arccos(-3 + 4E_d^*). \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Инверторный режим 2:

$$\left. \begin{aligned} -0,5 \leq E_d^* \leq 0; \\ \alpha_1 = 0; \\ \alpha_2 = \arccos(1 + 4E_d^*); \\ \alpha_3 = \pi; \\ \alpha_4 = \pi. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

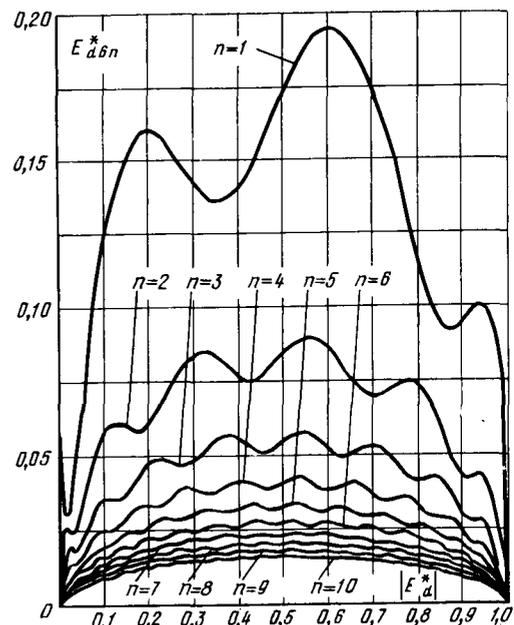


Рис. 3. Амплитуды гармоник напряжения при поочередном регулировании двух мостов.

Инверторный режим 1:

$$\left. \begin{aligned} -1,0 \leq E^*_d \leq -0,5; \\ \alpha_1 = \arccos(3 + 4E^*_d); \\ \alpha_2 = \pi; \\ \alpha_3 = \pi; \\ \alpha_4 = \pi. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Выходное напряжение при поочередном регулировании вентильных групп имеет четыре составляющие:

$$e^*_d = e^*_{d1} + e^*_{d2} + e^*_{d3} + e^*_{d4}, \quad (14)$$

где

$$e^*_{d1} = \frac{1}{4} \left\{ \cos \alpha_1 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-2 \cos \alpha_1}{(3n)^2 - 1} \cos 3n (\vartheta - \alpha_1) + \frac{6n \sin \alpha_1}{(3n)^2 - 1} \sin 3n (\vartheta - \alpha_1) \right] \right\}; \quad (15)$$

$$e^*_{d2} = \frac{1}{4} \left\{ \cos \alpha_2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-2 \cos \alpha_2}{(3n)^2 - 1} \cos 3n \left(-\frac{\pi}{3} - \alpha_2 \right) + \frac{6n \sin \alpha_2}{(3n)^2 - 1} \sin 3n \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \alpha_2 \right) \right] \right\}; \quad (16)$$

$$e^*_{d3} = \frac{1}{4} \left\{ \cos \alpha_3 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-2 \cos \alpha_3}{(3n)^2 - 1} \cos 3n \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \alpha_3 \right) + \frac{6n \sin \alpha_3}{(3n)^2 - 1} \sin 3n \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} - \alpha_3 \right) \right] \right\}; \quad (17)$$

$$e^*_{d4} = \frac{1}{4} \left\{ \cos \alpha_4 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-2 \cos \alpha_4}{(3n)^2 - 1} \cos 3n \left(\vartheta - \frac{\pi}{2} - \alpha_4 \right) + \frac{6n \sin \alpha_4}{(3n)^2 - 1} \sin 3n \left(\vartheta - \frac{\pi}{2} - \alpha_4 \right) \right] \right\}. \quad (18)$$

В выпрямительном режиме $3 \alpha_1 = \alpha_2 = 0, \alpha_4 = \pi$. Поэтому в этом режиме в соответствии с (15), (16)

$$e^*_{d1} + e^*_{d2} = \frac{1}{2} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(6n)^2 - 1} \cos 6n\vartheta, \quad (19)$$

а в соответствии с (18)

$$e^*_{d4} = \frac{1}{4} \left[-1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(3n)^2 - 1} \cos 3n \left(\vartheta - \frac{3\pi}{2} \right) \right]. \quad (20)$$

Из (17), (20) с помощью векторной диаграммы, аналогичной представленной на рис. 3, получим расчетное соотношение для амплитуд нечетных кратных трех гармоник:

$$E^*_{d3n} = \frac{1}{4} \sqrt{\left[\frac{2}{(3n)^2 - 1} \right]^2 + \left[\frac{6n \sin \alpha_3}{(3n)^2 - 1} \right]^2 + \frac{4}{(3n)^2 - 1} \times \left[\frac{6n \sin \alpha_3}{(3n)^2 - 1} \right]^2 + \left[\frac{2 \cos \alpha_3}{(3n)^2 - 1} \right]^2 \cos [\pi - 4n\pi +$$

$$+ 3n\alpha_3 + \arctg(3n \operatorname{tg} \alpha_3)], \quad (21)$$

где $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

Амплитуды гармоник напряжения, кратных шести, находим из (17), (19) и (20):

$$E^*_{d6n} = \frac{1}{4[(6n)^2 - 1]} \sqrt{1 + (2 \cos \alpha_3)^2 + (12n \sin \alpha_3)^2 - 4 \sqrt{(2 \cos \alpha_3)^2 + (12n \sin \alpha_3)^2} \cos [n\pi - 6n\alpha_3 - \arctg(6n \operatorname{tg} \alpha_3)]}, \quad (22)$$

если n — нечетное число, и

$$E^*_{d6n} = \frac{1}{4[(6n)^2 - 1]} \sqrt{36 + (2 \cos \alpha_3)^2 + (12n \sin \alpha_3)^2 - 4 \sqrt{(2 \cos \alpha_3)^2 + (12n \sin \alpha_3)^2} \cos [n\pi - 6n\alpha_3 - \arctg(6n \operatorname{tg} \alpha_3)]}, \quad (23)$$

если n — четное число.

В выпрямительном режиме $4 \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$. Подставив в (17) $\alpha_3 = 0$, получим

$$e^*_{d3} = \frac{1}{4} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{-2}{(3n)^2 - 1} \cos 3n \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) \right]. \quad (24)$$

Из (18) и (24) определим нечетные кратные трех гармоники:

$$E^*_{d3n} = \frac{1}{4[(3n)^2 - 1]} \sqrt{4 + (2 \cos \alpha_4)^2 + (6n \sin \alpha_4)^2 - 4 \sqrt{(2 \cos \alpha_4)^2 + (6n \sin \alpha_4)^2} \cos [\pi - n\pi - 3n\alpha_4 + \arctg(3n \operatorname{tg} \alpha_4)]}, \quad (25)$$

где $n = 1, 3, 5, 7, \dots$

Амплитуды гармоник, кратных шести, находим из соотношений (18), (19) и (24):

$$E^*_{d6n} = \frac{1}{4[(6n)^2 - 1]} \times \sqrt{36 + (2 \cos \alpha_4)^2 + (12n \sin \alpha_4)^2 - 12 \sqrt{(2 \cos \alpha_4)^2 + (12n \sin \alpha_4)^2} \times \cos [3n\pi + 6n\alpha_4 - \arctg(6n \operatorname{tg} \alpha_4)]}, \quad (26)$$

если n — четное число, и

$$E^*_{d6n} = \frac{1}{4[(6n)^2 - 1]} \times \sqrt{4 + (2 \cos \alpha_4)^2 + (12n \sin \alpha_4)^2 - 4 \sqrt{(2 \cos \alpha_4)^2 + (12n \sin \alpha_4)^2} \times \cos [3n\pi + 6n\alpha_4 - \arctg(6n \operatorname{tg} \alpha_4)]}, \quad (27)$$

если n — нечетное число.

На рис. 4 и 5 приведены кривые, рассчитанные по соотношениям (21) — (23) и (25) — (27).

Поочередное регулирование четырех мостов (рис. 1, б). Так же, как и в предыдущем случае, возможны четыре режима работы,

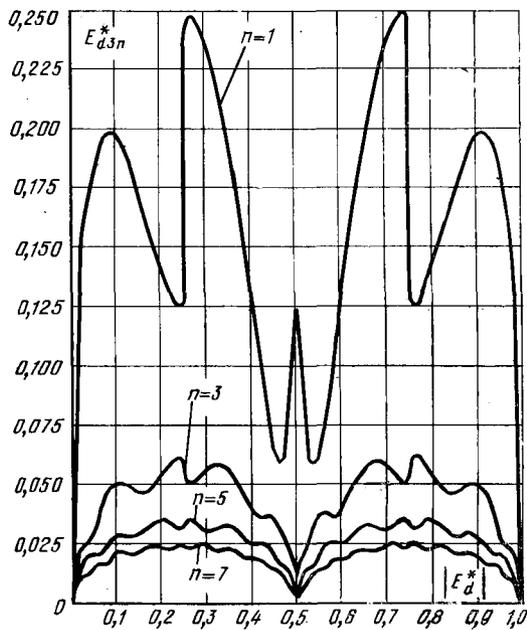


Рис. 4. Амплитуды нечетных, кратных трем гармоник при поочередном регулировании вентильных групп.

для которых справедливы соотношения (10)–(13). В выпрямительном режиме 3 напряжения мостов 2 и 4 взаимно компенсируются. Суммарное напряжение мостов 1 и 3 определяется аналогично случаю поочередного регулирования двух мостов [соотношение (6)]:

$$e_{d3n}^* = \frac{1 + \cos \alpha_3}{4} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-1}{(6n)^2 - 1} \cos 6n\vartheta + \frac{1 - \cos \alpha_3}{(6n)^2 - 1} \cos 6n(\vartheta - \alpha_3) + \frac{6n \sin \alpha_3}{(6n)^2 - 1} \sin 6n(\vartheta - \alpha_3) \right]. \quad (28)$$

С помощью векторной диаграммы из соотношения (28) находим амплитуды гармоник выходного напряжения:

$$E_{d6n}^* = \frac{1}{2[(6n)^2 - 1]} \times \frac{\sqrt{(6n \sin \alpha_3)^2 + \cos^2 \alpha_3 + 1} - 2 \sqrt{(6n \sin \alpha_3)^2 + \cos^2 \alpha_3}}{\cos \left[\frac{\pi}{2} + 6n\alpha_3 + \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{6n} \operatorname{ctg} \alpha_3 \right) \right]}. \quad (29)$$

В выпрямительном режиме 4 мгновенное значение выходного напряжения равно:

$$e_{d6n}^* = \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-1}{(12n)^2 - 1} \cos 12n\vartheta + \frac{1}{4} + \frac{\cos \alpha_4}{4} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2[(6n)^2 - 1]} \cos 6n\vartheta + \frac{-\cos \alpha_4}{2[(6n)^2 - 1]} \cos 6n \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \alpha_4 \right) + \frac{3n \sin \alpha_4}{(6n)^2 - 1} \sin 6n \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} - \alpha_4 \right) \right]. \quad (30)$$

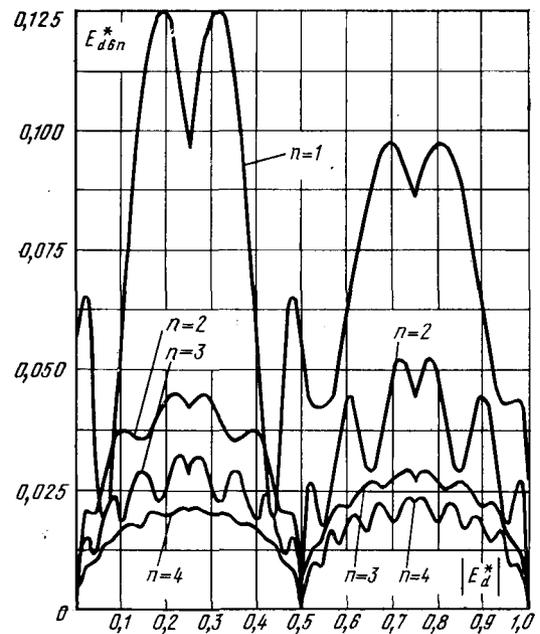


Рис. 5. Амплитуды кратных шести гармоник при поочередном регулировании вентильных групп.

Амплитуды гармоник выходного напряжения порядка 6, 18, 30, 42, ... определяются по соотношению (9) после умножения его на коэффициент 1/2, а также подстановки α_3 вместо α_1 и α_4 вместо α_2 .

Амплитуды гармоник порядка 6, 18, 30, 42 определяются как

$$E_{d6n}^* = \frac{1}{(6n)^2 - 1} \times \frac{\sqrt{(6n \sin \alpha_4)^2 + \frac{1}{4} \cos^2 \alpha_4 + \frac{9}{4}} - 3 \sqrt{(6n \sin \alpha_4)^2 + \frac{1}{4} \cos^2 \alpha_4}}{\cos \left[\frac{\pi}{2} + 6n\alpha_4 + \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{6n} \operatorname{ctg} \alpha_4 \right) \right]}. \quad (31)$$

По соотношениям (29), (9) и (31) рассчитаны зависимости амплитуд гармоник напряжения от E_{d3n}^* , представленные на рис. 6.

Поочередное регулирование двух двенадцатипульсных параллельных выпрямителей (рис. 1, в).

В выпрямительном режиме при $\alpha_1 = 0$ суммарное напряжение

$$e_{d6n}^* = \frac{1 + \cos \alpha_2}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{-1}{(12n)^2 - 1} \cos 12n\vartheta - \frac{\cos \alpha_2}{(12n)^2 - 1} (\vartheta - \alpha_2) + \frac{12n \sin \alpha_2}{(12n)^2 - 1} \sin 12n(\vartheta - \alpha_2) \right]. \quad (32)$$

В соотношении (32) α_2 определяется из (7) аналогично случаю поочередного регулирования двух мостов. В соответствии с (32) амплитуды высших гармоник

$$E_{d12n}^* = \frac{1}{(12n)^2 - 1} \times \frac{\sqrt{1 + (12n \sin \alpha_2)^2 + \cos^2 \alpha_2}}{\cos \left[\frac{\pi}{2} + 12n\alpha_2 + \operatorname{arctg} \left(\frac{1}{12n} \operatorname{ctg} \alpha_2 \right) \right]}.$$

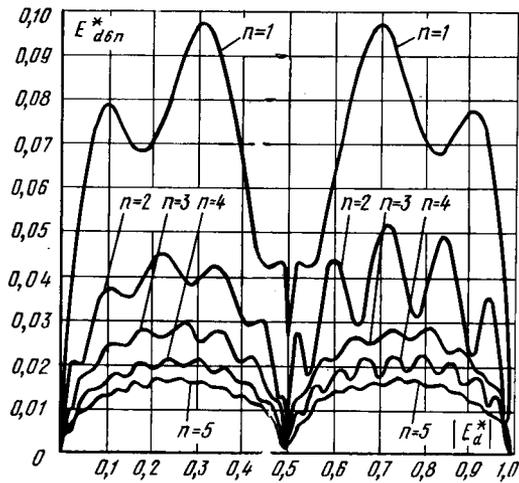


Рис. 6. Амплитуды гармоник напряжения при поочередном регулировании четырех мостов.

$$\begin{aligned} & \rightarrow -2\sqrt{(12n \sin \alpha_2)^2 + \cos^2 \alpha_2} \times \\ & \rightarrow \times \cos \left[\frac{\pi}{2} - 12n\alpha_2 - \arctg \left(\frac{1}{12n} \operatorname{ctg} \alpha_2 \right) \right]. \quad (33) \end{aligned}$$

Кривые, иллюстрирующие изменение амплитуд высших гармоник в этом случае, представлены на рис. 7.

Сравнение полученных для различных схем результатов, выполненное с точки зрения установленной мощности сглаживающего дросселя в цепи постоянного тока при заданной величине пульсаций тока, позволяет сделать следующие выводы. Поочередное регулирование, существенно повышающее коэффициент мощности, ухудшает гармонический состав выходного напряжения выпрямителя по сравнению с симметричным регулированием, при котором амплитуда основной гармоники выходного напряжения составляет 34,3% E_{d0} в шестипульсовой схеме и 16,8% E_{d0} в двенадцатипульсовой схеме при частоте 300 и 600 гц соответственно.

При поочередном регулировании мостов гармонический состав выходного напряжения лучше, чем в шестипульсовом, и хуже, чем в двенадцатипульсовом выпрямителе (рис. 2 и 3). Порядок гармоник при этом такой же, как в шестипульсовом выпрямителе (частота основной гармоники 300 гц), однако их амплитуда в 1,8—2 раза меньше. При поочередном регулировании вентиляльных групп появляются третья и нечетные, кратные трем, гармоники напряжения, причем амплитуда третьей гармоники дости-

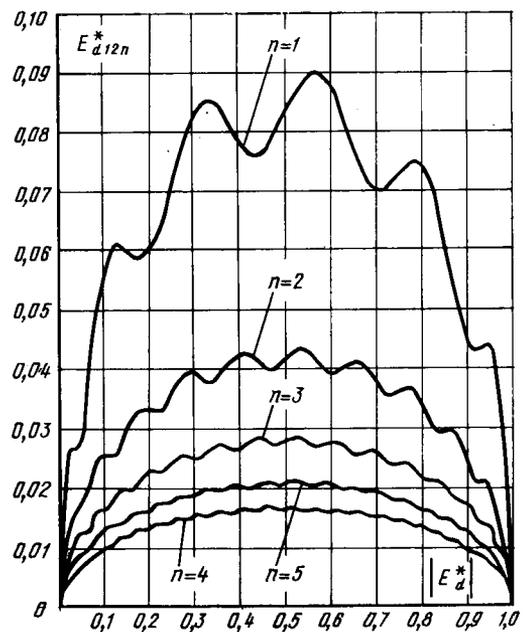


Рис. 7. Амплитуды гармоник напряжения при поочередном регулировании двух двенадцатипульсовых выпрямителей.

гает 25% E_{d0} (рис. 4). Это обстоятельство является существенным недостатком режима поочередного регулирования вентиляльных групп.

Как следует из рис. 6 и 7 амплитуды гармоник при поочередном регулировании четырех мостов такие же (частота основной гармоники 300 гц), как амплитуды гармоник при поочередном регулировании двух двенадцатипульсовых выпрямителей (частота основной гармоники 600 гц), т. е. по гармоническому составу выходного напряжения схема с поочередным регулированием двух двенадцатипульсовых выпрямителей лучше. Отметим, что с точки зрения величины установленной мощности фильтрового реактора в цепи постоянного тока последняя схема превосходит двенадцатипульсовую с симметричным регулированием, а схема с поочередным регулированием четырех мостов несколько уступает двенадцатипульсовой симметричной схеме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жемеров Г. Г., Левитан И. И. Коэффициент мощности каскадных управляемых выпрямителей. — «Электричество», 1971, № 10, с 27—30.
2. Шипило В. П. Автоматизированный вентиляльный электропривод. М., «Энергия», 1969. 400 с.

[2.3.1973]



Работники промышленности! Боритесь за дальнейшее развитие и укрепление индустриальной мощи страны! Добивайтесь быстрейшего освоения новых мощностей, ускорения технического прогресса!

Шире дорогу новой технике и прогрессивной технологии!

(Из Призывов ЦК КПСС к 56-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

Электромагнитные явления в конденсаторах при воздействии синусоидального напряжения высокой частоты

Инж. И. И. КРЕМЕНЕЦКИЙ

Ленинград

Пакет конденсатора, намотанный из тонких лент, представляет собой периодическую структуру, состоящую из перемежающихся слоев изоляции и металлических обкладок. Если толщины слоев достаточно малы по сравнению с размерами пакета, то такую структуру можно моделировать телом равных геометрических размеров с однородными электрическими характеристиками, что позволяет получить с помощью уравнений электромагнитного поля связь конструктивных параметров конденсатора с такими характеристиками как распределение плотности тока, параметры эквивалентной схемы, пространственное распределение тепловыделения.

На практике подобные закономерности могут быть использованы при анализе работы конденсаторов в импульсных режимах. С этой целью при грубом приближении импульсное напряжение может быть заменено эквивалентным участком синусоиды.

Рассмотрим конструкцию реального конденсатора, получившего в технике название «безындукционного» (рис. 1), который изготавливается цилиндрическим и прямоугольным. Влиянием корпуса, корпусной изоляции и выводов пренебрегаем. Контактный слой полностью покрывает торец и обеспечивает минимальное сопротивление, т. е. создает одинаковый потенциал по всему торцу, поэтому он практически не оказывает влияния на распределение тока и позволяет рассматривать электромагнитный процесс в модели, пренебрегая влиянием краев.

Оценим степень точности замены реального пакета моделью с однородными характеристиками. Для этого выделим в конденсаторе элементарную ячейку (рис. 2), включающую две противоположные обкладки и слой изоляции между ними. Как видно из рис. 2, сумма токов в обкладках ячейки постоянна и равна току в модели. Различие между элементар-

ными ячейками реального конденсатора и модели состоит в том, что в реальной ячейке существуют токи, текущие перпендикулярно оси. Однако доля магнитного потока, создаваемого токами, текущими через изоляцию, в общем магнитном потоке незначительна из-за малой толщины между обкладками. Таким образом, с точностью до размеров элементарной ячейки модель можно считать подобной объекту.

Эквивалентную удельную проводимость материала модели определим из соотношения:

$$j\omega C = \dot{\gamma}_3 \frac{S}{b_1}. \quad (1)$$

Здесь C — емкость конденсатора; $\dot{\gamma}_3$ — эквивалентная удельная проводимость модели; S — площадь контактного слоя; b_1 — высота пакета.

Отсюда для цилиндрического и прямоугольного конденсаторов соответственно имеем (рис. 3):

$$\dot{\gamma}_3 = j \frac{\omega C b_1}{\pi (r_e^2 - r_i^2)}, \quad (2)$$

$$\dot{\gamma}_3 = j \frac{\omega C b_1}{4ac}, \quad (3)$$

где r_i — внутренний радиус; r_e — внешний радиус; a — половина ширины пакета; c — половина длины пакета.

Подставив в (2) и (3) значение емкости пакета из [Л. 1], получим общее выражение для цилиндрического и прямоугольного конденсаторов:

$$\dot{\gamma}_3 = j \frac{\omega \epsilon_0 \epsilon b_1^2}{1,32d(d + d_{\text{обк}}) \left(1 + \frac{2\chi}{b_1}\right)}. \quad (4)$$

В формуле (4) d — толщина изоляции между обкладками, м; $d_{\text{обк}}$ — толщина обкладки, м; χ — размер закраины, м; $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$. Для реальных типов намотанных конденсаторов значение $\text{tg } \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$

составляет от долей до единиц процента, поэтому

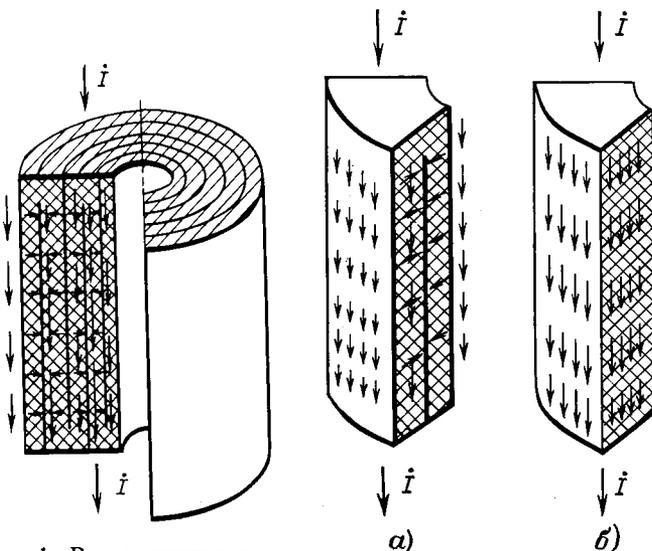


Рис. 1. Разрез конденсаторной секции (стрелками указаны направления токов).

Рис. 2. Элемент реального конденсатора (а) и его эквивалент (б).

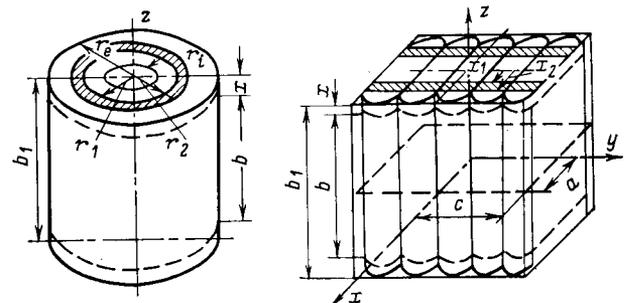


Рис. 3. Основные размеры цилиндрического и прямоугольного конденсаторов.

Для цилиндрического конденсатора: r_e , r_i — соответственно наружный и внутренний радиусы; r_1 и r_2 — соответственно внутренний и наружный радиусы тепловыделяющего слоя; χ — ширина обкладки; b_1 — высота секции.

Для прямоугольного конденсатора: a — половина ширины пакета; c — половина длины пакета; x_1 и x_2 — расстояния соответственно до внутренней и до наружной границ тепловыделяющего слоя Δx .

в отдельных случаях величиной ϵ'' можно пренебречь.

Рассмотрим аналитические зависимости, описывающие электромагнитные процессы в типичных конструкциях конденсаторов.

Цилиндрический конденсатор. Решения уравнений Максвелла применительно к полуму цилиндру [Л. 2] имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E} &= \dot{A}J_0(vr) + \dot{B}N_0(vr); \\ \dot{H} &= -\frac{1}{j\omega\mu} [\dot{A}vJ'_0(vr) + \dot{B}vN'_0(vr)], \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где \dot{E} — комплекс напряженности эквивалентного электрического поля; \dot{H} — комплекс напряженности эквивалентного магнитного поля; $J_0(vr), N_0(vr)$ — функции Бесселя 1 и 2-го рода нулевого порядка; $v = \sqrt{-j\omega\mu\dot{\gamma}_3}$; $\dot{\gamma}_3$ — эквивалентная проводимость (4).

Постоянные интегрирования определяем из следующих граничных условий:

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_{r=r_i} &= 0; \\ \dot{H}_{r=r_e} &= \frac{j_m}{2\pi r_e}. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Тогда эквивалентные напряженности можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E} &= j \frac{\omega\mu\dot{I}_m [N_1(vr_i)J_0(vr) - J_1(vr_i)N_0(vr)]}{2\pi r_e v [J_1(vr_i)N_1(vr_e) - J_1(vr_e)N_1(vr_i)]}; \\ \dot{H} &= -\frac{j_m [N_1(vr_i)J_1(vr) - J_1(vr_i)N_1(vr)]}{2\pi r_e [J_1(vr_i)N_1(vr_e) - J_1(vr_e)N_1(vr_i)]}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Из (7) могут быть выделены комплексные постоянные величины \dot{E}_i и \dot{H}_e . В качестве таких постоянных целесообразно принять значение \dot{E} при $r=r_i$ и значение \dot{H}_e при $r=r_e$:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_i &= j \frac{\omega\mu\dot{I}_m [N_1(vr_i)J_0(vr_i) - J_1(vr_i)N_0(vr_i)]}{2\pi r_e v [J_1(vr_i)N_1(vr_e) - J_1(vr_e)N_1(vr_i)]} = \\ &= j \frac{\omega\mu\dot{I}_m}{2\pi r_e v} Q_1; \\ \dot{H}_e &= -\frac{j_m [N_1(vr_i)J_1(vr_e) - J_1(vr_i)N_1(vr_e)]}{2\pi r_e [J_1(vr_i)N_1(vr_e) - J_1(vr_e)N_1(vr_i)]} = \\ &= -\frac{j_m}{2\pi r_e} Q_2. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Тогда выражение для \dot{E} и \dot{H} можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E} &= \dot{E}_i \frac{N_1(vr_i)J_0(vr) - J_1(vr_i)N_0(vr)}{N_1(vr_i)J_0(vr_i) - J_1(vr_i)N_0(vr_i)} = \\ &= j \frac{\omega\mu\dot{I}_m}{2\pi r_e v} Q_1 T_1(r); \\ \dot{H} &= \dot{H}_e \frac{N_1(vr_i)J_1(vr) - J_1(vr_i)N_1(vr)}{N_1(vr_i)J_1(vr_e) - J_1(vr_i)N_1(vr_e)} = \\ &= \frac{j_m}{2\pi r_e} Q_2 T_2(r). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Используя выражения (9), можно вычислить основные характеристики конденсаторов при работе их на синусоидальном напряжении: плотность тока, параметры эквивалентной схемы RLC и активную мощность. Комплексная амплитуда плотности тока в этом случае определяется выражением:

$$\dot{\delta} = \dot{\gamma}_3 \dot{E} = j \frac{\omega\mu\dot{\gamma}_3 \dot{I}_m}{2\pi r_e v} Q_1 T_1(r). \quad (10)$$

В качестве эквивалентной схемы конденсатора при расчете цепей, в которые он входит, примем последовательную схему, состоящую из RLC . Получим аналитическое выражение для составляющих:

$$\begin{aligned} L &= \frac{2}{I_m^2} \int_V \mu_0 \mu' \dot{H}^2 dV = -\frac{\mu_0 \mu' b_1 Q_2^2}{\pi r_e^2} \int_{r_i}^{r_e} T_2^2(r) r dr = \\ &= -\frac{\mu b_1 [N_1^2(vr_i) I_1^2(vr_i) I_1 - 2N_1(vr_i) J_1(vr_i) I_2 + \\ &\quad + J_1^2(vr_i) I_3]}{2\pi r_e^2 [J_1(vr_i) N_1(vr_e) - \\ &\quad - J_1(vr_e) N_1(vr_i)]}, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_{r_i}^{r_e} J_1^2(vr) r dr; \quad I_3 = \int_{r_i}^{r_e} N_1^2(vr) r dr; \quad N_2 = \\ &= \int_{r_i}^{r_e} J_1(vr) N_1(vr) r dr. \end{aligned}$$

Для высоких частот при условии $vr \gg 2$ выражение (11) на основании [Л. 3] примет вид:

$$L = \frac{\mu_0 \mu' b_1 \left[\frac{1}{2} v (r_e - r_i) - \frac{1}{4} \sin 2v (r_e - r_i) \right]}{2\pi v r_e \sin^2 v (r_e - r_i)}. \quad (12)$$

Емкость эквивалентной схемы конденсатора рассчитывается по формуле:

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{U_C^2} \int_V \epsilon_0 \epsilon' \dot{E}^2 dV = \frac{\epsilon_0 \epsilon' \dot{E}_i^2}{U_C^2} \int_V T_1^2(r) dV = \\ &= \frac{\epsilon_0 \epsilon' \omega^2 \mu_0^2 \mu'^2 I_m^2 Q_1^2 b_1 [N_1^2(vr_i) I_4 - \\ &\quad - 2N_1(vr_i) J_1(vr_i) I_5 + J_1^2(vr_i) I_6]}{2\pi r_e^2 v^2 U_C^2 [N_1(vr_i) J_0(vr_i) - \\ &\quad - J_1(vr_i) N_0(vr_i)]^2}, \end{aligned} \quad (13)$$

где

$$\begin{aligned} I_4 &= \int_{r_i}^{r_e} J_0^2(vr) r dr; \quad I_5 = \int_{r_i}^{r_e} J_0(vr) N_0(vr) r dr; \\ I_6 &= \int_{r_i}^{r_e} N_0^2(vr) r dr. \end{aligned}$$

Очевидно, что величина тока через конденсатор зависит от частоты и других компонентов эквивалентной схемы, таких как L и R . Поэтому с учетом режима работы конденсатора запишем:

$$\dot{I}_m = \dot{I}'_m \omega C Z. \quad (14)$$

Здесь I_m — ток низкочастотного режима; I'_m — ток с учетом появления значительной индуктивной составляющей; Z — полное комплексное сопротивление конденсатора.

Электромагнитную энергию, запасенную в емкости эквивалентной схемы, можно представить в виде:

$$U_C^2 C = \frac{U^2 C}{\omega^2 C^2 Z^2} = \frac{U^2}{\omega^2 C Z^2}. \quad (15)$$

Подставляя (14) и (15) в (13), получаем:

$$C = \sqrt[3]{\frac{2\pi r_e^2 v^2 [J_1^2(vr_i) N_1(vr_e) - J_1(vr_e) N_1(vr_i)]^2}{\varepsilon_0 \varepsilon' \omega^6 \mu_0^2 \mu'^2 z^2 [N_1^2(vr_i) H_4 - 2N_1(vr_i) J_1 \times \\ \times (vr_i) H_5 + J_1^2(vr_i) H_6]}}. \quad (16)$$

Для условий, когда $vr \gg 2$; из [Л. 3] получим выражение для емкости:

$$C = \sqrt[3]{\frac{2\pi \varepsilon_0 \varepsilon_1 b_1^3 H_7^2}{1,75 \omega^2 \left[\left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2 + r^2 \right] d^4 \left(1 + \frac{2\chi}{b_1} \right) H_8}}, \quad (16)$$

где

$$H_7 = \int_{r_i}^{r_e} \sqrt{r} \cos v(r - r_i) dr, \quad H_8 = \int_{r_i}^{r_e} \cos^2 v(r - r_i) dr.$$

Активное сопротивление эквивалентной схемы найдем с учетом потерь в диэлектрике и магнитных потерь, пренебрегая потерями проводимости изоляции:

$$R = R_m + R_3 = \frac{2}{I_m^2} \int_V \mu_0 \mu'' \omega H^2 dV + \frac{2}{I_m^2} \int_V \varepsilon_0 \varepsilon'' \omega E^2 dV = \\ = - \left\{ \frac{\varepsilon_0 \varepsilon'' \omega b_1 Q_2^2 [N_1^2(vr_i) H_1 - 2N_1(vr_i) J_1(vr_i) H_3 + J_1^2(vr_i) H_2]}{2\pi r_e^2 [J_1^2(vr_i) N_1(vr_e) - J_1(vr_e) N_1(vr_i)]^2} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon'' \mu_0^2 \mu'^2 \omega^3 b_1 Q_1^2 [N_1^2(vr_i) H_4 - 2N_1(vr_i) J_1(vr_i) H_5 + J_1^2(vr_i) H_6]}{2\pi r_e^2 v^2 [N_1(vr_i) J_0(vr_i) - J_1(vr_i) N_0(vr_i)]^2} \right\}. \quad (17)$$

Для высокой частоты по [Л. 3] сопротивление эквивалентной схемы следует считать по формуле:

$$R = R_m + R_3 = \\ = \frac{\mu_0 \mu'' \omega b_1 \left[\frac{1}{2} v (r_e - r_i) - \frac{1}{4} \sin 2v (r_e - r_i) \right]}{2\pi v r_e \sin^2 v (r_e - r_i)} + \\ + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon' \operatorname{tg} \delta \mu_0 \mu' \omega d^2 \left[\frac{1}{2} v (r_e - r_i) + \frac{1}{4} \sin 2v (r_e - r_i) \right]}{2\pi v r_e b_1 \sin^2 v (r_e - r_i)}. \quad (18)$$

Таким образом, для полной мощности потерь в конденсаторе имеем:

$$P = I^2 R = \frac{I_m^2 R}{2}, \quad (19)$$

где I — действующее значение тока.

Для получения функции распределения удельных потерь в зависимости от радиуса, необходимо вычислить две величины — плотность тока и удельное сопротивление. Плотность тока может быть получена по (10). Как видно из рис. 3, сопротивление заштрихованного слоя толщиной Δr определяется из выражения:

$$R(r_2) = \frac{R(\Delta r) R(r_1)}{R(\Delta r) + R(r_1)}.$$

Тогда активное сопротивление слоя Δr с учетом изменения электрического и магнитного полей в зависимости от радиуса находится по выражению:

$$R(\Delta r) = \frac{R(r_1) R(r_2)}{R(r_1) - R(r_2)}, \quad (20)$$

где $R(\Delta r)$ — активное сопротивление слоя толщиной $\Delta r = r_2 - r_1$; $R(r_1)$ — активное сопротивление конденсатора с внутренним радиусом r_i и наружным радиусом r_1 , $R(r_2)$ — то же, но с внутренним радиусом r_i и наружным радиусом r_2 . Значения сопротивлений $R(r_1)$ и $R(r_2)$ подсчитываются по (18), если заменить r_e соответственно на r_1 и r_2 .

Удельное сопротивление в зависимости от радиуса определяется по выражению:

$$\rho(\Delta r, r) = R(\Delta r, r) \frac{2\pi r \Delta r}{b_1}. \quad (21)$$

Ступенчатая функция, определяющая мощность потерь в единице объема в зависимости от радиуса, записывается в виде:

$$W(r) = \rho(\Delta r, r) \delta^2(r). \quad (22)$$

Прямоугольный конденсатор. Аналогичный подход можно применить к пакету секций прямоугольного конденсатора. Однако в настоящее время не разработан аналитический расчет прямоугольного токовода, поэтому приходится прибегнуть к упрощающим допущениям. К принятым ранее допущениям, пренебрегая краевым эффектом, следует добавить еще одно условие о малости ширины по сравнению с длиной сечения секции, позволяющее использовать разработанный метод расчета распределения тока в тонкой бесконечной пластине. В этом случае уравнения Максвелла имеют вид:

$$\frac{dH_y}{dx} = \dot{\gamma}_3 \dot{E}_z; \quad \frac{d\dot{E}_z}{dx} = j\omega \mu_0 \mu' \dot{H}_y. \quad (23)$$

Величины $\dot{H}_z, \dot{H}_x, \dot{E}_x, \dot{E}_y$ при принятом допущении тождественно равны нулю, поэтому уравнения (23) преобразуются в следующее:

$$\frac{d^2 \dot{E}_z}{dx^2} = -\omega \mu_0 \mu' |\dot{\gamma}_3| \dot{E}_z. \quad (24)$$

Общее решение (24) запишется в виде:

$$\dot{E}_z = \dot{C}_1 \cos \beta x + \dot{C}_2 \sin \beta x, \quad (25)$$

где

$$\beta = \sqrt{\omega \mu_0 \mu' |\dot{\gamma}_3|} = \omega \sqrt{\mu_0 \mu' \varepsilon_0 \varepsilon' q}; \\ q = \frac{b_1^2 \left(1 - \frac{2\chi}{b_1} \right)}{d^2}.$$

Граничные условия следующие

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_{y; x=0} &= 0; \\ \dot{H}_{y; x=a} &= \frac{I_m}{4(c+a)}. \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Из (23), подставив в него (25), получим:

$$-C_1 \beta \sin \beta x + C_2 \beta \cos \beta x = j \omega \mu_0 \mu' H_y. \quad (27)$$

Тогда напряженности электрического поля и магнитного поля определяются соответственно из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_z &= -j \frac{\omega \mu_0 \mu' I_m}{4(c+a) \beta \sin \beta a}; \\ \dot{H}_y &= \frac{I_m}{4(c+a) \sin \beta a}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Здесь $2c$ — размер наибольшей стороны пакета; $2a$ — размер наименьшей стороны пакета; b_1 — высота пакета.

В общем случае β является комплексной величиной из-за комплексного характера величины ϵ :

$$\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \mu' \epsilon_0 \epsilon' q} = \omega \sqrt{\frac{\mu_0 \mu' \epsilon_0 q}{\cos \delta}} \left(\cos \frac{\delta}{2} - j \sin \frac{\delta}{2} \right). \quad (29)$$

Наибольшие значения комплексных амплитуд напряженности электрического и магнитного полей в конденсаторе находим из выражений;

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{z_0} &= -j \frac{\omega \mu_0 \mu' I_m}{4(c+a) (\beta_1 - j\beta_2) \sin (\beta_1 - j\beta_2) a}; \\ \dot{H}_{y_0} &= \frac{I_m}{4(c+a)}. \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

Используя (30), запишем значения напряженности поля:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_z &= \dot{E}_{z_0} \cos (\beta_1 - j\beta_2) x; \\ \dot{H}_y &= \dot{H}_{y_0} \frac{\sin (\beta_1 - j\beta_2) x}{\sin (\beta_1 - j\beta_2) a}. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Основные параметры конденсатора и режима его работы находим так же, как и для цилиндрической конструкции:

$$\begin{aligned} \delta &= \dot{\gamma}_3 \dot{E}_z = \dot{\gamma}_3 \dot{E}_{z_0} \cos (\beta_1 - j\beta_2) x = \\ &= \dot{\gamma}_3 \dot{E}_{z_0} [\cos \beta_1 x \cos j\beta_2 x + \sin \beta_1 x \sin j\beta_2 x] = \\ &= \dot{\gamma}_3 \dot{E}_{z_0} [\cos \beta_1 x \operatorname{ch} \beta_2 x + j \sin \beta_1 x \operatorname{sh} \beta_2 x]. \end{aligned} \quad (32)$$

Далее определим параметры эквивалентной схемы, представляющей собой последовательно соединенные емкость, индуктивность и активное сопротивление. Выражение для индуктивности имеет вид:

$$L = \frac{2}{I_m^2} \int \mu_0 \mu' H_y^2 dV = \frac{\mu_0 \mu' c b_1 \left[\frac{b_1 a}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\beta_1 a \right]}{4(c+a)^2 \beta_1 \sin^2 \beta_1 a}. \quad (33)$$

Емкость, входящую в эквивалентную схему, определим следующим образом. Запишем соотношение

для энергии электрического поля в модели конденсатора и его эквивалентной схеме:

$$U_C^2 C = \int \epsilon_0 \epsilon' E^2 dV. \quad (34)$$

Правую часть выражения (34) с учетом (14) представим в виде:

$$\int \epsilon_0 \epsilon' E^2 dV = \frac{\epsilon_0 \epsilon' \mu_0^2 \mu'^2 b_1 c I_m^2 C \left[\frac{\beta_1 a}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\beta_1 a \right] Z^2}{4(c+a)^2 \beta_1^2 \sin \beta_1 a}. \quad (35)$$

Подставляя (35) и (15) в (34), решая уравнение относительно C , получаем:

$$C = \sqrt[3]{\frac{4(c+a)^2 \beta_1^2 \sin^2 \beta_1 a}{\epsilon_0 \epsilon' \mu_0^2 \mu'^2 \omega^2 b_1 c z^2 \left[\frac{\beta_1 a}{2} + \frac{1}{4} \sin^2 \beta_1 a \right]}}. \quad (36)$$

Активное сопротивление эквивалентной схемы определяется так же, как и для цилиндрического конденсатора:

$$\begin{aligned} R &= R_m + R_3 = \frac{2}{I_m^2} \int \mu_0 \mu'' \omega H^2 dV + \frac{2}{I_m^2} \int \epsilon_0 \epsilon'' \omega E dV = \\ &= \frac{\mu_0 \mu'' \omega b_1 c \left[\frac{\beta_1 a}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\beta_1 a \right]}{8(c+a)^2 \beta_1^3 \sin^2 \beta_1 a} + \\ &+ \frac{\epsilon_0 \epsilon'' \mu_0^2 \mu'^2 \omega^2 b_1 c \left[\frac{\beta_1 a}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\beta_1 a \right]}{8(c+a)^2 \beta_1^3 \sin^2 \beta_1 a}, \end{aligned} \quad (37)$$

где I — действующее значение тока.

С учетом (37) выражение для активной мощности можно записать следующим образом:

$$P = \left\{ \frac{\mu_0 \mu'' \beta_1^2 \omega b_1 c \left[\frac{\beta_1 a}{2} - \frac{1}{4} \sin 2\beta_1 a \right] + \epsilon_0 \epsilon'' \mu_0^2 \mu'^2 \omega^2 b_1 c \left[\frac{\beta_1 a}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\beta_1 a \right]}{8(c+a)^2 \beta_1^3 \sin^2 \beta_1 a} \right\} I^2.$$

Наряду с полной мощностью, так же как и для цилиндрического конденсатора, определим распределение удельной мощности тепловыделения. Для этого выделим в конденсаторе слой толщиной Δx (рис. 3). Аналогично предыдущему можно записать:

$$R(\Delta x) = \frac{1}{2} \frac{R(x_1) R(x_2)}{R(x_1) - R(x_2)}.$$

Для определения $R(x_1)$ и $R(x_2)$ необходимо в (37) подставить соответственно значения x_1 и x_2 , которые выбираются путем деления конденсатора в направлении размера a (см. рис. 3) на ряд слоев. Число слоев выбирается произвольно в зависимости от заданной точности расчета. Удельное сопротивление будет равно:

$$\rho(\Delta x, x) = R(\Delta x) \frac{2c \Delta x}{b_1} = 2R(\Delta x) \frac{c \Delta x}{b_1}.$$

Функция распределения потерь имеет вид:

$$W(x) = \rho(\Delta x, x) \delta^s(x).$$

Вывод. Примененный для расчета метод замены сложной структуры конденсатора моделью из однородного материала с эквивалентными электрическими параметрами γ , ϵ , μ позволяет использовать методы теории электромагнитного поля для получения связей между всеми конструктивными размерами конденсатора и характеристиками материалов, из которых он изготавливается, и такими важными параметрами конденсатора как функция распределения плотности тока, составляющие эквивалентной схемы RLC и функция распределения удельной мощности тепловыделения. Анализ этих процессов для случая синусоидального напряжения позволяет затем перейти к обобщению на импульсные режи-

мы, для которых выведенная зависимость представляет большой интерес. Анализ импульсных режимов может быть проведен, например, на основе спектральных характеристик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кременецкий И. И., Одинцов Л. С., Редькин Г. Е. К расчету температурного и токового режимов работы металлбумажного конденсатора. — «Электричество», 1971, № 7, с. 53—57.
2. Шимони К. Теоретическая электротехника. М., «Мир», 1964.
3. Кременецкий И. И., Медведев К. Е., Гусев В. Н. Расчет эквивалентного сопротивления конденсатора на высоких частотах. — «Электричество», 1972, № 8, с. 73—76.

[12.3.1973]

УДК 621.319.3.001.24

Расчет и анализ поля ротора стержневых электростатических генераторов

ГУК И. П., ПАЦЕВИЧ В. В., ЭСЬКОВ В. Д.

Томск

Для выяснения факторов, ограничивающих удельные энергетические показатели стержневых электростатических генераторов (ЭСГС), необходимо знать электрическое поле в рабочем объеме машины [Л. 1]. На первом этапе исследования целесообразно считать систему линейной и применить принцип наложения, выделяя две составляющие: поле ротора, создаваемое зарядами транспортеров при нулевых граничных (по статору) условиях, и поле статора с заданными граничными условиями при незаряженных транспортерах.

Исследование поля статора было проведено в [Л. 2], а настоящая статья посвящена расчету и анализу поля ротора многополюсного ЭСГС цилиндрического типа с целью определения зависимостей между напряженностью электрического поля и зарядами транспортеров и выяснения характера распределения поля в зазоре «ротор—статор» (эта область обычно заполнена сжатым газом, который имеет электрическую прочность более низкую, чем диэлектрическое тело ротора).

При построении расчетной модели приняты обычные в подобных случаях допущения.

1. Влияние коммутационных процессов на электрическое поле не учитывается.

2. Время коммутации считается пренебрежимо малым по сравнению с интервалом между коммутациями соседних транспортеров: в этом интервале поле полагается квазистатическим и в любой фиксированный момент времени описывается уравнениями электростатики.

3. Предполагается отсутствие утечек зарядов с транспортеров в процессе переноса.

4. Заряд транспортера считается сосредоточенным на его оси и равномерно распределенным по длине; краевой эффект не учитывается.

На рис. 1 показана соответствующая этим допущениям двумерная расчетная модель. Все обозначения даны в полярной системе координат (r, θ) .

Ротору соответствует область $r_2 \leq r \leq r_3$ с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , а транспортерам — $2m$ линейных источников τ_i , расположенных по окружности радиуса $r_0 = r_i$ на равном расстоянии a друг от друга. Зазоры между ротором и статором (толщина каждого δ , относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_s) представлены в модели областями $r_1 \leq r \leq r_2$ и $r_3 \leq r \leq r_4$. На границах $r = r_1$ и $r = r_4$ потенциал равен нулю.

В такой системе потенциальная функция может быть записана в виде:

$$\varphi(r, \theta) = \sum_{i=1}^{2m} \frac{\tau_i}{2\pi\epsilon_0} G(r, \theta, r_i, \theta_i), \quad (1)$$

где $G(r, \theta, r_i, \theta_i)$ — нормированная (т. е. при интенсивности источника $\tau = 2\pi\epsilon_0$) функция Грина для кольцевой области с трехслойным диэлектриком [Л. 3]; r_i и θ_i — координаты источника τ_i .

Применительно к расчетной модели ЭСГС выражение функции Грина в наиболее напряженной

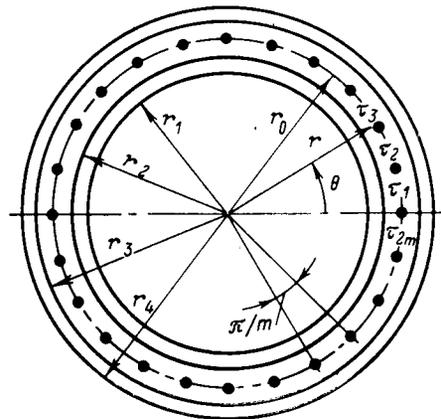


Рис. 1. Расчетная модель.

области ($r_1 \leq r \leq r_i$) имеет вид:

$$G(r, \theta, r_i, \theta_i) = \frac{1}{2} a_0^{(v)} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k^{(v)} \cos k(\theta - \theta_i). \quad (2)$$

Здесь коэффициенты $a_0^{(v)}$ и $a_k^{(v)}$ определяются выражениями: в первом слое ($v=1, r_1 \leq r \leq r_2, \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_\delta$)

$$a_0^{(1)} = \frac{2}{\varepsilon_\delta} \Lambda_0 \ln r/r_1, \\ a_k^{(1)} = \frac{2}{(\varepsilon_\delta + \varepsilon_p) k} \Lambda_k [(r/r_1)^k - (r_1/r)^k];$$

во втором слое ($v=2, r_2 \leq r \leq r_i, \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_p$)

$$a_0^{(2)} = \frac{2}{\varepsilon_p} \Lambda_0 (\varepsilon_r \ln r_2/r_1 + \ln r/r_2), \\ a_k^{(2)} = \frac{1}{\varepsilon_p k} \Lambda_k [(r/r_1)^k \lambda_1 - (r_1/r)^k \lambda_2].$$

В этих выражениях безразмерные коэффициенты Λ и λ зависят только от геометрии и диэлектрических проницаемостей ротора и зазора:

$$\lambda_1 = 1 - \varepsilon^* (r_1/r_2)^{2k}; \quad \lambda_2 = 1 - \varepsilon^* (r_2/r_1)^{2k}; \\ \lambda_3 = 1 - \varepsilon^* (r_3/r_4)^{2k}; \quad \lambda_4 = 1 - \varepsilon^* (r_4/r_3)^{2k}; \\ \varepsilon_r = \varepsilon_p/\varepsilon_\delta; \quad \varepsilon^* = (\varepsilon_p - \varepsilon_\delta)/(\varepsilon_p + \varepsilon_\delta); \\ \Lambda_0 = (\varepsilon_r \ln r_4/r_3 + \ln r_3/r_2)/(\varepsilon_r \ln r_2 r_4/r_1 r_3 + \ln r_3/r_2); \\ \Lambda_k = (r_1/r_i)^k (r_4^{2k} \lambda_3 - r_i^{2k} \lambda_4)/(r_4^{2k} \lambda_1 \lambda_3 - r_1^{2k} \lambda_2 \lambda_4).$$

При многополюсном исполнении генератора все транспортеры, перемещающиеся от щеток возбуждения к щеткам нагрузки, имеют одинаковый заряд на единицу длины τ , а остальные, движущиеся от щеток нагрузки к щеткам возбуждения, — τ' . Для последующего анализа удобно представить эти заряды (и соответствующие им поля) в виде суммы двух составляющих:

$$\tau = \tau_0 + \tau_\Delta, \quad \tau' = \tau_0 - \tau_\Delta.$$

При этом задача распадается на две более простые, в одной из которых фигурирует $2m$ одинаковых по величине и по знаку зарядов τ_0 , а в другой — столько же одинаковых по величине зарядов τ_Δ , знак которых изменяется через каждые m/p транспортеров (p — число пар полюсов).

В первом случае в соответствии с (1) имеем:

$$\varphi_0(r, \theta) = \frac{\tau_0}{2\pi\varepsilon_0} \sum_{i=1}^{2m} G(r, \theta, r_i, \theta_i) = \frac{\tau_0}{2\pi\varepsilon_0} F_0(r, \theta). \quad (3)$$

После представления суммы в замкнутом виде получим:

$$F_0(r, \theta) = 2m \left(a_0^{(v)}/2 + \sum_{k=2m(1, 2, 3 \dots)} a_k^{(v)} \cos k\theta \right), \quad (4)$$

где функция $F_0(r, \theta)$ введена для сокращения записи. После зарядов τ_0 изменяется с периодом π/m , поэтому при его анализе можно ограничиться рассмотрением кольцевого сектора с центральным углом π/m .

Симметрия поля позволяет и при решении второй задачи сократить область исследования до кольцевого сектора π/p , на границах которого по-

тенциал равен нулю, а внутри находятся заряды (τ_Δ) одного знака. В таком случае

$$\varphi_\Delta(r, \theta) = \frac{\tau_\Delta}{2\pi\varepsilon_0} \sum_{i=1}^{m/p} G^*(r, \theta, r_i, \theta_i) = \frac{\tau_\Delta}{2\pi\varepsilon_0} F_\Delta(r, \theta), \quad (5)$$

где G^* — нормированная функция Грина для кольцевого сектора π/p .

Для рассматриваемой задачи функция

$$G^*(r, \theta, r_i, \theta_i) = 2p \sum_{k=p(1, 2, 3 \dots)} a_k^{(v)} \sin k(\theta_i + \pi/2m) + \pi/2m) \sin k(\theta + \pi/2m)$$

и, если подставить ее в (5) и просуммировать конечный ряд, то получим:

$$F_\Delta(r, \theta) = 2p \sum_{k=p(1, 3, 5 \dots)} a_k^{(v)} \frac{\sin k(\theta + \pi/2m)}{\sin k\pi/2m}. \quad (6)$$

Составляющие вектора напряженности электрического поля

$$E_n = -\partial\varphi/\partial r, \quad E_\tau = -\partial\varphi/r\partial\theta$$

в газовом зазоре определяется из выражений:

$$E_{0r} = \frac{2\tau_0 m}{\pi\varepsilon_0(\varepsilon_\delta + \varepsilon_p) r} \sum_{k=2m(1, 2, 3 \dots)} \Lambda_k (r^k/r_1^k - r_1^k/r^k) \sin k\theta; \quad (7)$$

$$E_{\Delta r} = \frac{2\tau_\Delta p}{\pi\varepsilon_0(\varepsilon_\delta + \varepsilon_p) r} \sum_{k=p(1, 3, 5 \dots)} \Lambda_k (r_1^k/r^k - r^k/r_1^k) \frac{\cos k(\theta + \pi/2m)}{\sin k\pi/2m}; \quad (8)$$

$$E_{0\theta} = -\frac{\tau_0 m}{\pi\varepsilon_0 \varepsilon_\delta r} \left[\Lambda_0 + \frac{2\varepsilon_\delta}{\varepsilon_\delta^2 + \varepsilon_p} \sum_{k=2m(1, 2, 3 \dots)} \Lambda_k (r^k/r_1^k + r_1^k/r^k) \cos k\theta \right]; \quad (9)$$

$$E_{\Delta\theta} = -\frac{2\tau_\Delta p}{\pi\varepsilon_0(\varepsilon_\delta + \varepsilon_p) r} \sum_{k=p(1, 3, 5 \dots)} \Lambda_k (r^k/r_1^k + r_1^k/r^k) \frac{\sin k(\theta + \pi/2m)}{\sin k\pi/2m}. \quad (10)$$

Предложенная методика расчета поля ротора позволяет довольно просто учесть и ряд других особенностей конструкции и электрической схемы ЭСГС. Так, например, если угловая координата коммутирующего транспортера равна не нулю, а какому-то углу θ_1 , то во всех формулах (1)–(10) θ нужно заменить на $(\theta - \theta_1)$.

Величина зарядов транспортеров зависит от напряжений возбуждения и нагрузки, от геометрии и электрофизических характеристик элементов машины, а также от вида коммутации и схемы возбуждения. Для отыскания этих величин используются в качестве граничных условий значения потенциалов коммутирующих транспортеров в момент прекращения коммутации. Пример определения составляющих τ_0 и τ_Δ для ЭСГС с кондукционной схемой возбуждения, контактной коммутацией при симметричном расположении коммутирующих транспортеров дан в приложении.

Заряд τ_0 не зависит от режима работы ЭГС и в рассматриваемом случае равен:

$$\tau_0 = \pi \varepsilon_0 U_B F_0^{-1} (r_0 - \rho, \theta_1). \quad (11)$$

Величина заряда τ_Δ при отсутствии поля статора (режим короткого замыкания) определяется выражением:

$$\tau_\Delta = \pi \varepsilon_0 U_B F_\Delta^{-1} (r_0 - \rho, \theta_1). \quad (12)$$

Ряды, входящие в (7)–(10), следовательно, и в выражение результирующей напряженности поля в зазоре «ротор — статор»

$$E = \sqrt{(E_{0\tau} + E_{\Delta\tau})^2 + (E_{0n} + E_{\Delta n})^2}, \quad (13)$$

не удается представить в замкнутой форме. Поэтому все необходимые вычисления были проведены на ЦВМ при изменении параметров модели в широких пределах:

- толщина ротора $2d = r_3 - r_2 = (0,01 \div 0,5) r_0$;
 - толщина зазора $\delta = r_2 - r_1 = r_4 - r_3 = (0,001 \div 0,02) r_0$;
 - число пар полюсов $p = 1 - 10$;
 - число транспортеров на пару полюсов $m/p = 10 \div 100$;
 - радиус транспортеров $\rho = (0,05 \div 0,8) d$;
 - отношение диэлектрических проницаемостей ротора и зазора $\varepsilon_r = 1 \div 10$,
- где $r_0 = 0,5(r_2 + r_3)$ — базисная величина. Точность расчета проверялась по выполнению граничных условий.

Качественные зависимости, характеризующие распределение составляющих напряженности поля вдоль поверхности ротора, показаны на рис. 2.

Вдоль поверхности статора E_{0n} и $E_{\Delta n}$ распределяются аналогичным образом, а $E_{0\tau}$ и $E_{\Delta\tau}$ отсутствуют. Да и на поверхности ротора, как показал расчет, тангенциальные составляющие невелики. Так, даже наибольшее значение $E_{\Delta\tau}$ (в области перемены знака заряда) на порядок меньше среднего по модулю значения $E_{\Delta n}$, а максимальное значение $E_{0\tau}$ не превышает единиц процентов от максимального значения E_{0n} . Еще более будут отличаться

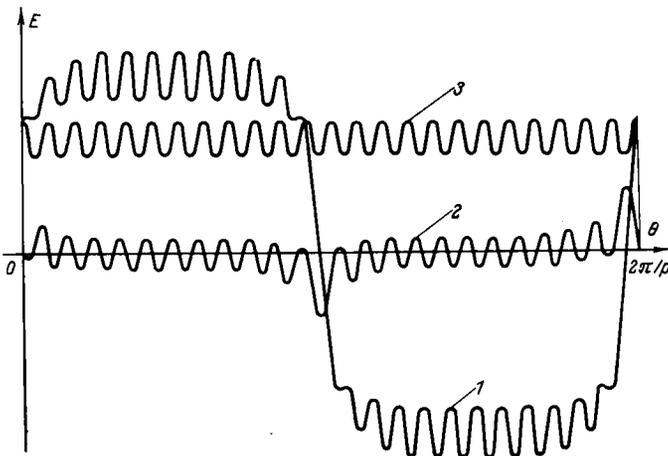


Рис. 2. Распределение электрического поля в зазоре вдоль поверхности ротора.
 $1 - E_{\Delta n}$; $2 - E_{\Delta\tau}(\theta)$; $3 - E_{0n}(\theta)$.

квадраты слагаемых в выражении (13) при рассмотрении областей с наибольшей напряженностью, поэтому основное внимание при анализе следует уделить нормальным составляющим.

Характер изменения E_{0n} и $E_{\Delta n}$ практически одинаков во всем зазоре за исключением небольших областей, где $E_{\Delta n}$ меняет свой знак. В большинстве вариантов расчета каждая из этих областей охватывает по два — три транспортера с зарядами τ_Δ обоих знаков. В остальной части зазора неоднородность поля можно оценить с помощью коэффициента

$$k_0^{-1} = \frac{E_{0m}}{E_{0cp}} \approx \frac{E_{\Delta m}}{E_{\Delta cp}} = 1 + \frac{2}{\Lambda_0(\varepsilon_r + 1)} \sum_{k=2m(1, 2, 3 \dots)} \Lambda_k \frac{r_2^{2k} + r_1^{2k}}{r_2^k r_1^k}, \quad (14)$$

где E_{0m} и $E_{\Delta m}$ — максимальные значения напряженностей соответствующих полей, а E_{0cp} и $E_{\Delta cp}$ — их средние по модулю значения, которые можно найти по теореме Гаусса:

$$E_{0cp} = \tau_0 / 2\varepsilon_0 a, \quad E_{\Delta cp} = \tau_\Delta / 2\varepsilon_0 a.$$

Экспериментальная проверка формулы (14) была осуществлена моделированием в электролитической ванне. Не останавливаясь на методике моделирования, которая подробно описана в [Л. 4 и 5], укажем пределы изменения параметров модели: $d/a = 0,1 \div 1$; $\delta/a = 0,05 \div 0,25$; $\rho/a = 0,05 \div 0,3$; $\varepsilon_r = 2 \div 7$.

Оказалось, что при $\rho < 0,8d$ величина k_0 практически не зависит от радиуса транспортера, причем расхождение результатов расчета и эксперимента не превышает погрешности последнего (приблизительно 5%). При дальнейшем увеличении ρ и прочих равных условиях k_0 несколько уменьшается, но практическая целесообразность роторов с такой геометрией представляется маловероятной.

Совместная обработка результатов расчета и эксперимента позволила вывести достаточно простую приближенную формулу:

$$k_0^{-1} \approx 1 + 16\varepsilon_r / (\varepsilon_r + 1)^2 e^{2\pi\delta/a} (e^{2\pi d/a} - 1), \quad (15)$$

которая в вышеуказанном диапазоне изменения параметров модели обеспечивает совпадение результатов с (14) с точностью до двух процентов.

Нетрудно убедиться, что для получения достаточно однородного поля в зазоре ($k_0 > 0,90$), необходимо выполнить условие:

$$2(d + \varepsilon_r \delta) > a.$$

Однако увеличение k_0 целесообразно до определенных пределов, ибо с уменьшением a растет величина $E_{\tau m}$, особенно в зонах коммутации, а при больших поперечных размерах и ε_r получают и большие значения «паразитной» нормальной составляющей поля статора [Л. 2].

Что касается соотношения между максимальными значениями напряженностей полей зарядов τ_0 и τ_Δ , то оно, естественно, зависит от режима работы генератора. В режиме короткого замыкания отношение $E_{\Delta m} / E_{0m}$ получается численно равным коэффициенту k_i , учитывающему влияние явления

естественной перезарядки на величину тока короткого замыкания ЭСГС:

$$E_{\Delta m}/E_{0m} = k_i. \quad (16)$$

Результаты вычислений, проведенных по (16) с учетом (11) и (12), хорошо согласуются с результатами расчета на основе уравнений с частичными емкостями [Л. 6] и поэтому здесь не приводятся. Отметим лишь, что величина заряда, отдаваемая в нагрузку одним транспортером в одном полуреоте за один оборот ротора при постоянном напряжении возбуждения, получается равной

$$\tau - \tau' = 2\tau_{\Delta} = 4\epsilon_0 a k_0 E_{\Delta m}$$

и тем больше, чем меньше d, δ, a , а k_i (так же как и k_0) возрастает с увеличением $d/a, \delta/a$ и ϵ_r при изменении этих величин в вышеуказанном диапазоне.

Результаты проведенного анализа качественно подтверждаются и экспериментальными исследованиями на действующих образцах ЭСГС [Л. 7].

Приложение. В соответствии с принципом наложения имеем:

$$\varphi = \varphi_c + \varphi_0 + \varphi_{\Delta},$$

где φ_c — потенциал поля статора; φ_0 и φ_{Δ} — составляющие потенциала поля ротора от зарядов τ_0 и τ_{Δ} . Для определения τ_0 и τ_{Δ} необходимо записать выражение потенциала для коммутирующих транспортеров. Если коммутация осуществляется посредством механического контакта или через искру с малым эквивалентным сопротивлением канала и с каждой щеткой коммутирует одновременно только один из транспортеров, то с достаточной высокой степенью точности величины потенциалов коммутирующих транспортеров в момент исчезновения электрического контакта с соответствующими щетками можно принять равными потенциалам последних.

При кондукционной схеме возбуждения щетки возбуждения присоединены к одному из выводов источника с напряжением U_b , второй вывод которого заземлен, так же как и индуктора возбуждения. Щетки нагрузки соединены с индукторами нагрузки и имеют потенциал U_n .

Введем обозначения: θ_1 — координата оси первого транспортера в момент прекращения его коммутации; ρ — радиус транспортера; $R_0 + \rho = r_0$. Полагая, что коммутация во всех полюсах происходит одновременно, для соответствующей координаты $(m+1)$ -го транспортера получим:

$$\theta_n = \theta_1 + \pi/\rho.$$

Тогда, считая потенциал i -го транспортера равным $\varphi(R_0, \theta_i)$, дополнительные условия для определения зарядов τ_0 и τ_{Δ}

можно записать в виде:

$$\varphi(R_0, \theta_1) = \varphi_c(R_0, \theta_1) + \varphi_0(R_0, \theta_1) + \varphi_{\Delta}(R_0, \theta_1) = U_b; \quad (П-1)$$

$$\varphi(R_0, \theta_n) = \varphi_c(R_0, \theta_n) + \varphi_0(R_0, \theta_n) + \varphi_{\Delta}(R_0, \theta_n) = U_n. \quad (П-2)$$

Так как при целых значениях n

$$\cos n\rho(\theta + \pi/\rho) = \pm \cos n\rho\theta,$$

то, как видно из [Л. 2], поле статора обладает симметрией относительно радиусов $\theta = \pi/\rho$ и, в частности,

$$\varphi_c(R_0, \theta_n) = U_b - \varphi_c(R_0, \theta_1). \quad (П-3)$$

Поле зарядов τ_0 изменяется с периодом π/m , что видно из (4) и (2), поэтому

$$\varphi_0(R_0, \theta_n) = \varphi_0(R_0, \theta_1). \quad (П-4)$$

А поскольку при четном n

$$\sin n\rho(\theta + \pi/\rho) = -\sin n\rho\theta,$$

то из (5) и (6) для потенциала поля зарядов τ_{Δ} следует:

$$\varphi_{\Delta}(R_0, \theta_n) = -\varphi_{\Delta}(R_0, \theta_1). \quad (П-5)$$

Складывая и вычитая (П-1) и (П-2), с учетом соотношений (П-3)—(П-5) нетрудно получить выражения:

$$2\varphi_0(R_0, \theta_1) = U_b; \quad 2\varphi_{\Delta}(R_0, \theta_1) + 2\varphi_c(R_0, \theta_1) = U_n.$$

Отсюда, используя (3), (4) и (5), (6), соответственно находим:

$$\tau_0 = \frac{\pi\epsilon_0 U_b}{F_0(R_0, \theta_1)}, \quad \tau_{\Delta} = \frac{\pi\epsilon_0}{F_{\Delta}(R_0, \theta_1)} [U_b - 2\varphi_c(R_0, \theta_1)].$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левитов В. И., Ляпин А. Г. Электростатические генераторы с жестким ротором, ч. 1. М., ЦИТИПРИБОРЭЛЕКТРОПРОМ, 1963.
2. Гук И. П., Пацевич В. В., Эськов В. Д. Исследование поля статора ЭСГС. — «Электричество», 1973, № 5, с 59—62.
3. Гук И. П., Лукутин В. А. Определение потенциала поля ротора электростатической машины. — Изв. ТПИ, Томск, 191, 1969, с. 64—68.
4. Тетельбаум И. М. Электрическое моделирование. М., Физматгиз, 1959.
5. Карплюс У. Моделирующие устройства для решения задач теории поля. Изд-во иностр. лит., М., 1962.
6. Кононов А. П., Пацевич В. В., Эськов В. Д. Естественная перезарядка в ЭСГ с каскадным соединением транспортеров — проводников. — «Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт», 1967, № 4, с. 52—56.
7. Влияние геометрии ротора на характеристики короткого замыкания ЭСГ с транспортерами — проводниками, помещенными в диэлектрик. Труды НИИ ядерной физики, электроники и автоматики, вып. 1. М., Атомиздат, 1971, с. 61—64. Авт.: Калганов А. В., Пацевич В. В., Подплетнева Э. А., Ю. Н. Сивков.
8. Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. Изд. АН СССР, 1948.
9. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. М., Госэнергоиздат. 1961.

[16.7.1973]



УДК 537.222.001.24

Нейтрализация зарядов статического электричества на движущихся технологических материалах

Канд. техн. наук СЛЫШАЛОВ В. К., инж. ХМЫЛЕВ Ю. И.

Ивановский энергетический институт им. В. И. Ленина

Большая часть используемых в промышленности нейтрализаторов применяется для снятия зарядов с движущихся несовершенных диэлектриков (разного рода ленты, полотна, нити, струи жидкостей). При теоретическом исследовании процесса нейтрализации обычно рассматривается упрощенная задача [Л. 1]. Модель, принятая в [Л. 1], хотя и позволяет приближенно определить остаточную плотность заряда, не соответствует физической картине

процесса, основной чертой которого является изменение в направлении движения плотности заряда и потенциала диэлектрика относительно нейтрализатора.

Общая схема процесса приведена на рис. 1. Нейтрализатор 1 имеет активную зону ширины a . Примыкающий к активной зоне слой воздуха ионизируется короной или излучением. Ионы под действием поля зарядов на диэлектрике 2 движутся

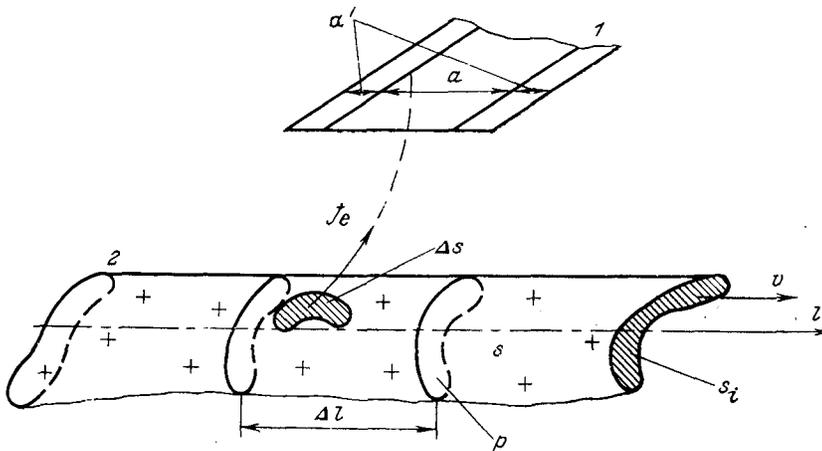


Рис. 1.

к нему и, осаждаясь на поверхности, нейтрализуют исходный заряд. По отношению к поверхности диэлектрика s целесообразно выделить внешнюю и внутреннюю области. Величины, относящиеся к первой, будем помечать индексом e , ко второй i . Поля векторов напряженности \vec{E}_e и плотности тока \vec{j}_e , а также распределение плотности объемных зарядов ρ_e при заданном типе нейтрализатора (коронный или радиоизотопный) описывают в общем случае уравнения короны в переходном режиме [Л. 2] или уравнения ионизированного облучением газа [Л. 3]. Эти уравнения должны решаться совместно с уравнениями для внутренней области и граничной поверхности s . Искомыми являются распределения плотностей поверхностных $\sigma(x, y, z, t)$ и объемных $\rho_i(x, y, z, t)$ зарядов.

Описание процесса нейтрализации. Распределение зарядов внутри изотропного несовершенного диэлектрика описывается системой уравнений:

$$\operatorname{div} \vec{D}_i = \rho_i; \quad \vec{D}_i = \epsilon_{ai} \vec{E}_i; \quad (1)$$

$$\operatorname{div} \vec{j}_i = 0; \quad (2)$$

$$\vec{j}_i = \rho_i \vec{v}_i + \frac{\partial \vec{D}_i}{\partial t} + \gamma_i \vec{E}_i - D \operatorname{grad} \rho_i, \quad (3)$$

где \vec{D}_i — вектор электрического смещения; $\epsilon_{ai} = \epsilon_i \epsilon_0$, γ_i — диэлектрическая проницаемость и удельная проводимость; D — коэффициент диффузии. Скорость v_i в данной задаче не зависит от искомых величин E , ρ и др.; поле скоростей считается заданным. Последний член в (3) имеет смысл только для жидкостей.

Подстановка (3) в (2) с учетом (1) приводит к уравнению:

$$\operatorname{div} \rho_i \vec{v}_i + \frac{\partial \rho_i}{\partial t} + \operatorname{div} \gamma_i \vec{E}_i - D \Delta \rho_i = 0. \quad (4)$$

С учетом соотношений

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{div} \rho_i \vec{v}_i &= \vec{v}_i \operatorname{grad} \rho_i + \rho_i \operatorname{div} \vec{v}_i; \\ \frac{\partial \rho_i}{\partial t} + \vec{v}_i \operatorname{grad} \rho_i &= \frac{d\rho_i}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

получим:

$$-\frac{d\rho_i}{dt} = \operatorname{div} \gamma_i \vec{E}_i + \rho_i \operatorname{div} \vec{v}_i - D \Delta \rho_i =$$

$$= \vec{D}_i \operatorname{grad} \frac{\gamma_i}{\epsilon_{ai}} + \rho_i \left(\frac{\gamma_i}{\epsilon_{ai}} + \operatorname{div} \vec{v}_i \right) - D \Delta \rho_i. \quad (6)$$

Левая часть (6) дает уменьшение ρ_i в единицу времени в объеме, движущемся со скоростью \vec{v}_i . Правая часть показывает, что плотность объемных зарядов уменьшается за счет саморазряда вследствие неоднородности, упругих свойств материала и сил диффузии.

В однородной несжимаемой среде $\operatorname{grad} \gamma_i / \epsilon_{ai} = 0$; $\operatorname{div} \vec{v}_i = 0$, полагая также $D \Delta \rho_i \ll \frac{\gamma_i}{\epsilon_{ai}} \rho_i$, находим:

$$-\frac{d\rho_i}{dt} = \frac{\gamma_i}{\epsilon_{ai}} \rho_i; \quad \rho_i(x, y, z, t) =$$

$$= \rho_i(x, y, z, 0) \exp\left(-\frac{\gamma_i}{\epsilon_{ai}} t\right). \quad (7)$$

Соотношение (7) указывает на интересную особенность процессов в объеме несовершенного диэлектрика: при малости сил диффузии плотность зарядов в любой точке с течением времени уменьшается по экспоненте, показатель которой одинаков для всего объема и не зависит от процессов на поверхности (нанесение и снятие заряда, касание проводящих и диэлектрических частей оборудования и т. п.), внешних полей и распределения скоростей.

Рассмотрим теперь элемент Δs поверхности диэлектрика с прилегающим к нему тонким слоем внутренней области. Толщина слоя Δh (рис. 1). Так как на s составляющие плотности полного тока изменяются скачком, необходимо определить предел интегрального соотношения, эквивалентного уравнению непрерывности (2):

$$\lim_{\substack{\Delta h \rightarrow 0 \\ \Delta s \rightarrow 0}} \oint_{\Delta s + \Delta s'_i + \Delta s'_i} \vec{j} ds = 0. \quad (8)$$

В последнем выражении $\Delta s'_i$ — боковая поверхность; площадка $\Delta s'_i \approx \Delta s$, но расположена во внутренней области (рис. 1). С учетом рис. 1 выражение (8) принимает вид:

$$\lim_{\substack{\Delta h \rightarrow 0 \\ \Delta s \rightarrow 0}} \left[\int_{\Delta s_i} \rho_i \vec{v}_i \vec{ds} + \Delta \phi_p \right] + \lim_{\substack{\Delta h \rightarrow 0 \\ \Delta s \rightarrow 0}} \left[\int_{\Delta s + \Delta s'_i} \left(\vec{j}_e + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \gamma_i \vec{E}_i \right) \vec{ds} + \Delta \phi \right] = 0,$$

где $\Delta \phi_p$ — поток $\rho_i \vec{v}_i$ через поверхность $\Delta s'_i$; $\Delta \phi$ — поток $\frac{\partial \vec{D}_i}{\partial t} + \gamma_i \vec{E}_i$ через боковую поверхность $\Delta s'_i$.

Составляющая $D \operatorname{grad} \rho_i$ в (8) исключена ввиду ее малости по сравнению с другими членами, такими, как например, плотность нейтрализующего тока.

После преобразований получим:

$$\operatorname{div} \sigma \vec{v}_s + j_{ne} + \frac{\partial}{\partial t} (D_{ne} - D_{ni}) - \gamma_i E_{ni} = 0. \quad (9)$$

В (9) взяты проекции на вектор \vec{n} (рис. 1); v_s — скорость движения поверхностного слоя; $\sigma \vec{v}_s$ —

плотность поверхностного тока [Л. 4]. Аналогично-
му предельному преобразованию должно быть под-
вергнуто первое из уравнений (1). Результат здесь
известен:

$$D_{ne} - D_{ni} = \sigma. \quad (10)$$

Преобразуем (9) с учетом (5) и (10):

$$-\frac{d\sigma}{dt} = j_{ne} - \gamma_i E_{ni} + \sigma \operatorname{div} \vec{v}_s. \quad (11)$$

Следовательно, изменение плотности поверхно-
стных зарядов на движущемся несовершенном ди-
электрике обусловлено нейтрализующим током,
упругими свойствами материала и током проводимости,
подтекающим из внутренней области к по-
верхности.

При использовании коронных или радиоизотоп-
ных нейтрализаторов имеем:

$$j_{ne} = k\rho_e E_{ne} - D \frac{\partial \rho_e}{\partial n} \approx k\rho_e E_{ne}, \quad (12)$$

где D — коэффициент диффузии; k — подвижность
ионов.

Подставляя (12) в (11) и считая технологиче-
ский материал несжимаемым $\operatorname{div} \vec{v}_s = 0$, оконча-
тельно получим:

$$-\frac{d\sigma}{dt} = k\rho_e E_{ne} - \gamma_i E_{ni}. \quad (13)$$

Уравнение (13) совместно с уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{div} \vec{D}_i &= \rho_i; \quad \vec{D}_i = \epsilon_{ai} \vec{E}_i; \\ \rho_i &= \rho_i(x, y, z, 0) \exp\left(-\frac{\gamma_i}{\epsilon_{ai}} t\right); \\ \vec{E}_i &= -\operatorname{grad} \varphi_i; \\ D_{ne} - D_{ni} &= \sigma \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

и уравнениями для внешней области (уравнения
короны или ионизированного облучением газа) об-
разуют полную систему.

Таким образом, исследование процесса нейтра-
лизации сводится к решению задачи: найти для лю-
бого момента времени $t > 0$ функцию $\sigma(x, y, z, t)$,
удовлетворяющую системе уравнений (13), (14),
если известны начальные распределения $\sigma(x, y, z, 0)$,
 $\rho_i(x, y, z, 0)$, конфигурация промежутка «ней-
трализатор — технологический материал», физиче-
ские свойства материала и тип нейтрализатора.

На практике нейтрализуются объектами
в большинстве случаев являются материалы типа
нитей (волокна, струи жидкостей) или материалы
типа полотен (бумага, ткань, пленка и т. д.). Если
поперечные размеры объекта малы по сравнению
с расстоянием до нейтрализатора, целесообразно
перейти от общей задачи к рассмотрению нейтра-
лизации зарядов на нитях и поверхностях, имеющих
нулевую толщину. Соответствующие уравнения по-
лучаются усреднением по сечению или толщине ма-
териала.

Умножив (13) на ds и (7) на dV , проинтегриро-
вав по $\Delta s = \rho \Delta l$ и $\Delta V = s_i \Delta l$ (рис. 1), будем иметь
уравнения относительно $\Delta q_s = \int_{\Delta s} \sigma ds$ и $\Delta q_i = \int_{\Delta V} \rho_i dV$

для нити. Суммируя эти уравнения и переходя к
пределу при $\Delta l \rightarrow 0$, для линейной плотности заря-

дов τ получаем:

$$-\frac{\partial \tau}{\partial t} - v \frac{\partial \tau}{\partial l} = -\frac{d\tau}{dt} = J_0 + \frac{\partial}{\partial l} (g_0 E_l), \quad (15)$$

где J_0 — линейная плотность нейтрализующего то-
ка; $g_0 = \gamma_i s_i$ — проводимость единицы длины; E_l —
среднее по сечению значение составляющей напря-
женности, параллельной элементу длины в данной
точке; l — текущая длина траектории точки наблю-
дения.

Это уравнение должно рассматриваться совме-
стно с уравнениями для внешней зоны и уравне-
нием

$$E_l = -\frac{\partial \varphi_l}{\partial l},$$

здесь φ_l — средний по сечению потенциал. Началь-
ным в этой задаче является распределение $\tau(l, 0)$.

Аналогично выводится уравнение для поверхно-
сти нулевой толщины. Имеем:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial \bar{\sigma}}{\partial t} - \vec{v} \operatorname{grad} \bar{\sigma} &= -\frac{d\bar{\sigma}}{dt} = k\rho_e \bar{E}_{ne} + \\ &+ \operatorname{div} g_0 \bar{E}_\tau. \end{aligned} \quad (16)$$

Заряд $\bar{\sigma} ds$ включает в себя заряды на элементах
противоположных сторон материала и заряд $dq_i =$
 $= \rho_i h ds$ (h — толщина материала) в объеме между
ними; $g_0 = \gamma_i h$ — удельная поверхностная проводим-
ость; \bar{E}_τ — среднее по толщине значение состав-
ляющей напряженности, параллельной поверхности
материала в данной точке; $k\rho_e \bar{E}_{ne} ds$ — сумма ней-
трализующих токов на противоположных сторо-
нах ds .

Дополнительными являются уравнения для внеш-
ней зоны и уравнение $\vec{E}_\tau = -\operatorname{grad} \varphi_s$; начальное
распределение задано в форме $\sigma(s, 0)$.

В качестве примера проведем исследование ста-
ционарного режима нейтрализации в одной распро-
страненной практической схеме.

**Нейтрализация зарядов на полотне с помощью
плоского радиоизотопного нейтрализатора.** Некото-
рое представление о конструкции нейтрализатора
дает рис. 1. На практике расстояние между техно-
логическим материалом и нейтрализатором не пре-
вышает $2 \div 3 a'$, где a' — ширина оправок. Поэтому,
пренебрегая краевым эффектом, положим $a' \rightarrow \infty$.
Пренебрегаем также неравномерностью в распре-
делении зарядов поперек материала.

Указанные допущения позволяют перейти к рас-
смотрению процесса в промежутке, образованном
двумя параллельными неограниченными плоскостя-
ми: проводящая заземленная — активная зона ней-
трализатора и оправки; заряженная диэлектриче-
ская — технологический материал. Все величины
в этой задаче изменяются только в направлении
движения.

В стационарном режиме $\frac{\partial \bar{\sigma}}{\partial t} = 0$, поэтому соглас-
но (16) имеем:

$$-v \frac{d\bar{\sigma}}{dl} = k\rho_e \bar{E}_{ne} + \frac{d}{dl} (g_0 \bar{E}_\tau). \quad (17)$$

Значок усреднения здесь и в дальнейшем опущен,
направление увеличения l совпадает с вектором
скорости. Назовем зоной нейтрализации интервал

$l_0 \leq l \leq l_k$, в пределах которого плотность тока $j_n(l) = k\rho_e E_{ne}$ отлична от нуля (l_0 и l_k — начало и конец этой зоны). Для точек с координатами $l \leq l_0$ и $l \geq l_k$ из (17) получим:

$$\sigma + g_0 E_\tau = c; \quad c|_{l \leq l_0} = c_0; \quad c|_{l \geq l_k} = c_k, \quad (18)$$

т. е. слева и справа от зоны нейтрализации ток переноса замыкается током проводимости; c — полный ток, приходящийся на полосу единичной ширины. Значения c_0 и c_k легко определяются из условий «на бесконечности»: при $|l - l_{0(k)}| \rightarrow \infty$ распределение зарядов и потенциала перестает зависеть от процесса нейтрализации и, так как рассматривается промежуток, образованный двумя параллельными плоскостями,

$$E_\tau(\infty) = 0; \quad c_0 = \sigma_0; \quad c_k = \sigma_k, \quad (19)$$

где σ_0 , σ_k — начальная и остаточная плотности зарядов; σ_0 характеризует уровень заряда до установки нейтрализатора; зависимость $\sigma_k = F(\sigma_0)$ (характеристика типа «вход — выход») — эффективность его работы.

Полагая известным значение σ_0 , найдем распределение $\sigma(l)$, $\varphi_s(l)$ и поле вектора \vec{E}_e . Соотношения (18), (19) позволяют записать граничное условие для уравнения (17) в зоне нейтрализации:

$$\sigma(l_0) + \frac{g_0}{v} E_\tau(l_0) = \sigma_0. \quad (20)$$

Интегрируя (17), с учетом (20) получаем:

$$\sigma + \frac{g_0}{v} E_\tau = \sigma_0 - \frac{1}{v} \int_{l_0}^l j_n dl; \quad l_0 \leq l \leq l_k. \quad (21)$$

В интервале значений $l \geq l_k$ согласно (18), (19), (21) имеем:

$$\sigma_k = \sigma_0 - \frac{1}{v} \int_{l_0}^{l_k} j_n dl = \sigma_0 - \frac{J}{v}. \quad (22)$$

Здесь J — ток нейтрализатора на полосу единичной ширины. Соотношение (22) не содержит членов, пропорциональных $g_0 E_\tau$, т. е. токи проводимости непосредственно на величину остаточной плотности зарядов не влияют.

Выражения (18) и (21) решают задачу относительно суммарного распределения искомых функций, причем в (21) входит еще одна неизвестная $j_n(l)$. Законы изменения $\sigma(l)$; $E_\tau(l)$ и поле в промежутке определяются при совместном решении (18), (21) и уравнений:

$$\varphi = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \left[\int_s \frac{\sigma ds}{r} + \int_V \frac{\rho_e dV}{r} \right]; \quad (23)$$

$$\vec{E} = -\text{grad } \varphi; \quad (24)$$

$$j_n = f_1[\varphi_s(l)]; \quad \rho_e = f_2[\varphi_s(l)], \quad (25)$$

где V — объем; r — расстояние от элементарного заряда до точки наблюдения.

Потенциал (23) должен обращаться в нуль на поверхности нейтрализатора: $\varphi_n = 0$, что соответствует заземлению последнего при эксплуатации. Это условие выполняется автоматически, если интегрировать в (23) и по зарядам, и по их изображениям

в плоскости нейтрализатора. В дальнейшем (23) используется указанным образом.

Зависимости (25) заменяют уравнения ионизированного облучением газа. Для решения последних достаточно [Л. 3] знать потенциал каждой точки материала относительно нейтрализатора, что и подчеркнуто в (25) записью в аргумент j_n и ρ_e распределения $\varphi_s(l)$. Заметим, что координаты краев зоны нейтрализации l_0 и l_k также являются функциями распределения $\varphi_s(l)$.

Система уравнений (18), (21), (23) — (25) разрешима методом итераций. Решение однозначно определяется величиной σ_0 , поскольку два других условия ($\varphi_n = 0$; $E_\tau(\infty) = 0$) являются общими для всех задач этого типа. Алгоритм был проверен при расчете процесса снятия зарядов с помощью третьего нейтрализатора.

Расчет проводился при следующих допущениях: ток проводимости значительно меньше тока переноса $g_0 E_\tau \ll \sigma v$; составляющая потенциала φ_{sp} от объемных зарядов много меньше составляющей $\varphi_{s\sigma}$, и поэтому отбрасывался второй член в (23). Основанием для этого являлись результаты сравнения потенциала материала $\varphi_{s\sigma}$ с потенциалом φ_{sp} при $\rho_e =$

$$\int \rho_e dV \\ = \bar{\rho}_e = \frac{V}{V}, \quad \text{причем считалось, что объемный за-}$$

ряд занимает всю неограниченную полосу пространства между материалом и нейтрализатором. Потенциал $\bar{\varphi}_{sp} = \frac{\rho_e h^2}{2\epsilon_0}$ (h — расстояние между нейтрализатором и материалом) превышает φ_{sp} , что вполне очевидно, поэтому неравенство $\bar{\varphi}_{sp} \ll \varphi_{s\sigma}$ можно считать критерием малости составляющей потенциала от объемных зарядов. Для промежутков с третьими нейтрализаторами указанное неравенство в большинстве задач выполняется, нарушения имеют место лишь вблизи точек перехода кривой заряда через нуль (явление перезарядки).

Суть третьего упрощающего допущения сводится к замене трубок тока реального поля трубками поля плоского конденсатора, к концам которых приложено напряжение $\varphi_s(l)$, т. е. из двух факторов, определяющих распределение $j_n(l)$ (конфигурация трубок и закон изменения потенциала), наиболее важным считается второй. Более подробно этот вопрос исследован в [Л. 5]; там же приведены формулы, по которым можно оценить происходящую отсюда погрешность. Подчеркнем, что такой подход используется только при нахождении $j_n(l)$; поле в промежутке определяют соотношения (23) и (24).

Итеративная схема в общих чертах включала в себя следующие моменты: в начале расчета относительная плотность зарядов σ^* и относительный потенциал φ_s^* считались постоянными по всему материалу: $\sigma^* = \sigma/\sigma_0 = 1$; $\varphi_s^* = \frac{\varphi_s \epsilon_0}{\sigma_0 h_n} = h/h_n = h^*$, где h_n — ширина зоны ионизации (для трития $h_n = 0,002$ м); относительные единицы введены согласно системе критериев, определяющих подобие процессов нейтрализации.

По зависимостям $j^* = f_1(\varphi_s^*) = (j^* = \frac{j h_n}{\sigma_0 v})$ и уравнению (21) в безразмерной форме находилось распределение $\sigma^*(l/h_n) = \sigma^*(l^*)$, по (23) — $\varphi_s^*(l^*)$ и т. д., до тех пор, пока результаты двух смежных итераций $\sigma^*_i(l^*)$ и $\sigma^*_{i+1}(l^*)$ не совпадали с заданной точностью. Эта величина имела порядок $0,001\sigma^*_0$, что значительно превышает возможную точность исходных данных. При использовании специальных мер, улучшающих сходимость процесса, расчет завершается за 2÷16 итераций.

Схема решения полной задачи не имеет принципиальных отличий от рассмотренной и дана в [Л. 5].

Некоторые наиболее характерные распределения приведены на рис. 2—3*. Кривые иллюстрируют работу типового нейтрализатора (ширина активной зоны 0,08 м) в различных режимах; соответствующие значения σ_0 , v и h указаны на рисунках. По сериям таких распределений были построены зависимости $\sigma_k = f(\sigma_0)$. В качестве примера на рис. 4—5 приводятся два семейства таких характеристик, соответствующих скоростям $v = 1,25$ и $12,5$ м/сек, параметром кривых служит размер h . Как это видно из рисунка, ход кривых довольно сильно зависит от скорости и от расстояния между нейтрализатором и материалом.

Зависимости рис. 4—5 обладают характерной особенностью: в ряде случаев знак σ_k оказывается противоположным знаку σ_0 , что говорит о работе нейтрализатора на части промежутка в режиме зарядного устройства. Это явление, известное под названием перезарядки, легко объясняется на основе соотношений (23) и (25). Согласно (23) потенциал материала φ_s , как величина интегральная, должен «отставать» от изменений плотности заряда, следовательно, в точке перехода кривой заряда через нуль имеем $\varphi_s \neq 0$. Зависимость (25) показывает, что плотность тока и, соответственно, знак ионов, осаждающихся на материале, определяет потенциал φ_s , причем знак осаждающихся ионов противоположен знаку снятого заряда (материал начинает перезарядаться). Заканчивается перезарядка в точке

* Рисунки поясняют нейтрализацию положительного заряда. Соответствующие зависимости для отрицательной полярности отличаются от приведенных лишь на 3—5%.

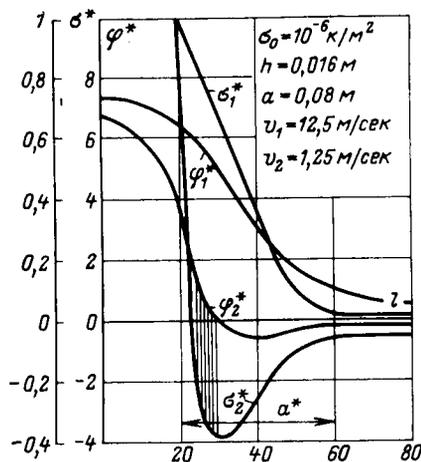


Рис. 2.

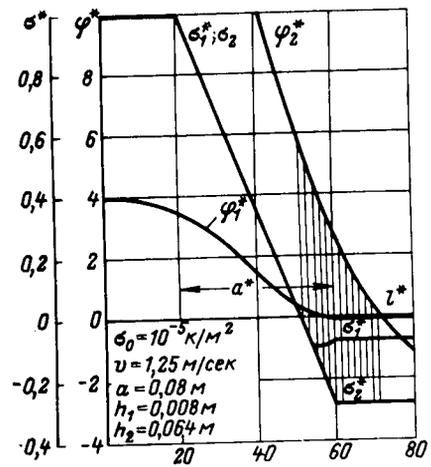


Рис. 3.

прохождения через нуль потенциала; за этой точкой знаки σ и φ_s одинаковы, т. е. опять идет процесс нейтрализации. Участки на рис. 2 и 3, в пределах которых материал перезарядается, выделены штриховкой.

Для определения поля в промежутке решают соотношения (23), (24), при этом появляется ряд трудностей, связанных с численной реализацией (24). Поэтому потенциал в промежутке определялся методом разделения переменных [Л. 6], выражение для потенциала дифференцировалось аналитически, а полученные формулы составляющих напряженности использовались в программе для ЦВМ при построении картины поля.

Расчет проводился для прямоугольной области: $0 \leq l^* \leq 2a^*$; $0 \leq y^* \leq h^*$. За начало координат была принята точка на нейтрализаторе, отстоящая на $a^*/2$ от активной зоны ($l^*_0 = a^*/2$); такое же расстояние отделяет конец активной зоны от точки $2a^*$. Длина другой стороны равна относительному расстоянию между нейтрализатором и материалом h^* . Ось y^* направлена в глубь промежутка, все величины отнесены к ширине зоны ионизации h_n .

Поле согласно допущению $\rho_e = 0$ описывается уравнением Лапласа:

$$\frac{\partial^2 \varphi^*}{\partial l^{*2}} + \frac{\partial^2 \varphi^*}{\partial y^{*2}} = 0. \quad (26)$$

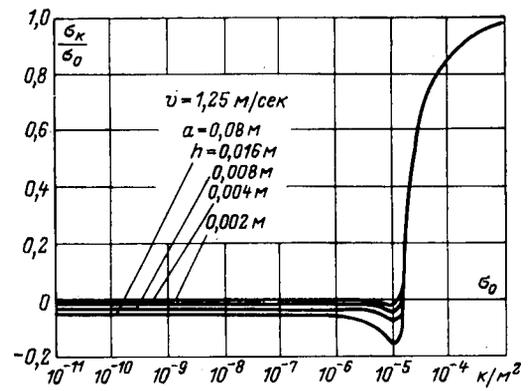


Рис. 4.

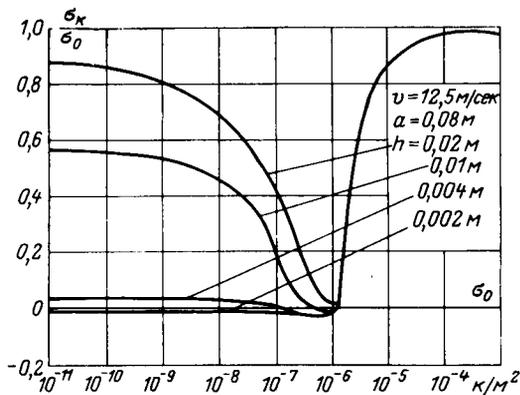


Рис. 5.

Граничные условия на нейтрализаторе и материале

$$\left. \begin{aligned} \varphi^*(l^*; 0) &= 0; \quad 0 \leq l^* \leq 2a^*; \quad y^* = 0; \\ \varphi^*(l^*; h^*) &= \varphi_s^*(l^*); \quad 0 \leq l^* \leq 2a^*; \quad y^* = h^* \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

известны из рассмотренной выше задачи о распределении; значения потенциала на двух других сторонах

$$\left. \begin{aligned} \varphi^*(0; y^*) &= \varphi_1^*(y^*); \quad l^* = 0; \quad 0 \leq y^* \leq h^*; \\ \varphi^*(2a^*; y^*) &= \varphi_2^*(y^*); \quad l^* = 2a^*; \quad 0 \leq y^* \leq h^* \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

можно определить по окончательной кривой $\sigma^*(l^*)$ с помощью (23).

Отыскание точного решения (26) при условиях (27) и (28) — довольно трудоемкая задача, требующая к тому же для нахождения условий (28) перестройки алгоритма расчета φ_s^* . Точность же полученных результатов вследствие приближенности функций $\sigma^*(l^*)$, $\varphi_s^*(l^*)$ может оказаться иллюзорной. Целесообразно поэтому решать упрощенную задачу, используя вместо (28) условие «на бесконечности», т. е. потенциал $\varphi^*(y^*)$ в поле плоского конденсатора:

$$\left. \begin{aligned} \varphi^*(0; y^*) &= \varphi_s^*(0) \frac{y^*}{h^*}; \quad l^* = 0; \quad 0 \leq y^* \leq h^*; \\ \varphi^*(2a^*; y^*) &= \varphi_s^*(2a^*) \frac{y^*}{h^*}; \\ l^* &= 2a^*; \quad 0 \leq y^* \leq h^*. \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

Замена условий (28) на (29) позволяет перейти к рассмотрению гармонической функции:

$$u = \varphi^* - \left[\varphi_s^*(0) \frac{y^*}{h^*} \left(1 - \frac{l^*}{2a^*} \right) + \varphi_s^*(2a^*) \frac{y^*}{h^*} \frac{l^*}{2a^*} \right] \quad (30)$$

с граничными значениями

$$\left. \begin{aligned} u(l^*; 0) &= u(0; y^*) = u(2a^*; y^*) = 0; \\ u(l^*; h^*) &= \varphi_s^*(l^*) - \left[\varphi_s^*(0) \left(1 - \frac{l^*}{2a^*} \right) + \varphi_s^*(2a^*) \frac{l^*}{2a^*} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

Решением для u является согласно [Л. 6] ряд:

$$u = \sum_{k=1}^{\infty} c_k \frac{\text{sh} \frac{k\pi y^*}{2a^*}}{\text{sh} \frac{k\pi h^*}{2a^*}} \frac{k\pi l^*}{2a^*};$$

$$c_k = \frac{1}{a^*} \int_0^{2a^*} u(l^*; h^*) \sin \frac{k\pi l^*}{2a^*} dl^*. \quad (32)$$

Выражение для потенциала φ^* , соответственно, имеет вид:

$$\begin{aligned} \varphi^* &= \varphi_s^*(0) \frac{y^*}{h^*} \left(1 - \frac{l^*}{2a^*} \right) + \varphi_s^*(2a^*) \frac{y^*}{h^*} \frac{l^*}{2a^*} + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} c_k \frac{\text{sh} \frac{k\pi y^*}{2a^*}}{\text{sh} \frac{k\pi h^*}{2a^*}} \sin \frac{k\pi l^*}{2a^*}. \end{aligned} \quad (33)$$

Применяя (24), находим E_x^* и E_y^* :

$$\begin{aligned} E_x^* &= -\frac{\partial \varphi^*}{\partial l^*} = \frac{y^*}{2h^* a^*} [\varphi_s^*(0) - \varphi_s^*(2a^*)] - \\ &- \sum_{k=1}^{\infty} \frac{k\pi}{2a^*} c_k \frac{\text{sh} \frac{k\pi y^*}{2a^*}}{\text{sh} \frac{k\pi h^*}{2a^*}} \cos \frac{k\pi l^*}{2a^*}; \quad (34) \\ E_y^* &= \frac{\partial \varphi^*}{\partial y^*} = -\frac{1}{h^*} \left[\varphi_s^*(0) \left(1 - \frac{l^*}{2a^*} \right) + \right. \\ &+ \left. \varphi_s^*(2a^*) \frac{l^*}{2a^*} \right] - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{k\pi}{2a^*} c_k \times \\ &\times \frac{\text{ch} \frac{k\pi y^*}{2a^*}}{\text{sh} \frac{k\pi h^*}{2a^*}} \sin \frac{k\pi l^*}{2a^*}. \end{aligned} \quad (35)$$

Соотношение (33) позволяет построить систему эквипотенциалей. При построении силовых линий (34) и (35) используются в уравнении

$$\frac{dl^*}{E_x^*} = \frac{dy^*}{E_y^*},$$

из которого численно определяются координаты точек любой силовой линии. Картина силовых линий одного из полей, полученная указанным способом, приведена в [Л. 5].

Имея картину поля, можно согласно [Л. 3] найти зависимости (25) для криволинейных трубок тока и повторить расчет с целью уточнения всех распределений.

Выводы. 1. Процесс нейтрализации имеет в общем случае сложный характер, обусловленный переходами плотности зарядов и потенциала через нуль. В принципе, возможна многократная перезарядка, однако в схемах нейтрализации без внешних источников энергии уже при двукратном переходе заряда через нуль остаточная плотность $\sigma_k \approx 0$.

2. Условием работы нейтрализатора в оптимальном режиме является совмещение точки перехода заряда через нуль с концом зоны нейтрализации. Поэтому представляется целесообразным использовать на практике нейтрализаторы с регулируемой шириной активной зоны.

3. Эффективность работы нейтрализаторов полностью определяют характеристики $\sigma_k = F(\sigma_0)$, па-

раметрами которых в любой схеме служат размер промежутка и скорость. Использование потенциалов для оценки эффективности следует признать ошибочным.

4. Предлагаемая методика исследования стационарных режимов работы нейтрализаторов требует применения ЦВМ и, соответственно, разработки алгоритмов расчета; тем не менее, этот путь (математическое моделирование) вследствие нелинейности зависимостей $j_n = f_1[\varphi(s)]$; $\rho_e = f_2[\varphi(s)]$ предпочтительней исследований на физических моделях. Область применения результатов, полученных при расчете стационарных режимов, — проектирование, размещение по технологическому циклу и эксплуатация нейтрализаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Слышалов В. К., Шихов В. Н., Ситников В. П. Расчет вольт-амперных характеристик тритиевого нейтрализатора статического электричества. — «Электричество», 1969, № 8.
2. Попков В. И. Электрическое поле при переходной униполярной короне. — Изв. АН СССР, ОТН, 1954, № 7.
3. Розенкранц А. С. Методы расчета нелинейных электрических полей в ионизированном облучением газе. — «Электричество», 1970, № 12.
4. Тамм И. Е. Основы теории электричества. М., ГИТТЛ, 1957.
5. Слышалов В. К., Хмылев Ю. И. Уравнения процесса нейтрализации зарядов статического электричества на движущемся диэлектрике. — «Изв. вузов СССР. Технология текстильной промышленности», 1971, № 4.
6. Канторович Л. В., Крылов В. И. Приближенные методы высшего анализа. М., ГИТТЛ, 1949.

[16.1.1973]



УДК 621.313.17

Пульсирующее поле и момент электродвигателей с катящимся ротором и расщепленным магнитным потоком

Канд. техн. наук ЗАЙКОВ М. А.

Харьков

Принцип создания m -фазного пульсирующего поля состоит в том, что каждый полюс якорной обмотки образуют проводники только одной фазы. Для этого обмотка (зона) любой j -ой фазы выполняется таким образом, чтобы ее многополюсная неподвижная пульсирующая волна n . с. занимала ограниченную дугу расточки статора $\beta_z \leq 120^\circ$ и не накладывалась на волны n . с. других фаз. С этой целью якорная обмотка разбивается на $N_z = mN_j$ равных частей (зон), занимающих дугу

$$\beta_z = \frac{2\pi}{N_z}, \quad (1)$$

следующих друг за другом и не пересекающихся при чередовании фаз (рис. 1). Любая зона состоит из $z_z = z/N_z$ катушек, уложенных вокруг каждого из z_z зубцов зоны и соединенных так, чтобы любые два смежных зубца образовывали разноименные полюса. Так реализуется принцип расщепления потока фазы (зоны) [Л. 1].

По катушкам зоны протекает ток только одной j -й фазы ($j=1, 2, \dots, m$). Зубцы, которыми начинается и заканчивается любая r -я зона ($r=1, 2, \dots, N_z$), называются пограничными, а все осталь-

ные — основными. Только в пазу между пограничными зубцами расположены проводники с токами двух фаз: $j-1$ и j в начале и $j, j+1$ в конце зоны. В приведенном описании z — число зубцов статора; N_j — число зон, приходящееся на j -ю фазу.

Определим закон распределения n . с. любой r -й зоны j -й фазы, причем покажем, что n . с. и поток данной зоны локализованы в своей области $\beta_z = \beta_{2r} - \beta_{1r}$ и практически не взаимодействуют с n . с. и потоками других зон. Здесь β_{1r}, β_{2r} — координаты соответственно начала и конца r -й зоны. Развертка статора двигателя с катящимся ротором с пульсирующим потоком (ДКР ПП) в пределах одной зоны изображена на рис. 2, а. В данном случае зона содержит $z_z = 6$ зубцов и столько же катушек (для простоты одновитковых). Катушки соединены последовательно так, чтобы направление тока в них соответствовало принципу расщепления потока. Здесь зубцы 2, 3, 4 и 5 — основные, а 1 и 6 — пограничные. В пазу между зубцами z и 1 расположены, кроме того, проводники с током $j-1$, а в пазу между зубцами 6 и 7 — с током $j+1$ (на рис. 2, а не показаны).

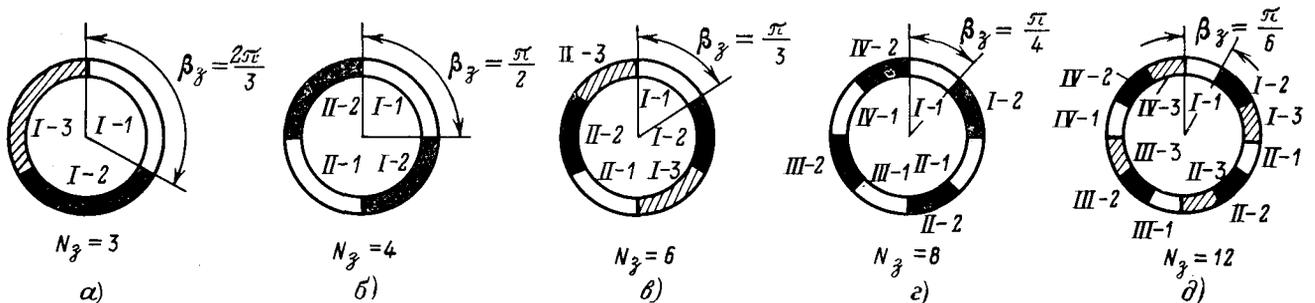


Рис. 1.

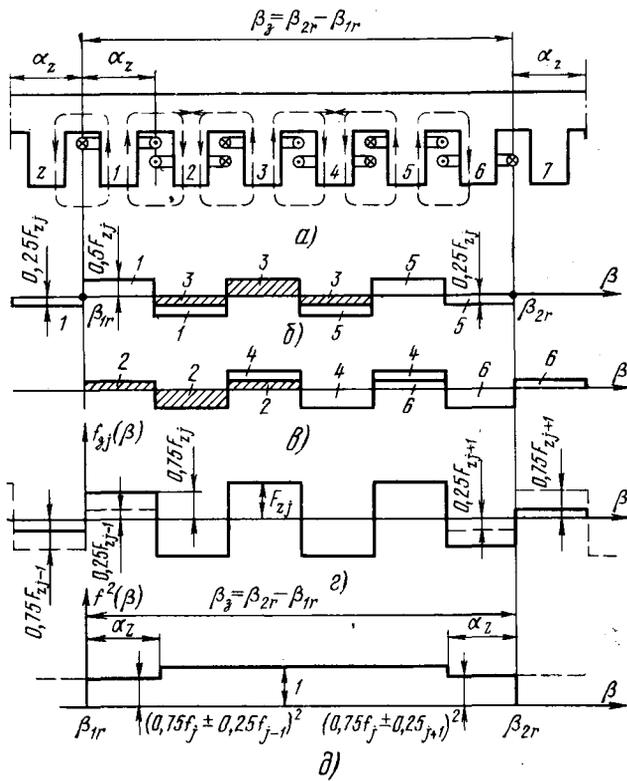


Рис. 2.

Ввиду непрерывного и равномерного чередования зубцов — полюсов зоны анализ ее н. с. необходимо проводить с учетом минимум двух одноименнополюсных катушек. Выделение н. с. только одного зубца — полюса и распределение ее в интервале $0 \leq \beta \leq 2\pi$ здесь недопустимо. Пусть возбуждены только одноименнополюсные катушки 1, 3 и 5, имеющие одинаковые н. с. F_{zj} . Возбуждаемые ими потоки имеют одинаковое направление в зубцах и встречное в спинке статора, как изображено пунктиром на рис. 2,а. В результате поток катушки 3 может замкнуться лишь через зубцы 2 и 4, поэтому при $\mu_{ст} \rightarrow \infty$ и бесконечно узком пазе распределение н. с. катушки 3 примет вид, изображенный заштрихованным графиком на рис. 2,б. Практически такое же распределение имеет н. с. пограничной катушки 1, поток которой замыкается через зубцы 2 и 7, принадлежащие другой зоне. Подключение катушек 2, 4 и 6 с противоположной полярностью, очевидно, не изменит картины распределения потоков. Графики н. с. этих катушек представлены на рис. 2,в. Суммируя н. с. всех катушек, получим результирующий график н. с. зоны (рис. 2,г), из которого видно, что часть н. с. пограничных катушек 1 и 6 распределена в интервалах

$$\alpha_z = \frac{2\pi}{z}, \tag{2}$$

принадлежащих зонам фазы $j-1$ (слева) и $j+1$ (справа).

Аналогично часть н. с. пограничных катушек 2 и 7 соответственно фаз $j-1$ и $j+1$ будет распределена в интервалах α_z , принадлежащих рассматриваемой зоне, что и показано пунктиром на рис. 2,г.

Таким образом, взаимодействие фаз у ДКР ПП происходит лишь в области пограничных зубцов, и н. с. зоны оказывается локализованной практически в интервале β_3 . Последнее равносильно тому, как если бы статор ДКР ПП был образован из N_3 многополюсных однофазных электромагнитов, независимо питающихся токами разных фаз.

Приведенная теоретическая картина распределения н. с. зоны хорошо подтверждается экспериментом. На рис. 3 представлен экспериментальный график распределения индукции при возбуждении катушек только одной зоны, имеющей $z_3=5$. Здесь по оси z отложены номера зубцов статора. Значение индукции определялось по э. д. с. измерительных катушек, а направление вектора индукции — с помощью датчика Холла.

Представим пульсирующую н. с. r -й зоны j -й фазы в виде

$$F_{rj}(\beta, t) = F_z f_{zi}(\beta) f_{rj}(t),$$

где F_z — амплитуда н. с. катушки; $f_z(\beta)$ — закон распределения н. с. с единичной амплитудой вдоль расточки статора; $f_{rj}(t)$ — единичная функция, описывающая изменение н. с. j -й фазы в области r -й зоны во времени. Закон $f_z(\beta)$ характеризуется графиком на рис. 2,г, с учетом которого поле любой r -й зоны j -й фазы в интервале $\beta_{1r} \leq \beta \leq \beta_{2r}$ будет описываться следующей функцией:

$$F_{rj}(\beta, t) = F_z \text{sign } f(\beta) \begin{cases} f_{n1}(t), & \beta_{1r} \leq \beta \leq \beta_{1r} + \alpha_z; \\ f_{rj}(t), & \beta_{1r} + \alpha_z \leq \beta \leq \beta_{2r} - \alpha_z; \\ f_{n2}(t), & \beta_{2r} - \alpha_z \leq \beta \leq \beta_{2r}; \\ 0 & \text{вне указанных областей,} \end{cases} \tag{3}$$

где

$$\left. \begin{aligned} f_{n1}(t) &= 0,75f_{rj}(t) \pm 0,25f_{r(j-1)}(t); \\ f_{n2}(t) &= 0,75f_{rj}(t) \pm 0,25f_{r(j+1)}(t). \end{aligned} \right\} \tag{3a}$$

Здесь знак минус соответствует согласованному, а знак плюс — несогласованному включению пограничных катушек и определяется их взаимной поляр-

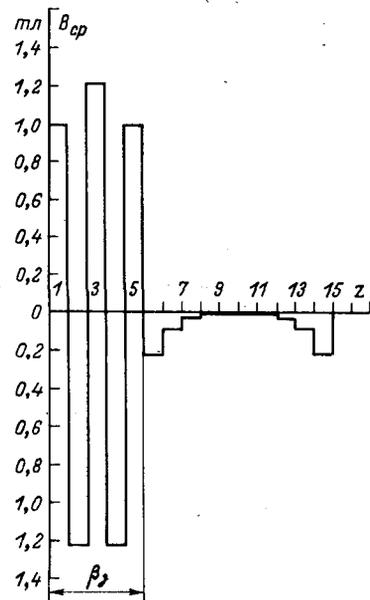


Рис. 3.

ностью. Например, картине пограничных н. с. на рис. 2,г соответствует положительный знак.

Свойства результирующей н. с. всей якорной обмотки ДКР ПП рассмотрим на примере РДКР-3ф (рис. 1,а), развертка статора которого ($z=15, z_3=5$) представлена на рис. 4,а. На рис. 4,б, в и г построены графики н. с. по зонам β_{13}, β_{23} и β_{33} в соответствии с законом (3) для моментов времени, соответствующих

$$\omega t_1 = 2\pi n + \frac{\pi}{6}; \quad \omega t_2 = 2\pi n + \frac{\pi}{2};$$

$$\omega t_3 = 2\pi n + \frac{5\pi}{6},$$

причем на рис. 4,б цифрами указаны величины единичной н. с., а сами графики справедливы только для равномерного воздушного зазора.

Указанные графики хорошо иллюстрируют специфику ДКР ПП: его результирующее поле всегда имеет вид неуравновешенной¹ многополюсной волны, число полюсов которой определяется только числом зубцов статора z . В отличие от машин с вращающимся полем все полюса результирующей волны н. с. ДКР ПП пульсируют во времени, будучи неподвижными в пространстве, а вдоль расточки статора перемещается лишь «центр тяжести» этой волны, под которым понимается координата центра тяжести площади, заключенной под огибающей волны. Очевидно, «центр тяжести» находится в области максимумов н. с., занимающих дугу $\beta \approx \beta_z$, причем максимум любого полюса не превосходит амплитуды н. с. одной катушки.

Из рис. 4 хорошо видно, что у РДКР-3ф перемещение «центра тяжести» происходит в направлении, обратном чередованию фаз. Это направление движения характерно для всех трехфазных ДКР ПП. У двухфазных двигателей направление движения «центра тяжести» совпадает с чередованием фаз. Важно отметить, что скорость движения не зависит от числа полюсов, а определяется только способом возбуждения поля и может быть равной $2\omega/n_Q$ при возбуждении только переменными токами или ω/n_Q при возбуждении как переменными, так и постоянными токами. Здесь ω — частота сети, n_Q — число точек касания ротора со статором.

При отсутствии насыщения пондеромоторные силы пропорциональны квадрату н. с., и поэтому в случае равномерного зазора поля сил ДКР ПП будут иметь вид графиков, изображенных на рис. 4 пунктиром. Хорошо видно, что поле сил также неуравновешено, а мгновенная равнодействующая сил $\bar{Q}(t_i)$ всегда совпадает с «центром тяжести» волны н. с. Таким образом, в ДКР ПП даже при концентричном расположении ротора возникает сила одностороннего притяжения $\bar{Q}(t)$. В известных ДКР с вращающимся полем такой эффект наблюдается только в двигателе с двумя вращающимися полями [Л. 2].

Электромагнитный момент ДКР ПП относительно центра статора можно определить как реактив-

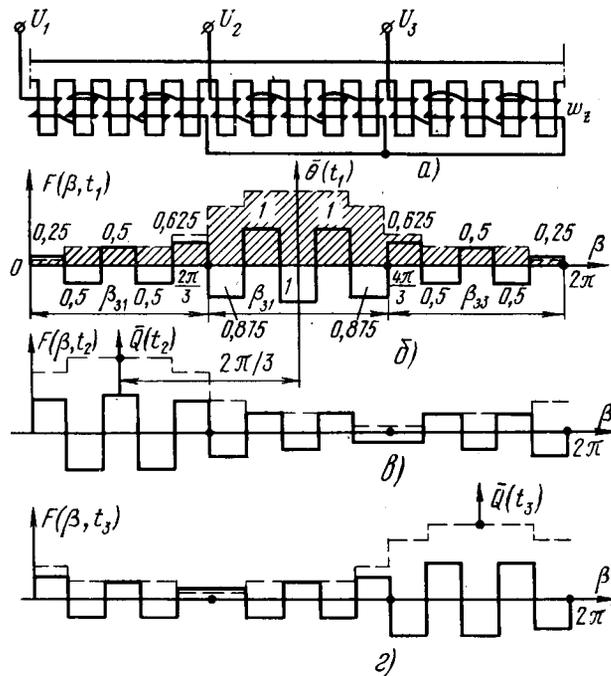


Рис. 4.

ный момент явнополюсной машины, ротор которой вращается со скоростью Ω_R относительно оси статора

$$M_s = \frac{\partial W_m}{\partial \alpha_k}, \quad (4)$$

где $\alpha_k = \Omega_R t$ — угловая координата точки касания.

Изменение магнитной энергии W_m обусловлено изменением неравномерного воздушного зазора:

$$\delta = \delta_0 [1 - \varepsilon \cos n_Q (\beta - \alpha_k)] = \delta_0 \Delta(\alpha_k, \beta), \quad (5)$$

где δ_0 — средний воздушный зазор; ε — относительная модуляция зазора, обусловленная либо эксцентриситетом e при $n_Q = 1$, либо деформацией волнового ротора при $n_Q > 1$.

Пренебрегая выпучиванием поля в лобовых частях статора, нетрудно показать, что при $\mu_{ст} \rightarrow \infty$ и $\delta \ll R_p$ энергия

$$W_m = \frac{\delta_0 l_c R_p}{2\mu_0} \int_0^{2\pi} B_\delta^2(\alpha_k, \beta, t) \Delta(\alpha_k, \beta) d\beta, \quad (6)$$

где l_c — длина пакета статора.

Индукция в зазоре $B_\delta(\alpha_k, \beta, t)$ с учетом зубчатости статора может быть выражена через н. с. по формуле Вольдека [Л. 3], представленной с учетом (3) в виде:

$$B_\delta(\alpha_k, \beta, t) = \frac{\mu_0 l_c R_p}{k_\delta \delta} F(\beta, t) = \frac{B_\delta \lambda_z(\beta) f(\beta) f(t)}{\Delta(\alpha_k, \beta)}, \quad (7)$$

где

$$B_\delta = \frac{\mu_0 F_z}{k_\delta \delta_0}, \quad (7a)$$

$$\lambda_z(\beta) = 1 + k_\delta \sum_{l=1}^{\infty} \lambda_l \sin zl\beta. \quad (7b)$$

Здесь функция $\lambda_z(\beta)$ учитывает зубчатость статора при гладком роторе. Таким образом, на осно-

¹ Максимум в точке β не уравнивается таким же максимумом в точке $\beta + \pi$.

вании (4), (6) и (7) получаем:

$$M_a = \delta_0 Q_m \int_0^{2\pi} \frac{\partial \Delta^{-1}}{\partial \alpha_k} [\lambda_z(\beta) f(\beta) f(t)]^2 d\beta, \quad (8)$$

где

$$Q_m = \frac{l_c R_p B_\delta^2}{2\mu_0}, \quad (8a)$$

а функция $\frac{\partial \Delta^{-1}}{\partial \alpha_k}$ в обычно реализуемом диапазоне

$$0,5 \leq \varepsilon \leq 0,9$$

хорошо аппроксимируется рядом

$$\frac{\partial \Delta^{-1}}{\partial \alpha_k} = n_Q \sum_{\xi=1}^3 \xi A_\xi \sin \xi n_Q (\beta - \alpha_k), \quad (9)$$

коэффициенты которого равны

$$A_1 = \varepsilon (1 + 0,75\varepsilon^2 + 0,63\varepsilon^4);$$

$$A_2 = 0,5\varepsilon^2 (1 + \varepsilon^2);$$

$$A_3 = 0,25\varepsilon^3 (1 + 1,25\varepsilon^2).$$

Так как функция $f(\beta)f(t)$ в соответствии с (3) является кусочно-непрерывной, определенной различным образом в разных областях β , то интегрирование (8) следует заменить на интегрирование по зонам

$$M_a = \delta_0 Q_m \sum_{r=1}^{N_3} \int_{\beta_{1r}}^{\beta_{2r}} \frac{\partial \Delta^{-1}}{\partial \alpha_k} [\lambda_z(\beta) f_z(\beta) f_{rj}(t)]^2 d\beta. \quad (10)$$

Используя в (10) закон (3) с учетом ряда (9), окончательно получаем общее выражение электромагнитного момента для любой разновидности ДКР ПП:

$$M_a = \delta_0 Q_m \sum_{\xi=1}^3 (M_\xi + M_{z\xi}), \quad (11)$$

т. е. момент представлен в виде двух составляющих. Первая

$$M_\xi = \lambda_0 A_\xi \sum_{r=1}^{N_3} \left\{ \gamma_0 f_{rj}^2 \sin \xi n_Q x + \right. \\ \left. + \gamma_{II} \left[(f_{n1}^2 + f_{n2}^2) \cos \xi n_Q \frac{\beta_3 - \alpha_z}{2} \sin \xi n_Q x + \right. \right. \\ \left. \left. + (f_{n2}^2 - f_{n1}^2) \sin \xi n_Q \frac{\beta_3 - \alpha_z}{2} \cos \xi n_Q x \right] \right\} \quad (12)$$

обусловлена только изменением воздушного зазора, а вторая

$$M_{z\xi} = 2k_\xi A_\xi \sum_{r=1}^{N_3} f_{r\xi}^2(t) f_\xi(\lambda) \quad (13)$$

обусловлена зубцовыми гармониками, причем для простоты она представлена для случая $z \rightarrow \infty$, когда $\gamma_{II} = 0$. В формулах (12) и (13)

$$x = \frac{\beta_3}{2} + \beta_{1r} - \alpha_k, \quad (14)$$

„удельный вес“ момента, обусловленного только н. с. основных зубцов

$$\gamma_0 = \sin \xi n_Q \left(\frac{\beta_3}{2} - \alpha_z \right), \quad (15a)$$

удельный вес момента, обусловленного только н. с. пограничных зубцов

$$\gamma_{II} = \sin \xi n_Q \frac{\alpha_z}{2}, \quad (15b)$$

а функция

$$f_\xi(\lambda) = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\lambda_l \left[\sin z l \beta \cos \xi n_Q (\beta - \alpha_k) + \right. \\ \left. + \frac{\xi n_Q}{z l} \cos z l \beta \sin \xi n_Q (\beta - \alpha_k) \right] \beta_{2r}}{z l \left(1 + \frac{\xi^2 n_Q^2}{z^2 l^2} \right) \beta_{1r}}. \quad (16)$$

Из (16) видно, что по мере увеличения номера зубцовой гармоники l и числа зубцов z знаменатель растет. При этом коэффициенты $\lambda_l < 1$ резко уменьшаются, что позволяет при определении составляющей $M_{z\xi}$ ограничиваться только двумя первыми зубцовыми гармониками. При $z \geq 24$ составляющие $M_{z\xi}$ пренебрежимо малы, и их вообще можно не учитывать.

Основное влияние на работу ДКР ПП оказывают компоненты M_ξ , причем главную роль играет первая компонента $M_{\xi=1}$, постоянная составляющая которой определяет рабочий момент двигателя. Все остальные компоненты гармонически изменяются во времени, что говорит о наличии у ДКР ПП целого спектра паразитных знакопеременных моментов. Среднее значение их за оборот точки касания равно нулю, но они существенно влияют на уровень вибраций в двигателе.

Из (15а и б) и (2) видно, что «удельные веса» γ_0 , γ_{II} заметно зависят от числа зубцов статора z . Приближенную оценку влияния этого фактора произведем следующим образом: рассмотрим компоненты (12) при $z \rightarrow \infty$, когда на основании (2) параметр $\alpha_z = 0$, и при $z = z_{кр}$, когда $\alpha_z = 0,5\beta_3$, т. е. $\gamma_0 = 0$, причем с учетом (1) и (2) в этом случае имеем связь

$$z_{кр} = 2N_3. \quad (17)$$

Для указанных значений z получаем:

$$M_\xi(z \rightarrow \infty) = \lambda_0 A_\xi \sin \xi n_Q \frac{\beta_3}{2} f_{rj}^2(t) \sin \xi n_Q x$$

и

$$M_\xi(z = z_{кр}) = \lambda_0 A_\xi \sin \xi n_Q \frac{\beta_3}{4} \left[(f_{n1}^2 + \right. \\ \left. + f_{n2}^2) \cos \xi n_Q \frac{\beta_3}{4} (\sin \xi n_Q x + \right. \\ \left. + (f_{n2}^2 - f_{n1}^2) \sin \xi n_Q \frac{\beta_3}{4} \cos \xi n_Q x \right].$$

Так как $\beta_3 \leq \frac{2\pi}{3}$ и

$$|f_{n2}^2(t) - f_{n1}^2(t)| < |f_{n1}^2(t) + f_{n2}^2(t)| < |f_{rj}^2(t)|,$$

то приближенно можно записать

$$M_\xi(z = z_{кр}) = 0,5 M_\xi(z \rightarrow \infty).$$

Следовательно, с точки зрения увеличения момента ДКР ПП желательно применять максимально-

возможные числа z . Однако по ряду причин чрезмерное увеличение числа z является нецелесообразным. Во-первых, одновременно с полезной гармоникой $M_{\xi=1}$ будут возрастать и вредные гармоники $M_{\xi \geq 2}$, т. е. повысится уровень вибраций. Во-вторых, при условии сохранения $B_{\delta} = \text{const}$ ($F_z = \text{const}$) и $U_{\delta} = \text{const}$ по мере роста z увеличивается расход меди. В-третьих, при неизменных габаритах статора увеличение z приводит к уменьшению сечения паза, т. е. к возрастанию плотности тока и, следовательно, к ухудшению теплового режима машины.

Второй и третий недостатки могут быть в значительной мере уменьшены как за счет понижения напряжения U_{δ} , так и за счет увеличения частоты ω питания. Поэтому ДКР ПП наиболее эффективны в высокочастотном варианте. Наконец, чрезмерное увеличение числа z сопряжено с уменьшением механической прочности статора, по которому обкатывается ротор. Таким образом, оказываются нежелательными как $z = z_{кр}$, так и $z \rightarrow \infty$. Верхний предел должен устанавливаться в зависимости от конкретных условий — заданных номиналов напряжения или частоты и требований к тепловому режиму. Нижний предел рационально ограничить условием уменьшения влияния пограничных зуб-

цов. Для этого следует потребовать, чтобы

$$\gamma_u = \frac{\gamma_0}{a}, \quad a > 1.$$

Тогда, используя (15, а и б) и имея в виду, что при $z > 6$ параметр $\alpha_z < 30^\circ$, для основной гармоники момента можно принять

$$\sin \frac{n_Q \alpha_z}{2} \approx \text{arc sin} \frac{n_Q \alpha_z}{2} \approx \frac{n_Q \alpha_z}{2}$$

и получить требуемую связь

$$\beta_3 = (2+a)\alpha_z$$

или с учетом (1) и (2)

$$z = (2+a)N_3 > 3N_3. \quad (18)$$

Практика показывает, что за минимальное число зубцов статора ДКР ПП следует принимать

$$z_{\min} = 4N_3 \quad (\text{при } n_Q = 1) \quad (18a)$$

$$z_{\min} = 3N_3 \quad (\text{при } n_Q \geq 2). \quad (18б)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Наний В. П. Электрический двигатель с катящимся ротором. А. С. № 157004. Оpubл. в бюлл. — «Бюллетень изобретений и товарных знаков». 1963, № 17.

2. Баум В. Г. Асинхронный электродвигатель с катящимся ротором. А. С. № 203051. Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки». 1967, № 20.

3. Вольдек А. И. Магнитное поле в воздушном зазоре асинхронных машин. — Труды ЛПИ имени М. И. Калинина 1953, № 3.

[11.9.1973]



УДК 621.313.3:621.3.013.001.24

Электромагнитное поле в зазоре электрической машины переменного тока торцевого исполнения

ИНКИН А. И., ЛИТВИНОВ Б. В.

Новосибирский электротехнический институт

Основными методами анализа процессов электромеханического преобразования энергии в асинхронных машинах торцевого исполнения являются классический метод эквивалентных схем замещения с сосредоточенными интегральными параметрами, определяемыми по среднему диаметру торцевой активной части машины, а также метод, основанный на расчете электромагнитных полей в активных объемах торцевой машины с использованием развертки ротора и статора на среднем диаметре в плоские тела бесконечной длины. При этом реальное трехмерное электромагнитное поле сводится к двумерному, и расчет его осуществляется в декартовых координатах. Кроме того, имеет место анализ электромагнитных полей в воздушных зазорах торцевых машин с использованием цилиндрических координат. Однако в одних случаях полученные решения не удовлетворяют полной системе уравнений электродинамики и поэтому являются теоретически необоснованными, в других точные аналитические решения, полученные в виде плохо сходящихся рядов по функциям Бесселя первого и второго рода, малопригодны для инженерных расчетов даже при наличии вычислительной техники. Использование же общеизвестных методик анализа машин цилиндрического испол-

нения в применении к среднему диаметру активной части торцевой машины требует, во-первых, теоретического обоснования, а во-вторых, уточнения интегральных параметров схем замещения с учетом принципиального различия электромагнитных полей в торцевой и цилиндрической машинах.

Статья посвящена решению задачи о распределении трехмерного электромагнитного поля в плоском немагнитном зазоре (рис. 1) торцевого асинхронного электродвигателя. Исследование поля проводится при следующих общепринятых допущениях:

1. Торцевые поверхности расточки статора и ротора предполагаются гладкими, а реальная зубчатость граничных поверхностей при этом учитывается эквивалентным увеличением рабочего зазора.

2. Магнитная проницаемость магнитопроводов ротора и статора бесконечно велика, а электрическая проводимость равна нулю.

3. Реальный активный объем статора заменен эквивалентным токовым настилом A_c на поверхности $z=0$:

$$A_c = \frac{1}{r} A_{cm} \sin(\omega t - p\alpha) \rightarrow \frac{1}{r} \dot{A}_{cm} e^{-j p \alpha},$$

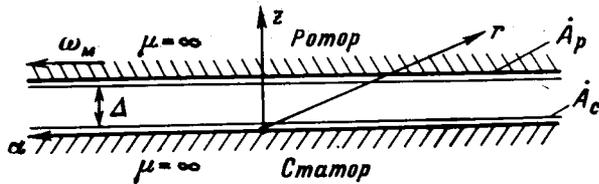


Рис. 1. Расчетная модель торцевого электродвигателя.

где A_{cm} — амплитуда волны первой пространственной гармонической угловой нагрузки статора; p — число пар полюсов двигателя;

соответствующим первой гармонической н. с., обусловленной реальными сосредоточенными проводниками, расположенными в пазах торцевой машины.

4. Реальный активный объем ротора заменен эквивалентным токовым слоем A_p на поверхности $z = \Delta$:

$$A_p = \frac{1}{r} A_{pm} \sin[\omega_p t - p(\alpha + \theta)],$$

вращающимся относительно неподвижного настила статора с угловой скоростью ω_m или в системе координат статора:

$$A_p = \frac{1}{r} A_{pm} \sin[\omega t - p(\alpha + \theta)] \rightarrow \frac{1}{r} \dot{A}_{pm} e^{-jp\alpha}.$$

Электромагнитное поле в зазоре модели описывается уравнениями классической электродинамики:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= 0; & \operatorname{rot} \vec{E} &= -j\omega\mu_0 \vec{H}; \\ \operatorname{div} \vec{H} &= 0; & \operatorname{div} \vec{E} &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

которые после раскрытия операторов rot и div в цилиндрической системе координат и замены $\partial/\partial\alpha$ на $-jp$ представляются в виде следующей системы уравнений:

$$-\frac{jp}{r} \dot{H}_z - \frac{\partial \dot{H}_\alpha}{\partial z} = 0; \quad (2)$$

$$\frac{\partial \dot{H}_r}{\partial z} - \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial r} = 0; \quad (3)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \dot{H}_\alpha) + \frac{jp}{r} \dot{H}_r = 0; \quad (4)$$

$$\frac{jp}{r} \dot{E}_z + \frac{\partial \dot{E}_\alpha}{\partial z} = j\omega\mu_0 \dot{H}_r; \quad (5)$$

$$\frac{\partial \dot{E}_r}{\partial z} - \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial r} = -j\omega\mu_0 \dot{H}_\alpha; \quad (6)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \dot{E}_\alpha) + \frac{jp}{r} \dot{E}_r = -j\omega\mu_0 \dot{H}_z; \quad (7)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \dot{H}_r) - \frac{jp}{r} \dot{H}_\alpha + \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial z} = 0; \quad (8)$$

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \dot{E}_r) - \frac{jp}{r} \dot{E}_\alpha + \frac{\partial \dot{E}_z}{\partial z} = 0, \quad (9)$$

решения которых отыскиваются при следующих граничных условиях:

$$\left. \begin{aligned} z=0 & \quad \dot{H}_\alpha(r, \alpha) = -\dot{A}_c(r, \alpha) \\ z=\Delta & \quad \dot{H}_\alpha(r, \alpha) = \dot{A}_p(r, \alpha). \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Общее решение системы уравнений (2)–(9) может быть получено наложением двух независи-

мых частных решений [Л. 1], одно из которых соответствует предположению $\dot{H}_z=0$, и второе — предположению $\dot{E}_z=0$. Однако, если удастся одним из частных решений (например, при $\dot{E}_z=0$) удовлетворить граничным условиям (10), то оно будет единственным и полным.

Это решение (при условии $\dot{E}_z=0$) отыскивается аналогично методу Бромвича [Л. 1] путем введения некоторой произвольной комплексной функции \dot{U} .

С помощью этой функции из равенства

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \dot{E}_r) = \frac{jp}{r} \dot{E}_\alpha, \quad (11)$$

вытекающего из (9) при $\dot{E}_z=0$, составляющие напряженности электрического поля представляются в виде:

$$\dot{E}_r = -\frac{jp}{r} \dot{U}; \quad (12)$$

$$\dot{E}_\alpha = -\frac{\partial \dot{U}}{\partial r}. \quad (13)$$

Аналогично из (5)–(7) с учетом (12) и (13) составляющие вектора напряженности магнитного поля определяются соотношениями:

$$\dot{H}_r = \frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{\partial \dot{E}_\alpha}{\partial z} = -\frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{\partial^2 \dot{U}}{\partial r \partial z}; \quad (14)$$

$$\dot{H}_\alpha = -\frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{\partial \dot{E}_r}{\partial z} = \frac{1}{\omega\mu_0} \frac{p}{r} \frac{\partial \dot{U}}{\partial z}; \quad (15)$$

$$\dot{H}_z = \frac{1}{j\omega\mu_0} \left[\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \dot{U}}{\partial r} \right) - \frac{p^2}{r^2} \dot{U} \right]. \quad (16)$$

После подстановки (15) и (16) в (2) либо (14) и (16) в (3) можно получить для функции \dot{U} следующее дифференциальное уравнение:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \dot{U}}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \dot{U}}{\partial z^2} - \dot{U} \frac{p^2}{r^2} = 0, \quad (17)$$

общее решение которого после интегрирования (17) методом разделения переменных представляется в виде:

$$\dot{U} = \sum_i (C_{1i} e^{\beta_i z} + C_{2i} e^{-\beta_i z}) [C_{3i} J_p(\beta_i r) + C_{4i} N_p(\beta_i r)]. \quad (18)$$

Здесь $J_p(\beta_i r)$, $N_p(\beta_i r)$ — функции Бесселя 1 и 2-го рода порядка p .

Постоянные интегрирования C_i определяются из граничных условий (10) с учетом (15):

$$\left. \begin{aligned} \frac{p}{\omega\mu_0} \sum_i \beta_i (C_{1i} - C_{2i}) [C_{3i} J_p(\beta_i r) + C_{4i} N_p(\beta_i r)] &= -\dot{A}_{cm}; \\ \frac{p}{\omega\mu_0} \sum_i \beta_i (C_{1i} e^{\beta_i \Delta} - C_{2i} e^{-\beta_i \Delta}) [C_{3i} J_p(\beta_i r) \times \\ &\times (\beta_i r) + C_{4i} N_p(\beta_i r)] &= \dot{A}_{pm}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Так как \dot{A}_{cm} и \dot{A}_{pm} конечные величины, а $N_p(\beta_i r)$ при уменьшении r до нуля бесконечно возрастает, то

$$C_{4i} = 0,$$

следовательно, уравнения (19) после объединения постоянных примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{p}{\omega\mu_0} \sum_i \beta_i (C'_i - C''_i) J_p(\beta_i r) &= -A_{cm}, \\ \frac{p}{\omega\mu_0} \sum_i \beta_i (C'_i e^{\beta_i \Delta} - C''_i e^{-\beta_i \Delta}) J_p(\beta_i r) &= A_{pm}. \end{aligned} \right\} (20)$$

Если A_{cm} и A_{pm} разложить в ряд Фурье-Бесселя [Л. 2] в интервале $0 \leq r \leq R$, то соотношения (20) преобразуются в уравнения:

$$\left. \begin{aligned} \frac{p}{\omega\mu_0} \sum_i \beta_i (C'_i - C''_i) J_p(\beta_i r) &= \\ &= -A_{cm} \sum_{i=1}^{\infty} a_i J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right); \\ \frac{p}{\omega\mu_0} \sum_i \beta_i (C'_i e^{\beta_i \Delta} - C''_i e^{-\beta_i \Delta}) J_p(\beta_i r) &= \\ &= A_{pm} \sum_{i=1}^{\infty} a_i J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right), \end{aligned} \right\} (21)$$

где

$$a_i = \frac{2 \int_0^R r J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right) dr}{R^2 J_{p+1}^2(\lambda_i)},$$

λ_i — корни уравнения $J_p(x) = 0$.

Из равенств (21) следует:

$$\beta_i = \frac{\lambda_i}{R};$$

$$\frac{p}{\omega\mu_0} \frac{\lambda_i}{R} (C'_i - C''_i) = -A_{cm} a_i;$$

$$\frac{p}{\omega\mu_0} \frac{\lambda_i}{R} \left(C'_i e^{\frac{\lambda_i}{R} \Delta} - C''_i e^{-\frac{\lambda_i}{R} \Delta} \right) = A_{pm} a_i$$

или

$$C'_i = \frac{a_i \omega\mu_0}{p \frac{\lambda_i}{R} 2 \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left(A_{cm} e^{-\frac{\lambda_i}{R} \Delta} + A_{pm} \right); \quad (22)$$

$$C''_i = \frac{a_i \omega\mu_0}{p \frac{\lambda_i}{R} 2 \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left(A_{cm} e^{\frac{\lambda_i}{R} \Delta} + A_{pm} \right), \quad (23)$$

тогда с учетом (22) и (23)

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \frac{\omega\mu_0}{p} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\frac{\lambda_i}{R} \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left[A_{cm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) + \right. \\ &\quad \left. + A_{pm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} z \right] J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right). \end{aligned} \quad (24)$$

Соответственно решения для компонент векторов \dot{H} и \dot{E} из (12) — (16) с учетом (24) принимают вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_\alpha &= \frac{1}{r} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left[A_{cm} \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) + \right. \\ &\quad \left. + A_{pm} \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} z \right] J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right); \\ \dot{H}_r &= -\frac{1}{j p} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i \frac{\lambda_i}{R}}{\operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left[A_{cm} \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) + \right. \\ &\quad \left. + A_{pm} \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} z \right] J'_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right); \\ \dot{H}_z &= -\frac{1}{j p} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i \frac{\lambda_i}{R}}{\operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left[A_{cm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) + \right. \\ &\quad \left. + A_{pm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} z \right] J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right); \\ \dot{E}_r &= -\frac{j \omega\mu_0}{r} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\frac{\lambda_i}{R} \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left[A_{cm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) + \right. \\ &\quad \left. + A_{pm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} z \right] J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right); \\ \dot{E}_\alpha &= -\frac{\omega\mu_0}{p} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} \Delta} \left[A_{cm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) + \right. \\ &\quad \left. + A_{pm} \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} z \right] J'_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right). \end{aligned} \right\} (25)$$

С учетом равенств

$$\sum_{i=1}^{\infty} a_i J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right) = 1;$$

$$\sum_{i=1}^{\infty} a_i \frac{\lambda_i}{R} J'_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right) = \left[\sum_{i=1}^{\infty} a_i J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right) \right]' = 0,$$

а также соотношения

$$\sum_{i=1}^{\infty} a_i \left(\frac{\lambda_i}{R}\right)^2 J_p\left(\frac{\lambda_i}{R} r\right) = \frac{P^2}{r^2},$$

которое нетрудно получить подстановкой ряда (26) в уравнение Бесселя, и допущений:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) &\approx \frac{! \lambda_i}{R} (z - \Delta); \quad \operatorname{sh} \frac{\lambda_i}{R} z \approx \frac{\lambda_i}{R} z; \\ \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} (z - \Delta) &\approx 1 + \frac{\lambda_i^2}{R^2} \frac{(z - \Delta)^2}{2}; \quad \operatorname{ch} \frac{\lambda_i}{R} z \approx 1 + \frac{\lambda_i^2}{R^2} \frac{z^2}{2}, \end{aligned} \right\} (27)$$

справедливых для большинства реальных машин, составляющие вектора магнитной напряженности в зазоре определяются из (25) выражениями:

$$\dot{H}_\alpha = \frac{1}{r} \left(A_{cm} \frac{z - \Delta}{\Delta} + A_{pm} \frac{z}{\Delta} \right);$$

$$\dot{H}_r = 0;$$

$$\begin{aligned} \dot{H}_z &= -\frac{1}{j p \Delta} \left\{ A_{cm} \left[1 + \frac{P^2}{r^2} \frac{(z - \Delta)^2}{2} \right] + \right. \\ &\quad \left. + A_{pm} \left(1 + \frac{P^2}{r^2} \frac{z^2}{2} \right) \right\}. \end{aligned}$$

Составляющие вектора электрической напряженности могут быть получены из (25) с учетом равенства (26) и допущений (27):

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_r &= -\frac{j\omega\mu_0}{r\Delta} \left[\dot{A}_{cm} \frac{(z-\Delta)^2}{2} + \dot{A}_{pm} \frac{z^2}{2} + \right. \\ &+ (\dot{A}_{cm} + \dot{A}_{pm}) \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\left(\frac{\lambda_i}{R}\right)^2} J_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right) \left. \right], \\ \dot{E}_\alpha &= -\frac{\omega\mu_0}{p\Delta} [\dot{A}_{cm} + \dot{A}_{pm}] \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\lambda_i} J'_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right). \end{aligned} \right\} (28)$$

Если в уравнение Бесселя подставить ряд (26) и умножить полученное выражение на $\frac{r^2}{p^2} \frac{R^2}{\lambda_i^2}$, легко убедиться, что

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{a_i}{\left(\frac{\lambda_i}{R}\right)^2} J_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right) &= \frac{r^2}{p^2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{r^2}{p^2} a_i J''_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right) + \\ &+ \sum_{i=1}^{\infty} \frac{r}{p^2} a_i \frac{1}{\lambda_i} J'_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right). \end{aligned} \quad (29)$$

С учетом (29) выражение (28) примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{E}_r &= -\frac{j\omega\mu_0}{r\Delta} \left\{ \dot{A}_{cm} \frac{(z-\Delta)^2}{2} + \dot{A}_{pm} \frac{z^2}{2} + \right. \\ &+ (\dot{A}_{cm} + \dot{A}_{pm}) \left[\frac{r^2}{p^2} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{r^2}{p^2} a_i J''_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right) + \right. \\ &\left. \left. + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{r}{p^2} \frac{a_i}{\lambda_i} J'_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Разделив радиальную компоненту электрической напряженности на две составляющие:

$$\dot{E}_r = \dot{E}_{rv} + \dot{E}_{r\alpha},$$

где

$$\begin{aligned} \dot{E}_{rv} &= -\frac{j\omega\mu_0}{r\Delta} \left[(\dot{A}_{cm} + \dot{A}_{pm}) \frac{r^2}{p^2} + \dot{A}_{cm} \frac{(z-\Delta)^2}{2} + \right. \\ &\left. + \dot{A}_{pm} \frac{z^2}{2} \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_{r\alpha} &= -\frac{j\omega\mu_0}{r\Delta} (\dot{A}_{cm} + \dot{A}_{pm}) \left[\sum_{i=1}^{\infty} \frac{r^2}{p^2} a_i J''_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right) + \right. \\ &\left. + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{r}{p^2} \frac{a_i}{\lambda_i} J'_p \left(\frac{\lambda_i}{R} r \right) \right], \end{aligned}$$

легко убедиться, что составляющая $\dot{E}_{r\alpha}$, а также компонента вектора электрической напряженности \dot{E}_α носят потенциальный характер, поскольку

$$\text{rot } \dot{E}_\alpha = \text{rot} [\dot{E}_{r\alpha} \bar{e}_r + \dot{E}_\alpha \bar{e}_\alpha] = 0.$$

Таким образом, вихревое электромагнитное поле в зазоре торцевой машины определяется соот-

ношениями:

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_\alpha &= \frac{1}{r} \left(\dot{A}_{cm} \frac{z-\Delta}{\Delta} + \dot{A}_{pm} \frac{z}{\Delta} \right); \\ \dot{H}_r &= 0; \\ \dot{H}_z &= \frac{j\dot{A}_{cm}}{p\Delta} \left[1 + \frac{p^2}{r^2} \frac{(z-\Delta)^2}{2} \right] + \\ &+ \frac{j\dot{A}_{pm}}{p\Delta} \left[1 + \frac{p^2 z^2}{2r^2} \right]; \\ \dot{E}_r &= -\frac{j\omega\mu_0}{r\Delta} \dot{A}_{cm} \left[\frac{r^2}{p^2} + \frac{(z-\Delta)^2}{2} \right] - \\ &- \frac{j\omega\mu_0}{r\Delta} \dot{A}_{pm} \left[\frac{r^2}{p^2} + \frac{z^2}{2} \right]; \\ \dot{E}_\alpha &= 0; \\ \dot{E}_z &= 0. \end{aligned} \right\} (30)$$

Выражения (30) для компонент векторов электрической и магнитной напряженности с точностью до величин второго порядка малости удовлетворяют исходной системе уравнений (2) — (9).

Для экспериментальной проверки соотношений, описывающих электромагнитное поле в воздушном зазоре торцевой машины, была изготовлена физическая модель (рис. 2), максимально приближенная к расчетной модели (рис. 1). Сердечники статора и ротор навиты из ленточной стали с большой магнитной проницаемостью. На поверхности тороида статора уложены две спиральные обмотки с числом пар полюсов $2p=2$ и $2p=6$, плотность витков в которых изменяется вдоль полюсного деления по синусоидальному закону.

Исследование распределения нормальной составляющей вектора магнитной индукции B_z вдоль радиуса в зазоре физической модели осуществлялось с помощью измерительной рамки. Для замера тангенциальной и радиальной составляющих вектора электрической напряженности (E_α , E_r) в тороидальном сердечнике ротора предусмотрены сквозные отверстия, равномерно распределенные вдоль радиуса и вдоль полюсного деления модели, через которые пропущены проводники с выводами на вольтметр.

Экспериментальные исследования распределения электромагнитного поля в воздушном зазоре

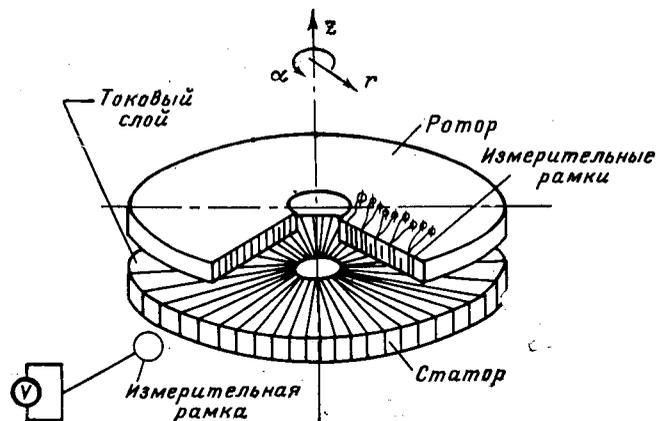


Рис. 2. Физическая модель торцевого асинхронного двигателя при $s=0$.

физической модели торцевой машины подтвердили, как и предполагал расчет, отсутствие вихревой тангенциальной составляющей вектора электрической напряженности E_α , что свидетельствует об отсутствии и радиальной компоненты вектора магнитной индукции B_r .

Экспериментальная и расчетная зависимости нормальной составляющей вектора магнитной индукции B_z и радиальной компоненты вектора электрической напряженности E_r в зазоре физической модели представлены на рис. 3. Расхождение результатов экспериментального и теоретического исследования находится в пределах погрешности измерения.

Выводы. 1. Из решения системы уравнений Максвелла в цилиндрической системе координат с помощью комплексного потенциала Бромвича получены точные аналитические выражения в рядах Фурье — Бесселя для всех составляющих электромагнитного поля в плоском воздушном зазоре торцевой машины переменного тока.

2. При допущениях (27), справедливых для большинства реальных торцевых машин, решения в рядах преобразованы в простейшие, удобные для практического использования выражения. При этом тангенциальная и аксиальная составляющие вектора электрической напряженности, а также радиальная компонента вектора магнитной напряженности в плоском воздушном зазоре торцевой машины переменного тока становятся равными нулю.

3. В торцевых машинах, для которых $\frac{p^2 \delta^2}{2r^2} \ll 1$, можно считать аксиальную напряженность магнитного поля неизменной как вдоль радиуса, так и

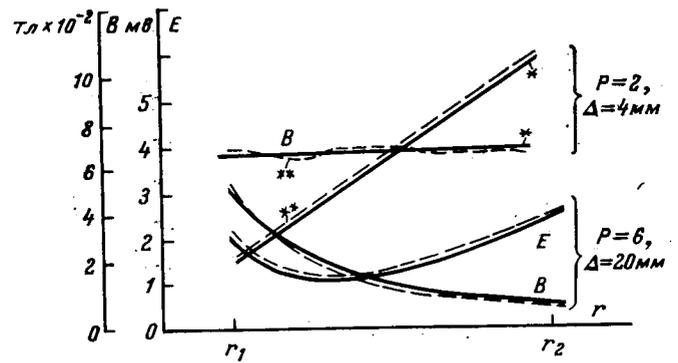


Рис. 3. Распределение B_z и E_z в зазоре торцевой машины при $s=0$.
— расчет; - - - опыт.

вдоль оси z с периодической синусоидальной зависимостью вдоль координаты α , что позволяет вести расчет магнитной цепи торцевой машины по среднему диаметру ее активной части.

4. В торцевых машинах, в которых $\frac{p^2 \delta^2}{2r^2}$ соизмеримо с единицей, форма кривых B_z и E_r в зазоре значительно усложняется, так как каждая из них становится сложной функцией координат r и z , сохраняя синусоидальную зависимость вдоль координаты α .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анго Андре. Математика для электро- и радиоинженеров. М., «Наука», 1965.
2. Лебедев Н. Н. Специальные функции и их приложения. М., «Физматгиз», 1963.

[28.12.1972]

[28.12.1972]

Способы настройки реле активной мощности в устройстве автоматического прекращения асинхронного хода

ГОНИК Я. Е.

Энергосетьпроект

Широкое распространение в практике проектирования устройств автоматического прекращения асинхронного хода (АПАХ) получило устройство, фиксирующее асинхронный ход (АХ) по факту изменения знака активной мощности при большом токе (или низком напряжении); порядок чередования знаков при этом характеризует знак скольжения¹ [Л. 1]. В качестве пускового органа в указанном устройстве используется максимальное реле тока (в основном) или минимальное реле напряжения, а как выявительный орган — реле направления активной мощности.

Возможность совместного использования реле тока (или реле напряжения) и реле направления

¹ Схема устройства доработана в институте Энергосетьпроект и применяется в качестве типовой.

активной мощности базируется на том, что в двухмашинной схеме замещения без отбора мощности такие параметры режима, как ток и напряжение, периодически изменяют в цикле АХ свое значение, а активная мощность — еще и знак. При этом максимум тока (минимум напряжения) соответствует углу между эквивалентными э. д. с. $\delta_{lmax}=180^\circ$, минимум тока (максимум напряжения) — углу $\delta_{lmin}=0$, а изменение знака активной мощности происходит при углах $\delta_{P=0}=0$ и 180° ; критический угол $\delta_{кр}$, при котором нарушается устойчивость электропередачи, принят равным 180° . Принцип действия такого устройства описан в [Л. 2].

Однако указанные закономерности верны для случая связи двух генераторов индуктивным сопротивлением.

Можно показать, что при связи эквивалентных э. д. с. \dot{E}_1 и \dot{E}_2 комплексным сопротивлением экстремальные значения тока и напряжения в цикле АХ по-прежнему соответствуют углам $\delta=180$ и 0° , но изменение знака активной мощности происходит уже при углах δ , отличных от 0 и 180° и расположенных несимметрично относительно этих значений. При этом в зависимости от отношения $E_1/E_2 = k$, угла сопротивления линии связи, а также размещения точки, в которой производится измерение активной мощности и тока или напряжения, изменение знака активной мощности может происходить при углах как меньше, так и больше 180° . Поэтому при фиксации АХ на первом цикле становится возможной неселективная работа устройства при глубоких качаниях.

При появлении на электропередаче отбора мощности описанные закономерности существенно изменяются [Л. 3]. Дополнительный анализ влияния промежуточного отбора мощности на характер изменения некоторых режимных параметров электропередачи в цикле АХ позволил выявить следующие основные закономерности:

экстремальные значения огибающей мгновенных значений тока и напряжения (в любой промежуточной точке электропередачи) наступают в общем случае при углах δ , отличных от 0 и 180° ;

экстремальные значения огибающей мгновенных значений напряжения в точке отбора мощности наступают при углах δ , равных 0 и 180° , как и при отсутствии отбора мощности;

углы $\delta_{P=0}$ могут существенно отличаться от значений 0 и 180° ; при соответствующих условиях огибающая активной мощности вообще не меняет своего знака в цикле АХ;

фазовый угол между напряжением и током в момент $\delta=180^\circ$ отличается от аргумента эквивалентного сопротивления связи системы φ_3 , как это имело место на электропередаче без отбора мощности.

Можно также показать, что рассматриваемое устройство АПАХ может отказаться, зафиксировать АХ с неправильным знаком скольжения и, наконец, сработать при качаниях, сопровождающихся изменением знака активной мощности в контролируемой точке. Поэтому представляет большой практический интерес определение методики настройки реле активной мощности, как наиболее подверженного влиянию отбора мощности, для повышения селективности и надежности действия описанного выше устройства АПАХ.

Пусть на электропередаче с эквивалентным однородным сопротивлением связи z_3 (аргумент φ_3) в точке, отстоящей на величину α от E_1 , имеется отбор мощности, характеризуемый сопротивлением z_H (аргумент φ_H); сопротивления связи между э. д. с. E_1 , E_2 и точкой отбора мощности составляют соответственно αz_3 и $(1-\alpha)z_3$, а токи в ветвях — I_1 и I_2 .

Для рассматриваемой электропередачи наибольший практический интерес представляет знание закономерностей изменения активной мощности близ точки отбора мощности, так как в этом случае математическое представление активной мощности существенно проще и определеннее, чем при изме-

рении мощности в какой-либо промежуточной точке электропередачи, а отличие ее по характеру изменения достаточно мало. В соответствии с изложенным выражения для активной и реактивной мощности по электропередаче со стороны \dot{E}_1 в точке отбора могут быть записаны, как это можно показать, следующим образом:

$$P_{1\alpha} = \frac{P_{E_2}}{|1 + \alpha \dot{M}|^2} [K_{1\alpha} + H_{1\alpha} \sin^2(\delta + \varepsilon_{P1\alpha})]; \quad (1)$$

$$Q_{1\alpha} = \frac{P_{E_2}}{|1 + \alpha \dot{M}|^2} [C_{1\alpha} + D_{1\alpha} \sin(\delta + \varepsilon_{Q1\alpha})], \quad (2)$$

где

$$P_{E_2} = \frac{E_2^2}{z_3}; \quad \dot{M} = (1 - \alpha) \frac{z_3}{z_H};$$

$$K_{1\alpha} = [-\alpha + (1 - \alpha)k^2] \cos \varphi_3 + (1 - \alpha)k^2 M \cos \varphi_H;$$

$$H_{1\alpha} = k \sqrt{1 + \alpha^2 M^2 - 4\alpha(1 - \alpha) \cos^2 \varphi_3 + 4\alpha^2 M \cos \varphi_3 \cos \varphi_H - 2\alpha M \cos(\varphi_3 + \varphi_H)};$$

$$\varepsilon_{P1\alpha} = \begin{cases} \operatorname{arctg} \frac{(2\alpha - 1) \cos \varphi_3 + \alpha M \cos \varphi_H}{\sin \varphi_3 + \alpha M \sin \varphi_H}; \\ \operatorname{arcsin} \frac{k [(2\alpha - 1) \cos \varphi_3 + \alpha M \cos \varphi_H]}{H_{1\alpha}}; \end{cases}$$

$$C_{1\alpha} = [-\alpha + (1 - \alpha)k^2] \sin \varphi_3 + (1 - \alpha)k^2 M \sin \varphi_H;$$

$$D_{1\alpha} = k \sqrt{1 + \alpha^2 M^2 - 4\alpha(1 - \alpha) \sin^2 \varphi_3 + 4\alpha^2 M \sin \varphi_3 \sin \varphi_H + 2\alpha M \cos(\varphi_3 + \varphi_H)};$$

$$\varepsilon_{Q1\alpha} = \begin{cases} \operatorname{arctg} \frac{(2\alpha - 1) \sin \varphi_3 + \alpha M \sin \varphi_H}{-\cos \varphi_3 - \alpha M \cos \varphi_H}; \\ \operatorname{arcsin} \frac{k [(2\alpha - 1) \sin \varphi_3 + \alpha M \sin \varphi_H]}{D_{1\alpha}}. \end{cases}$$

Углы, при которых активная мощность меняет свой знак,

$$\delta_{P1\alpha=0} = \begin{cases} -\varepsilon_{P1\alpha} - \operatorname{arcsin} \frac{K_{1\alpha}}{H_{1\alpha}}; \\ -\varepsilon_{P1\alpha} + \operatorname{arcsin} \frac{K_{1\alpha}}{H_{1\alpha}} + 180^\circ. \end{cases} \quad (3)$$

Как видно из (1) и (3) зоны углов δ , соответствующие зонам $P_{1\alpha} > 0$ и $P_{1\alpha} < 0$, могут сильно отличаться друг от друга, причем их края, т. е. углы $\delta_{P=0}$, смещаются несимметрично относительно $\delta = 90^\circ$.

Рассмотрим возможные варианты настройки реле мощности (и в частном случае реле направления активной мощности) в режимах, когда соотношение указанных зон сильно отличается от единицы и $\delta_{\max} \approx 180^\circ$. Очевидно, что для повышения селективности устройства, т. е. его неработы при качаниях, сопровождающихся изменением знака активной мощности, наиболее оптимальным было бы осуществить настройку, обеспечивающую переориентацию реле направления активной мощности при углах $\delta \approx 0$ и 180° . В соответствии с (1) для селективной работы устройства АПАХ на реле направления активной мощности надо было бы дать смещение по мощности, равное $-P_{E2}/|1 + \alpha \dot{M}|^2 \cdot K_{1\alpha}$ и сдвиг по углу, равный $\varepsilon_{P1\alpha}$. Поскольку вести сдвиг по углу мы не можем из-за невозможности контро-

ля угла δ , этот путь не реален. Другой путь (назовем его первым способом), указанный в [Л. 4] и дополненный автором, легко осуществим и заключается в изменении угла максимальной чувствительности реле направления активной мощности $\varphi_{м.ч}$. При этом должен быть обеспечен угол

$$\varphi_{м.ч} = \varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ} - 90^\circ, \quad (4)$$

где $\varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ}$ — фазовый угол между напряжением в точке отбора мощности и током I_1 в момент $\delta = 180^\circ$.

Выполнить это можно, обеспечив сдвиг по фазе тока или напряжения, подводимых к реле активной мощности, равный указанному углу. Такая настройка обеспечивает переориентацию реле при $\delta = 180^\circ$.

Проанализируем возникающую при этом деформацию зон замкнутого состояния его контактов в плоскости углов δ , обозначаемых как $\delta_{рМ1}$ и $\delta_{рМ2}$ (первый идентифицируется с $P_\alpha > 0$, а второй — с $P_\alpha < 0$). Для этого достаточно построить зависимость фазового угла $\varphi_{\varphi_{р1\alpha}} = f(\delta)$ и провести на графике две линии — $\varphi_{\varphi_{р1\alpha}} = \varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ} \pm 180^\circ$. В зоне $\varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ} - 180^\circ < \varphi_{\varphi_{р1\alpha}} < \varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ}$, соответствующей $\delta_{рМ1}$, реле выдает сигнал $P > 0$, а в зоне $\varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ} < \varphi_{\varphi_{р1\alpha}} < \varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ} + 180^\circ$, соответствующей $\delta_{рМ2}$, — сигнал $P < 0$.

Выполненные в соответствии с (1) расчеты при значениях режимных параметров $k=0,8; 1,25; z_3/z_H=0,2; 1; 5; \varphi_3=70, 90, 110^\circ; \varphi_H=-30, 0, 30^\circ; \alpha=0; 0,1; 0,3; 0,7; 0,9; 1,0$ показали, что влияние величины k на величины и размещение зон $\delta_{рМ}$ мало, но велико — на значение активной мощности.

Это означает, что в рассматриваемом диапазоне существования режимных параметров относительное изменение $\varphi_{\varphi_{р1\alpha\delta}=180^\circ}$ существенно меньше, чем относительное изменение активной мощности $P_{1\alpha\delta=180^\circ}$ в момент $\delta = 180^\circ$.

Так, для частного случая $z_3/z_H=1; \varphi_3=90^\circ; \varphi_H=0^\circ; \alpha=0,3; k=0,8$ и $k=1,25$ принятие $\varphi_{м.ч} \approx -17^\circ$ (режим с $k=0,8$) и $\varphi_{м.ч} \approx -21^\circ$ (режим с $k=1,25$) обеспечивает переориентацию реле в цикле АХ при $\delta = 180^\circ$ для обоих значений k и второй раз при $\delta \approx 327$ и 321° соответственно.

Поскольку $\varphi_{з.р} = \arctg Q/P$, в соответствии с (1) и (2) на рис. 1 и 2 приведены зависимости $\varphi_{\varphi_{р1\alpha}}$, $P_{1\alpha} = f(\delta)$ для упомянутого режима. Как это видно, зоны $\delta_{рМ}$ изменяются всего на 6° , а значение $P_{1\alpha\delta=180^\circ}$ — примерно на половину амплитуды меньшей из синусоид.

Отмеченная закономерность позволяет сделать вывод, что, давая на реле только смещение, равное

* Предлагавшийся в [Л. 4] фазоизмерительный орган для фиксации угла между током и напряжением принципиально обладает меньшими возможностями для выявления АХ, чем реле мощности, и может быть получен из него как частный случай путем соответствующей настройки реле мощности по мощности срабатывания и по углу максимальной чувствительности.

— $P_{1\alpha\delta=180^\circ}$ (такой путь настройки реле назовем вторым способом), получим сильно отличающиеся друг от друга зоны $\delta_{рМ1}$ и $\delta_{рМ2}$ в режимах, отличных от расчетного, и, что существеннее, углы $\delta_{р\alpha=0}$ в нерасчетных режимах будут сильнее отличаться от 180° , чем в случае настройки реле только с помощью $\varphi_{м.ч}$. Если принять в приведенном примере для реле мощности среднее из двух значений $\varphi_{м.ч} \approx -19^\circ$, то в обоих режимах ($k=0,8$ и $k=1,25$) оно будет переориентироваться при $\delta \approx 180^\circ \pm (1 \div 2)^\circ$.

При настройке же реле по средней из двух режимов величине $P_{с.з} \approx P_{(1\alpha\delta=180^\circ)_{ср}}$ соотношение зон $\delta_{рМ1}/\delta_{рМ2}$ в крайних режимах сильно отличается друг от друга.

Возможен третий способ настройки реле — комбинированный, заключающийся в подаче на реле соответствующего смещения и выбора соответствующего угла $\varphi_{м.ч}$. В связи с этим рассмотрим графики $Q_{1\alpha} = f(P_{1\alpha})^{**}$ для уже упоминавшегося режима (рис. 3), имея в виду, что в других режимах они будут подобными. При их построении могут быть использованы кривые рис. 1 и 2 [их можно построить также непосредственно по (1)].

Первый способ настройки реле — путем выбора соответствующего $\varphi_{м.ч}$ — представлен на рис. 3 линией нулевых моментов реле I—I, проходящей через начало координат и точку с координатами $P_{1\alpha\delta=180^\circ}, Q_{1\alpha\delta=180^\circ}$ для расчетного режима.

Второй способ настройки реле — путем смещения характеристики $P_{1\alpha} = f(\delta)$ — представлен линией нулевых моментов реле II—II, соответствующей уравнению $P_{с.з} = P_{1\alpha\delta=180^\circ}$ и проходящей через точку с координатами $P_{1\alpha\delta=180^\circ}, Q_{1\alpha\delta=180^\circ}$. Если провести линию нулевого момента реле через точки с координатами $P_{1\alpha\delta=180^\circ}, Q_{1\alpha\delta=180^\circ}$ и $P_{1\alpha\delta=0}, Q_{1\alpha\delta=0}$, то получим третий способ настройки (линия III—III). Он является наиболее правильным с точки зрения обеспечения симметричности зон реле мощности, следовательно, и обеспечения оптимальным образом селективности действия устройства АПАХ при АХ с обоими знаками скольжения. Однако это преимущество относится к одному режиму. Поскольку,

** На возможность проведения анализа настройки реле мощности в плоскости P, Q указано инж. Б. И. Иофьевым.

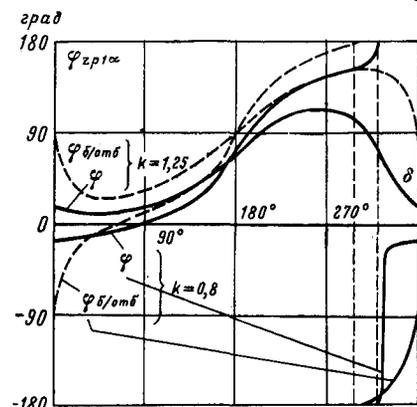


Рис. 1. Изменение фазового угла в цикле АХ при отборе мощности и без него.

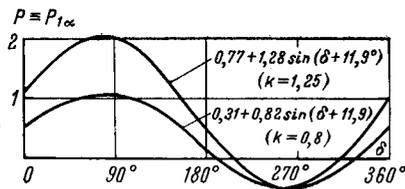


Рис. 2. Изменение активной мощности в цикле АХ.

как можно показать, реактивная мощность намного больше зависит от режимных параметров, чем активная, в крайних режимах линии III—III могут сильно различаться. Поэтому настройка реле по усредненной линии III'—III' приводит к большим изменениям δ_{PM} в крайних (по k) режимах (рис. 3). Сравнение δ_{PM} , получаемых первым и третьим способами настройки, показывает явное преимущество первого по стабильности (в функции от k) и равномерности распределения зон δ_{PM1} и δ_{PM2} .

Даже для таких совершенно разных режимов, какими являются приведенный ранее и режим с $z_3/z_n = 1$; $\varphi_3 = 70^\circ$; $\varphi_n = 0^\circ$; $\alpha = 0$; $k = 0,8$ и $k = 1,25$, для которого были выполнены аналогичные рис. 1-3 расчеты; средняя настройка $\varphi_{м.ч} = \frac{19^\circ + 42^\circ}{2} \approx -30^\circ$ может обеспечить фиксацию зон δ_{PM1} и δ_{PM2} в обоих этих режимах (для первого режима — это линия IV—IV); настройка же по усредненной по линиям III—III для обоих режимов характеристике практически исключает фиксацию АХ во втором режиме при $k = 1,25$.

Приведенные три варианта способа настройки реле мощности были рассмотрены без учета смещения максимума тока в плоскости углов δ . Очевидно, что для оптимальной работы устройства АПАХ с точки зрения фиксации одинаковой предельной разности частот при разных знаках скольжения нужна была бы настройка, обеспечивающая $\delta_{PM1} = \delta_{PM2}$ и переход от одной зоны к другой при углах δ_{lmax} и $\delta_{lmax} + 180^\circ$. Для рассмотренных част-

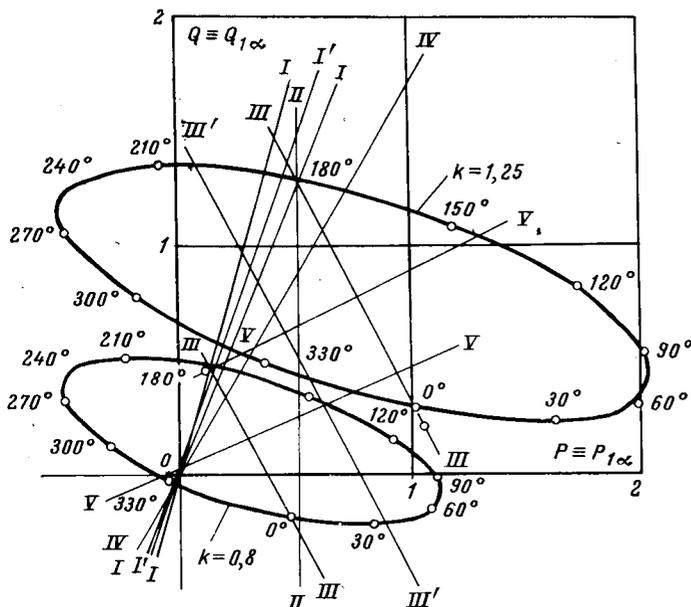


Рис. 3. Зависимость реактивной мощности от активной.

ных режимов $\delta_{lmax} = 145^\circ$; этой настройке на рис. 3 соответствует линия V—V. Если устройство АПАХ предназначено для фиксации АХ на первом цикле, то при такой настройке возможно его излишнее срабатывание при качаниях. Если же устройство предназначено для фиксации АХ после нескольких циклов, то такая настройка допустима лишь при изменении его схемы, обеспечивающем неработу устройства при качаниях, сопровождающихся изменением знака активной мощности. Рассмотренный четвертый способ тоже оптимален лишь в одном режиме. В каждом конкретном случае следует анализировать крайние режимы и оценивать возможность удовлетворения средней настройкой реле по V—V этих режимов.

Как показали расчеты, во всем рассмотренном диапазоне изменения режимных параметров наименьшая зависимость реле мощности от их изменений с точки зрения настройки реле на $\delta_{P_{\alpha=0}} \approx 180^\circ$ обеспечивается при выполнении (4). Поэтому представляется более правильным настраивать в известном устройстве АПАХ реле мощности в первую очередь как реле направления мощности с $\varphi_{м.ч}$ по (4). Следует отметить также, что принципиально всегда возможна настройка реле мощности в устройстве АПАХ, обеспечивающая работу последнего в любом режиме АХ.

Анализ способов настройки реле мощности в устройстве АПАХ был выполнен без учета динамических характеристик реально используемой релейной аппаратуры и, частично, без учета сдвига максимума огибающей тока относительно угла $\delta \approx 180^\circ$. Имелось при этом также в виду, что АХ возможен как с ускорением э. д. с. E_1 , так и с торможением, причем величина скольжения в обоих этих случаях принималась примерно одинаковой. Уточнение указанных обстоятельств в каждом конкретном случае может несколько упростить настройку реле и обеспечить более надежную работу устройства АПАХ при больших скольжениях (например, невозможность АХ с каким-либо из двух знаков скольжения, уточнение критического угла $\delta_{кр}$ или определенность диапазона изменения α — позволяют не симметризовать зоны δ_{PM1} и δ_{PM2}). Если при расчете работоспособности устройства АПАХ окажется, что сдвиг максимума тока оказывает существенное влияние на нее, то должен быть проверен вариант использования реле напряжения вместо реле тока, поскольку минимальное значение напряжения в точке отбора мощности наступает при $\delta \approx 180^\circ$. Если же расчетные режимы электропередачи не могут быть обеспечены только одной настройкой реле мощности, то можно предусмотреть или сменную настройку реле или установку нескольких устройств АПАХ с разной настройкой или, наконец, выполнение устройства АПАХ на других принципах.

Обоснованность опасений в неправильной работе рассматриваемого устройства АПАХ и возможность ее исправления путем выполнения соответствующей настройки реле мощности были подтверждены испытаниями устройства на электронной модели энергосистемы (50 гц) в институте Энергосетьпроект.

Выводы. 1. Применяемое в настоящее время устройство АПАХ с фиксацией АХ по изменению знака активной мощности при большом токе может в ряде режимов отказать, излишне работать при качаниях или зафиксировать АХ с обратным знаком; надежно и селективно устройство может быть настроено теоретически лишь для одного режима электропередачи.

2. Для повышения селективности работы такого устройства в наиболее широком диапазоне изменения режимных параметров электропередачи следует при фиксации АХ на первом цикле использовать реле направления мощности с углом максимальной чувствительности, определяемым для возможных режимов средней величиной диапазона изменения фазового угла в контролируемой точке в момент $\delta \approx 180^\circ$. При существенном ограничении работы устройства АПАХ из-за сдвига максимума тока относительно угла 180° улучшить работу устройства возможно:

изменением угла максимальной чувствительности в нужную сторону, пренебрегая возможностью излишнего срабатывания устройства при глубоких качаниях;

использованием минимального реле напряжения вместо максимального реле тока, если это окажется возможным с точки зрения достаточности амплитуды колебания напряжения в цикле АХ;

выбором другой точки установки устройства.

3. Для правильной работы рассматриваемого устройства АПАХ в случае контроля нескольких

циклов АХ настройка реле мощности должна быть выполнена:

при использовании счетчика циклов устройства таким, каким он выполнялся до сих пор, путем соответствующего выбора угла максимальной чувствительности, аналогично п. 2;

при использовании счетчика, не реагирующего на качания, сопровождающиеся изменением знака активной мощности, — путем задания средней для возможных крайних режимов характеристики, обеспечивающей примерную симметрию зон реле (с учетом максимально возможной величины скольжения и его знака) относительно линии, проходящей через углы δ , соответствующие максимуму и минимуму тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Барзам А. Б. Устройство для защиты электрической установки выпадения генераторов из синхронизма. А. С. № 45347 (СССР). Кл. 21с, 68/50, 1935 г. Оpubл. в бюлл. — «Вестник Комитета по изобретательству», 1935, № 12.
2. Гладышев В. А., Иофьев Б. И., Чекаловец Л. Н. Противоаварийная автоматика электропередач 500 кВ, отходящих от гидростанции. — В кн.: Средства противоаварийной автоматики энергосистем. М., «Энергия», 1964.
3. Берлянд Э. Г., Гурарий М. И. Влияние промежуточной нагрузки на изменение токов и мощности межсистемной связи при асинхронном режиме. — «Электричество», 1970, № 8.
4. Костржевский Б. Е. Фазовый метод выявления асинхронных режимов в энергосистеме. — В кн.: Релейная защита и автоматизация электроэнергетических систем. Киев, «Наукова думка», 1968.
5. Федосеев А. М. Основы релейной защиты. М., Госэнергоиздат. 1961.

[23.5.1973]



УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ!

С января 1974 г. в издательстве «Советское радио» начинает выходить всесоюзный ежемесячный журнал Академии наук СССР «Квантовая электроника». Главным редактором нового журнала назначен Герой Социалистического Труда, лауреат Ленинской и Нобелевской премий академик Н. Г. Басов. Журнал является преемником периодического сборника статей «Квантовая электроника», выпускавшегося издательством «Советское радио» в 1971—1973 годах и завоевавшего широкое признание советских и зарубежных специалистов по лазерной физике и технике.

Объем журнала по сравнению со сборником увеличен вдвое (20 печ. листов вместо 10) и вдвое увеличена его периодичность (12 раз в год вместо 6).

Подписная цена на журнал — 33 руб. 60 коп. в год. Стоимость одного номера — 2 руб. 80 коп. Подписка на 1974 год объявлена в «Дополнении» к ежегодному «Каталогу Союзпечати».

Адрес редакции: 117924, Москва, В-312 ГСП, Ленинский пр., 53, Физический институт им. П. Н. Лебедева АН СССР. Телефон: 137-00-03 доб. 6-66.

Полупроводниковые трехфазные реле напряжения и реле для защиты электродвигателя

Канд. техн. наук БЕРЕЗОВСКИЙ А. Ф.

Ярославский технологический институт

В [Л. 1] предложено трехфазное реле напряжения (рис. 1), в котором на полупроводниках осуществлен один из возможных принципов торможения от несимметричных режимов работы трехфазных электроустановок [Л. 2]. В режиме трехфазного короткого замыкания ток в рабочей обмотке P двухобмоточного реле PT изменяется пропорционально напряжению поврежденных фаз, а ток в тормозной обмотке T практически отсутствует, так как на выходе выпрямительного устройства BV имеется только шестая гармоническая с весьма незначительной амплитудой. В режиме двухфазного короткого замыкания в зависимости от величины напряжения U_{Π} между поврежденными линейными проводами напряжение на входе BV изменяется от трехфазного эксплуатационного до двухфазного, при котором $U_{\Pi}=0$, а остальные линейные напряжения противоположны по фазе и составляют 86,7% эксплуатационного. Из-за этого общее изменение постоянной составляющей в обмотке P происходит от 100 до 58%. Кроме того, выпрямленный ток второй гармонической в тормозной обмотке T изменяется от 0 до 100%. Все это обеспечивает изменение тягового усилия в реле PT пропорционально изменению напряжения U_{Π} , если последнее находится в пределах $0,55U_{л.н} \leq U_{\Pi} \leq U_{л.н}$, где $U_{л.н}$ — эксплуатационное линейное напряжение.

Для точного определения токов на рис. 1 необходимо решить систему нелинейных дифференциальных уравнений, которые будут весьма сложными из-за наличия в схеме емкостных и индуктивных элементов. С целью упрощения можно предположить, что напряжения трехфазной сети коммутируются диодами BV так же как и при чисто активной нагрузке на выходе, а затем вычислить токи, создаваемые постоянной и гармоническими составляющими такого выходного напряжения.

Дальнейшее упрощение расчета может состоять в следующем. Действующее значение несинусоидального напряжения U_{BV} на выходе BV в условиях двухфазного короткого замыкания определяется

$$U_{BV}^2 \approx U_a^2 + U_{h2}^2 + U_{h4}^2 + U_{h6}^2, \quad (1)$$

где U_a — постоянная составляющая; U_{h2} , U_{h4} , U_{h6} — действующие значения второй, четвертой и шестой гармонических.

На границах диапазона работы трехфазного реле напряжения отношение амплитуд гармонических к постоянной составляющей известно и приведено в табл. 1.

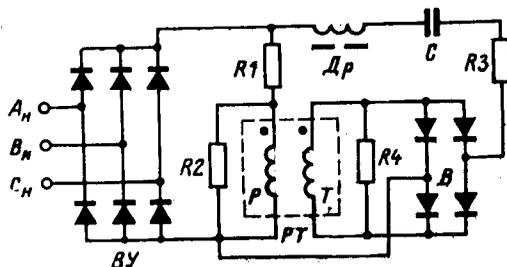


Рис. 1. Трехфазное реле напряжения.

A_n, B_n, C_n — зажимы трансформатора напряжения; BV , B — выпрямители; Dr — дроссель; C — конденсатор (совместно с Dr образует пропускающий фильтр второй гармонической); $R1-R4$ — активные сопротивления для регулирования уставки; PT — исполнительный двухобмоточный орган.

Учитывая данные табл. 1, действующее значение шестой гармонической

$$U_{h6} = \frac{\sqrt{2}}{35} U_a. \quad (2)$$

Кроме того, можно упростить (1):

$$U_{h2}^2 \approx U_{h2}^2 + U_{h4}^2 = U_{\frac{2}{3}}^2 \approx U_{BV}^2 - U_a^2. \quad (3)$$

Величина $U_{\frac{2}{3}}$ превышает U_{h2} на 2% когда $U_{\Pi} = 0$. По-

этому выражение (3) позволяет немного учесть токи, создаваемые напряжением четвертой гармонической, без вычисления последней. Настройка индуктивно-емкостного фильтра на вторую гармоническую не может быть острой из-за сравнительно большой активной нагрузки и потому ток от четвертой гармонической будет заметный. Попутно подчеркнем, что рассматриваемое реле не является медленно действующим, поскольку при большой степени затухания раскачка контура будет происходить сравнительно быстро. Недостатком (3) является возможность сравнительно большой ошибки вычисления, вызываемой тем, что искомая величина находится как разность двух больших. Из (3) напряжение $U_{\frac{2}{3}}$ может быть определено экспериментально с помощью электромагнитного и магнитоэлектрического вольтметров, подключенных на выходе BV при чисто активной нагрузке.

Как показано в [Л. 3], постоянная составляющая U_a у выпрямляемого несимметрично трехфазного напряжения пропорциональна периметру треугольника линейных напряжений U_{AB} ; U_{BC} ; U_{CA} :

$$U_a = \frac{\sqrt{2}}{\pi} [|U_{AB}| + |U_{BC}| + |U_{CA}|]. \quad (4)$$

Когда при двухфазном коротком замыкании треугольник линейных напряжений становится равнобедренным, то

$$U_a = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \left(\operatorname{tg} \frac{\alpha}{2} + \operatorname{sc} \frac{\alpha}{2} \right) U_{\Pi.н}, \quad (5)$$

где α — угол при вершине с равными сторонами треугольника.

На (5) внимание автора обратил доктор техн. наук, проф. В. Л. Фабрикант, который также подчеркнул, что при равнобедренном треугольнике напряжений на входе BV можно достаточно просто определить действующее значение второй гармонической на выходе по уравнению

$$U_{h2} = \frac{2}{\sqrt{3} \pi \cos \frac{\alpha}{2}} \left(\cos \alpha - \sin \frac{\alpha}{2} \right) U_{\Pi.н}. \quad (6)$$

Уравнение (6) получено по методу разложения в гармонический ряд кусочно-синусоидальной функции выходного напряжения. На рис. 2 для графиков 1 и 2 соответствующие

Таблица 1

Напряжения на входе BV	U_{mhh}/U_a для гармонических		
	второй	четвертой	шестой
Симметричные трехфазные	0	0	$\frac{2}{35}$
Несимметричные при $U_{\Pi}=0$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{2}{15}$	$\frac{2}{35}$

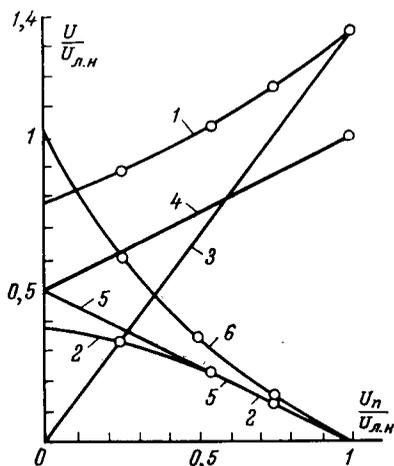


Рис. 2. Результаты расчета основных напряжений полупроводникового реле на рис. 1, отнесенных к линейному эксплуатационному.

$U_{л.н}$ — напряжение между поврежденными линейными проводами; 1, 2 — постоянная составляющая и действующее значение второй гармонической в выпрямленном напряжении на выходе ВУ в условиях двухфазного короткого замыкания; 3 — постоянная составляющая на выходе ВУ в условиях трехфазного короткого замыкания; 4 и 5 — напряжения прямой и обратной последовательностей на входе ВУ; 6 — отношение напряжения обратной последовательности к прямой.

величины U_d и U_{δ} вычислялись по (3), (5) и (6). График 3 на рис. 2 изображает имеющуюся на выходе ВУ относительную величину постоянной составляющей $U_{d3}/U_{л.н}$ при трехфазном коротком замыкании.

Эксперименты показали, что зависимости токов в рабочей и тормозной обмотках реле от напряжения между поврежденными линейными проводами весьма близки соответственно к графикам U_d и U_{δ} на рис. 2. Это и является основанием для вышеупомянутого исходного упрощения при рассмотрении системы нелинейных дифференциальных уравнений.

В предложенном трехфазном реле напряжения ампер-витки срабатывания в условиях двухфазного и трехфазного короткого замыкания должны быть равны, т. е. $A\omega_2 = A\omega_3$;

$$A\omega_2 = \sqrt{(k_p U_d)^2 + (k_{p2} U_{\delta})^2} - \sqrt{(k_T U_d)^2 + (k_{T2} U_{h6})^2}; \quad (7)$$

$$A\omega_3 = k_p U_{d3} - k_{T2} U_{h6}. \quad (8)$$

В (7) и (8) коэффициенты при напряжениях зависят от числа рабочей P или тормозной T обмоток, а также от проводимости цепей на рис. 1 для постоянной и гармонических составляющих. В приближенном расчете в (7) под первым корнем можно пренебречь меньшим слагаемым $(k_{p2} U_{\delta})^2$, а под вторым корнем брать только большее из слагаемых. При $U_{л.н} = U_{л.н}$ в (7) и (8) согласно (2) действующее значение шестой гармонической составляет $U_{h6} = 0,055 U_{л.н}$. Для уменьшения k_{p2} и увеличения k_T на рис. 1 последовательно с активным сопротивлением 1 можно включить дроссель. Как видно из рис. 2, в пределах $0,55 U_{л.н} \leq U_{л.н} \leq U_{л.н}$ при двухфазном коротком замыкании изменения U_d и U_{δ} пропорциональны изменениям $U_{л.н}$, а потому в (7) и (8) коэффициенты, выбранные из условия $A\omega_2 = A\omega_3$, могут оставаться неизменными.

Довольно часто расчеты токов и напряжений при коротком замыкании производят методом симметричных составляющих. Наверно поэтому существует мнение о том, что трехфазное реле напряжения, в том числе и рассматриваемое, должно быть выполнено с двумя исполнительными органами, из которых один — реле, реагирующее на величину, изменяющуюся при симметричном трехфазном коротком замыкании (например U_d), а другой — реле, реагирующее на величину, зависящую от напряжения обратной последовательности (например U_{δ}). Таким образом, важно установить как при двухфазном коротком замыкании величины U_d и U_{δ} зависят от симметричных составляющих прямой U_1 и обратной U_2 последовательностей напряжений.

При равнобедренном треугольнике напряжений

$$U_1 + U_2 = U_{ном}. \quad (9)$$

В общем случае, когда все линейные напряжения на входе ВУ различны, соотношение (9) справедливо только для граничных условий при $U_{л.н} = U_{л.н}$ или $U_{л.н} = 0$, а при других $U_{л.н}$ имеется отклонение от (9), но не слишком большое. Например, при линейных напряжениях 103, 77, 61% номинального получаем $U_1/U_{ном} = 0,79$ и $U_2/U_{ном} = 0,267$ вместо 0,772 и соответственно 0,226 по (9). Соответствующая условиям (9) зависимость линейных напряжений прямой $U_{1л}$ и обратной $U_{2л}$ последовательностей, отнесенных к $U_{л.н}$, дана графиками 4 и 5 на рис. 2, из которого видно, что в пределах $0,55 U_{л.н} \leq U_{л.н} \leq U_{л.н}$ напряжение $U_{1л}$ пропорционально U_d , причем $1,35 U_{1л} = U_d$, а напряжение $U_{2л}$ равно U_{δ} . На рис. 2 графиком 6 дано отношение $\gamma = U_{2л}/U_{1л}$ и заметно, что в вышеупомянутых пределах почти пропорциональны изменения величин γ , $U_{л.н}$, U_d , U_{δ} , причем $0 \leq \gamma \leq 0,3$. При значениях $0,3 \leq \gamma \leq 1$ зависимость между указанными величинами нелинейна и приближенно может быть выражена как

$$U_d = k_1 U_{1л}; \quad (10)$$

$$k_1 = 1,35(1 + a\gamma) = \frac{1,35(U_{1л}^2 + aU_{2л})}{U_{1л}}; \quad (11)$$

$$U_{\delta} = k_2 U_{2л}; \quad (12)$$

$$k_2 = \frac{1}{1 + b\gamma} = \frac{U_{1л}}{U_{1л} + bU_{2л}}, \quad (13)$$

где a и b — постоянные коэффициенты, определяемые при условии наименьшего отклонения (10) и (12) от графиков 1 и 2 на рис. 2.

Были произведены испытания опытного образца трехфазного реле напряжения по рис. 1. В качестве PT бралось токовое реле из комплекта реле обрыва фаз типа ЭН-531, одна обмотка которого (7000 витков проводом ПЭЛ 0,08; $r = 2750 \text{ ом}$) использовалась как рабочая P , а две другие с такими же параметрами были соединены параллельно и служили тормозной обмоткой T . Дроссель Dr имел активное сопротивление $r_d = 230 \text{ ом}$ и полное $z_d = 590 \text{ ом}$ (при 50 гц). Расчетная емкость C для резонанса при 100 гц составляет 1,25—1,5 мф, но в опытный образец была взята $C = 5,25 \text{ мф}$ с целью определения результатов в случае плохой настройки фильтра. При $C = 5,25 \text{ мф}$ кривая тока в цепи дросселя Dr на рис. 1 имела вид второй гармонической, у которой одна полуволна была практически синусоидальной, а вторая имела плоскую вершину; при конденсаторе 1,25 мф кривая тока значительно меньше отклонялась от синусоиды.

Результаты испытания трехфазного реле напряжения по рис. 1 даны в табл. 2. Регулировка заданной уставки производилась следующим образом. Вначале индукционным потенциал-регулятором создавалось трехфазное симметричное пониженное напряжение, причем изменением регулировочных сопротивлений $R1$ и $R2$ достигалось срабатывание реле при заданном $U_{л.н}$. Затем восстанавливался эксплуатационный режим реостатным потенциометром, подключаемым к двум линейным проводам, создавались условия двухфазного короткого замыкания с равнобедренным треугольником напряжений, а регулировкой сопротивлений $R3$ и $R4$ на рис. 1 достигалось срабатывание при том же $U_{л.н}$. После этого без изменения регулировочных сопротивлений еще раз проверялось срабатывание при трехфазном симметричном пониженном напряжении.

Как видно из табл. 2, регулировка выполнялась преимущественно изменением шунтирующих сопротивлений 2 и 4. Если учесть, что индукционное трехфазное реле напряжения типа РНБ-231 имеет уставки 45; 60; 75 в, то следует отметить, что в опытном образце предложенного реле был достигнут более широкий диапазон регулирования уставки.

При уставке срабатывания 44 в (вторая колонка в табл. 2) потребление опытного образца в симметричном эксплуатационном режиме с линейным напряжением 100 в составляло 1,25 в · а на фазу. Учитывая, что суммарная потребляемая мощность обеих обмоток реле РНБ-231 при эксплуатационном напряжении равна 5 в · а, имеем уменьшение потребляемой мощности на 25%. Однако, если провести исследование по оптимизации параметров опытного образца (уменьшение потерь в регулировочных сопротивлениях и регулировка уставок переключением секций обмоток реле PT), то можно добиться дальнейшего уменьшения потребляемой мощности.

В табл. 3 даны результаты замера токов I_p и I_T ; параметры регулировочных сопротивлений указаны во второй колонке табл. 2.

Таблица 2

Условия трехфазного короткого замыкания	$\frac{U_{\text{ср}}}{U_{\text{вз}}} \frac{1}{k_{\text{вз}}}$	32 36,5 0,88	44 52,5 0,84	53 62 0,86	65,5 76 0,86	77 90 0,86	87,5 106 0,83
Условия двухфазного короткого замыкания	$\frac{U_{\text{ср}}}{U_{\text{вз}}} \frac{1}{k_{\text{вз}}}$	34 38 0,90	44 52 0,85	51,5 63,5 0,81	65 75 0,87	75 90 0,83	86 106 0,81
Повторно трехфазного короткого замыкания	$\frac{U_{\text{ср}}}{U_{\text{вз}}} \frac{1}{k_{\text{вз}}}$	32 37,5 0,85	45 53 0,85	51 60 0,84	62 73 0,85	75 89 0,84	85,5 102,5 0,83
$r_1, \text{ Ом}$		2 180	2 180	2 180	2 180	2 180	2 740
$r_2, \text{ Ом}$		∞	∞	10 000	3 000	1 900	1 900
$r_3, \text{ Ом}$		0	0	0	0	0	800
$r_4, \text{ Ом}$		13 740	2 640	1 400	650	350	350
U шкалы		60	80	80	80	80	80

Табл. 3 показывает, что при эксплуатационном режиме, когда $U_{\text{п}} = U_{\text{п.в}}$, в цепи тормозной обмотки существует ток небаланса, который в условиях эксперимента достигал $I_{\text{т.нб}} = 2,1 \text{ ма}$, составляя 23% максимального значения $I_{\text{т}}$ (при $U_{\text{п}} = 0$). Если бы токи гармонических составляющих на рис. 1 проходили только через конденсатор C , причем без резонансного выделения какого-либо из них (к этому можно приблизиться, пересоединив дроссель Dp последовательно с сопротивлением I), то ток небаланса в цепи конденсатора при эксплуатационном режиме согласно (2), (7) и (8) составлял бы $0,055 \frac{0,374}{100\%} = 14,5\%$ тока в этой цепи при условиях двухфазного короткого замыкания и $U_{\text{п}} = 0$. Небалансы токов в цепи конденсатора и в цепи тормозной обмотки зависят от следующих факторов.

1. Небаланс может создаваться естественной несимметрией трехфазных эксплуатационных напряжений, которая в условиях эксперимента дополнительно увеличивается.

2. Относительное значение небаланса увеличивается из-за ответвления тока второй гармонической через сопротивление I на рис. 1, характеризующегося коэффициентом k_{p2} в (9). Это ответвление может быть значительно уменьшено, если последовательно с сопротивлением I дополнительно включить запирающий фильтр для второй гармонической, выполненный в виде параллельно соединенных дросселя и конденсатора, однако расчеты и эксперимент должны подтвердить, что получаемый эффект оправдывает такое усложнение устройств.

Таблица 3

$U_{\text{п}}, \text{ в}$	В условиях			
	трехфазного короткого замыкания		двухфазного короткого замыкания	
	$I_{\text{р}}, \text{ ма}$	$I_{\text{т}}, \text{ ма}$	$I_{\text{р}}, \text{ ма}$	$I_{\text{т}}, \text{ ма}$
0	0	0	19,4	9,2
20	6	0,6	20,5	9,1
30	8,6	0,85	21	8,9
40	11,4	1,1	21,8	8,8
50	14	1,2	22,4	8,7
60	17	1,4	23,1	8,4
70	19,7	1,5	24,3 (24)	7,5
80	22,5	1,6	(25,6)	6,45
90	24,8 (24,4)	1,8	(26,4)	4,9
100	(26)	2	(28)	3,4
110	(29)	2,35	(29)	2,1

Примечание. В скобках отмечены замеры на другом пределе миллиамперметра.

3. Небаланс уменьшается, если последовательно соединенные Dp и C на рис. 1 настраиваются в резонанс тока для второй гармонической. Такая настройка может нарушаться из-за уменьшения индуктивности дросселя Dp при малых ампер-витках намагничивания, а уменьшение этой расстройки можно достичь применением клина из пермаллоя в воздушном зазоре дросселя. В условиях проведенного эксперимента настройка в резонанс на вторую гармоническую была преднамеренно и в значительной степени нарушена.

Полная компенсация действия тока небаланса в цепи конденсатора C особенно важна, когда на выходе выпрямителя включена не тормозная обмотка T , а отдельное реле, предназначенное реагировать на величину U_{δ} , зависящую от напряжения отрицательной последовательности. Такую компенсацию можно осуществить созданием небольших отрицательных ампер-витков от тока, пропорционального напряжению U_d и протекающего через дополнительную обмотку; в реле на рис. 1 подобная компенсация ампер-витков происходит сама собой без дополнительной обмотки.

Предложенное реле целесообразно также использовать для токовой защиты трехфазных асинхронных двигателей [Л. 4]. Пример такого исполнения показан на рис. 3, где на входе ВУ трехфазную систему создают напряжения вторичных обмоток трансреакторов Tr_A, Tr_C, Tr_B , у которых первичные обмотки обтекаются токами $I_A, I_C, I_A + I_C$ защищаемого двигателя и могут включаться непосредственно в линейные провода. Ветвь из последовательно соединенных конденсатора C и трансформатора $Dт$ (с повышенной индуктивностью потоков рассеяния) настроена в резонанс на вторую гармоническую выходного напряжения ВУ. Исполнительный орган ИО, выполненный по образцу [Л. 4] с зависимой или ограниченно зависимой характеристикой срабатывания и имеющий у себя на входе ветвь с активно-индуктивным сопротивлением, включен через активные сопротивления I и 2 на сумму токов I_d и I_{δ} от напряжений U_d и U_{δ} , определяемых аналогично трехфазному реле напряжения. Ампер-витки срабатывания исполнительного органа на рис. 3 в условиях двухфазного и соответственно трехфазного коротких замыканий определяются из выражений:

$$Aw_2 = \sqrt{(k_{32}U_{\delta})^2 + (k_{36}U_{h6})^2} + \sqrt{(k_{10}U_d)^2 + (k_{12}U_{\delta})^2}; \quad (14)$$

$$Aw_3 = k_{10}U_{d3} + k_{36}U_{h6}, \quad (15)$$

где коэффициенты аналогичны (7) и (8).

При двухфазном коротком замыкании

$$\gamma_{\text{т}} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{2\text{Ак}}}{I_{1\text{Ак}} + I_{\text{Ан}}}, \quad (16)$$

где $I_{2\text{Ак}}$ и $I_{1\text{Ак}}$ — составляющие прямой и обратной последовательностей тока короткого замыкания в неповрежденном линейном проводе; $I_{\text{Ан}}$ — ток нагрузки в том же проводе.

Величина $\gamma_{\text{т}}$ изменяется от нуля (при отсутствии тока короткого замыкания) до единицы (при отсутствии тока нагрузки), т. е. в тех же пределах, что и отношение γ для симметричных составляющих напряжений. Поэтому в уравнениях

$$U_d = k_1 I_{1\text{л}}; \quad U_{\delta} = k_2 I_{2\text{л}} \quad (17)$$

коэффициенты k_1 и k_2 могут быть выражены в зависимости от $\gamma_{\text{т}}$ аналогично (11) и (13).

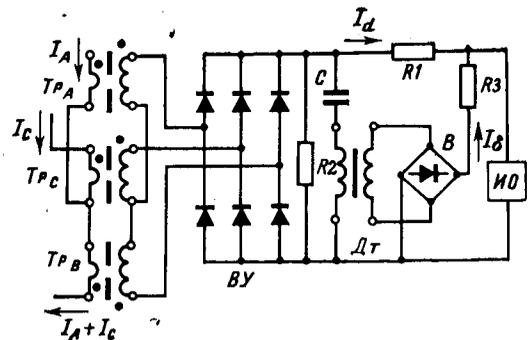


Рис. 3. Токовая защита трехфазного электродвигателя.

Tr_A, Tr_C, Tr_B — трансреакторы; $Dт$ — трансформатор с повышенными магнитными потоками рассеяния обмоток; ИО — исполнительный орган.

Рассмотрим подобно [Л. 4] выбор уставки для защиты по рис. 3 при ее действии в качестве отсечки. С целью отстройки от внешних коротких замыканий ток срабатывания отсечки $I_{ср.о}$ должен превышать (с коэффициентом надежности k_n) ток обратной последовательности $I_{2(вн)}$, протекающий через защиту электродвигателя в условиях одновременно происходящих: а) внешнего короткого замыкания на шинах низшего напряжения питающего трансформатора; б) запуска защищаемого электродвигателя. В соответствующей схеме замещения [Л. 4]: а) пренебрежем относительно большими параллельно подсоединенными сопротивлениями $z_{1Σ}$ и $z_{2Σ}$ прямой и обратной последовательности остальных электродвигателей; б) предположим равными сопротивления $z_{1с}$ и $z_{2с}$ прямой и обратной последовательности сети; в) примем, что сопротивления z_1 и z_2 прямой и обратной последовательности защищаемого двигателя равно каждое пусковому сопротивлению z_n . Тогда в этом режиме

$$I_{1(вн)} = I_{2(вн)} = \frac{0,5\dot{E}}{z_n + z_n}; \quad \dot{\gamma}_r = \frac{I_{2(вн)}}{I_{1(вн)}} = 1, \quad (18)$$

где \dot{E} — фазная э. д. с. сети; z_n — сопротивление прямой последовательности линии (равное сопротивлению обратной последовательности); $I_{1(вн)}$ — ток прямой последовательности, протекающий через защиту электродвигателя.

Таким образом, в режиме, при котором необходимо отстраивать защиту от срабатывания, отношение γ_r максимально возможно и согласно (13) нелинейный коэффициент k_2 в защите по рис. 3 является минимальным, а согласно (11) коэффициент k_1 — максимальным. Поскольку, как показано в [Л. 4], защита должна конструироваться со значительным превышением тока, зависящего от составляющей обратной последовательности, над током, вызванным составляющей прямой последовательности, то устройство на рис. 3 в этом режиме загружается, что весьма выгодно.

Ток срабатывания $I_{ср.о}$ кроме того с заданным коэффициентом чувствительности k_r должен быть меньше тока при коротком замыкании в конце линии, совпавшим с запуском защищаемого электродвигателя. В соответствующей электрической схеме замещения [Л. 4] сделаем вышеупомянутые три упрощающие условия и дополнительно пренебрежем относительно малыми сопротивлениями $z_{1с}$ и $z_{2с}$, включенными последовательно с z_n . Тогда в этом режиме

$$I_1 = \frac{0,5\dot{E}}{(z_n + z_n)} \frac{(z_n + 2z_n)}{z_n}; \quad (19)$$

$$I_2 = \frac{0,5\dot{E}}{(z_n + z_n)} \frac{z_n}{z_n}; \quad (20)$$

$$\dot{\gamma}_r = \frac{I_2}{I_1} = \frac{z_n}{z_n + 2z_n} < 1. \quad (21)$$

Таким образом, в режиме, когда защита двигателя должна быть чувствительной, отношение $\gamma_r < 1$ и нелинейный коэффициент k_2 в (13) является максимальным (или близким к нему),

а коэффициент k_1 в (11) становится минимальным, причем защита в целом делается более чувствительной.

Проверим еще защиту по рис. 3 во втором крайнем расчетном режиме по чувствительности в условиях двухфазного короткого замыкания в конце линии при отсоединенном электродвигателе. В этом режиме, который для защиты, описанной в [Л. 4], не является расчетным, токи прямой и обратной последовательности определяются как

$$I_{01} = I_{02} = \frac{0,5\dot{E}}{z_n}; \quad \dot{\gamma}_{0r} = \frac{I_{02}}{I_{01}} = 1. \quad (22)$$

Здесь в защите по рис. 3 такие же нелинейные коэффициенты k_2 и k_1 как в режиме отстройки от токов внешнего двухфазного короткого замыкания. Однако теперь токи короткого замыкания больше, чем в первом расчетном режиме по чувствительности, когда пусковые токи двигателя вызывали дополнительное падение напряжения в линии и тем уменьшали токи двухфазного короткого замыкания:

$$\frac{I_{02}}{I_{2(вн)}} = \frac{z_n + z_n}{z_n}. \quad (23)$$

Сопоставляя предлагаемое устройство по рис. 3 и токовые защиты с линейными активно-индуктивными фильтрами симметричных составляющих, описанные в [Л. 4], можно сделать следующие выводы.

1. Хотя устройство по рис. 3 требует более сложных расчетов, однако позволяет защищать трехфазные электродвигатели, подсоединенные к более длинным линиям, чем при защитах с линейными фильтрами симметричных составляющих.

2. Устройство по рис. 3 имеет значительно меньшее собственное потребление и позволяет подсоединить его к трансформаторам, у которых первичными обмотками являются линейные провода к электродвигателю; это делает экономически целесообразным применение такой защиты для двигателей меньшей мощности.

3. Токовая защита по рис. 3 проще, так как имеет меньше элементов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Березовский А. Ф. Трехфазное реле напряжения. А. С. № 210239 (СССР). Оpubл. в бюлл. — «Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки». 1968, № 6.
2. Каринский Ю. И., Кривцов С. Е. Принципы выполнения токовых защит с торможением от несимметричных режимов работы трехфазных электроустановок. — «Электротехника», 1971, № 5.
3. Фабрикант В. Л., Глухов В. П., Паперно Л. Б. Элементы устройств релейной защиты и автоматики энергосистем и их проектирование. М., «Высшая школа», 1968.
4. Гимоян Г. Г. Фильтровые токовые защиты трехфазных электродвигателей. — «Электричество», 1972, № 5.

[5.6.1973]



УДК 538.26.001.24

Аппроксимация кривой размагничивания рациональными функциями

РЕЙТМАН Э. Я.

Москва

Известно много попыток [Л. 1—3] аппроксимировать основную кривую размагничивания равнобочной гиперболой:

$$F(h) = \frac{1-h}{1-kh}. \quad (1)$$

При этом коэффициент k старались выразить через параметры B_r , H_c , B_m и H_m . Наиболее удачной является формула, предложенная в [Л. 3], которую можно представить в виде:

$$b = \frac{1-h}{1-kh} \frac{h}{G_r H_c}; \quad (2)$$

$$k = \frac{G_r^2(2\alpha - 1)}{\alpha(G_r + 1)[1 + \alpha(G_r - 1)] - G_r}, \quad (3)$$

где $h = H/jH_c$ — относительное значение магнитного поля; $h_c = H_c/jH_c$ — относительное значение коэрцитивной силы; $b = B/B_r$ — относительное значение магнитной индукции;

$\alpha = \sqrt{\frac{(BH)_{\max}}{B_r H_c}}$ — параметр, характеризующий относительное значение максимального энергетического произведения; $G_r = B_r/\mu_0 H_c$ — коэффициент симметрии.

Заметим, что при $k \geq 1$, функция (1) терпит разрыв для некоторых значений h в закрытом интервале [0,1]. Отсюда вытекает ограниченность формулы (2), определяемая условием $k \leq 1$. Решая неравенство

$$\frac{G_r^2 (2\alpha - 1)}{\alpha (G_r + 1) [1 + \alpha (G_r - 1)] - G_r} < 1, \quad (4)$$

находим, что уравнение (2) пригодно для аппроксимации лишь при

$$\alpha < \frac{G_r}{G_r + 1}. \quad (5)$$

Исследования показали, что условию (5) не удовлетворяют некоторые высококоэрцитивные марки ферритов, а также новые высококоэрцитивные сплавы кобальта с редкоземельными элементами.

Следует отметить, что все попытки аппроксимации равнобочной гиперболой (1) основываются на предположении о том, что основная кривая размагничивания в относительных координатах хорошо описывается равнобочной гиперболой. В противном случае коэффициент k однозначно определяется по координатам любой точки, принадлежащей этой гиперболе, например, $b_m h_m$:

$$k = \frac{b_m + h_m - 1}{(b h)_m}. \quad (6)$$

Поэтому нет смысла искать для него громоздкие выражения вида (3). В то же время расчет коэффициента k по различным экспериментальным значениям h и b показывает, что k является функцией h для всех без исключения магнитотвердых материалов. Это приводит к предлагаемому ниже методу (см. рисунок) аппроксимации основной кривой размагничивания в относительных координатах $h = H/H_c$; $b = B/B_r$ семейством равнобочных гипербол:

$$b = \frac{1 - h}{1 - h k(h)}. \quad (7)$$

С учетом этого уравнение магнитного состояния в относительных координатах может быть записано в виде:

$$j = \frac{1 - h}{1 - h k(h)} + \frac{h}{G_r}. \quad (8)$$

Из (8) можно получить выражение для определения коэффициента k :

$$k(h) = \frac{G_r - 1}{j G_r - h}. \quad (9)$$

Параметры, заданные в ГОСТ и ТУ (B_r , H_c , B_m и H_m), позволяют вычислить три значения k : при $h=0$

$$k_0 = \frac{G_r - 1}{G_r}; \quad (10)$$

при $h = h_m$

$$k_m = \frac{b_m + h_m - 1}{(b h)_m}; \quad (11)$$

при $h=1$

$$k_1 = G_r - 1. \quad (12)$$

Однако экспериментальная проверка выражения (7) показала, что наилучшее приближение достигается, если при $h=1$ взять

$$k_1 = \frac{1 + k_m}{2}. \quad (13)$$

Построив полином Лагранжа по точкам k_0 , k_m и k_1 , получим зависимость:

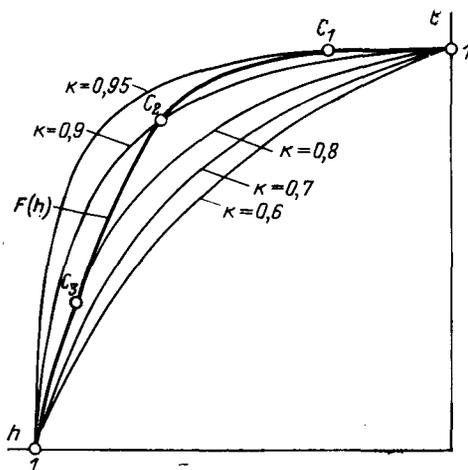
$$k(h) = a_1 + a_2 h + a_3 h^2, \quad (14)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= k_0; \\ a_2 &= \frac{(k_1 - k_0) h_m - (k_m - k_0)}{h_m (1 - h_m)}; \\ a_3 &= (k_1 - k_0) - a_2. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Таким образом, приходим к аппроксимации рациональными функциями вида:

$$b = \frac{1 - h}{1 - a_1 h - a_2 h^2 - a_3 h^3}. \quad (16)$$



При этом каждая точка C_1 , C_2 , C_3 и т. д. кривой, построенной по (16), лежит на равнобочной гиперболе с различными коэффициентами k (см. рисунок).

Для сравнения в таблице приведены результаты расчета основной кривой размагничивания некоторых магнитотвердых материалов по (2) и (16). Относительная $\Delta B/B$ и средняя квадратическая σ погрешности подсчитывались соответственно по формулам:

$$\frac{\Delta B}{B} = \frac{B - B_0}{B_0} 100\%; \quad \sigma = \sqrt{\frac{\sum \Delta B^2}{n - 1}},$$

где B_0 — экспериментальное значение индукции; B — соответствующее ему расчетное значение индукции; $\Delta B = B - B_0$.

Параметры образцов магнитотвердых материалов	Координаты кривой $B=j(H)$ (эксперимент)		Погрешность аппроксимации	
	H , ка/м	B , тл	по формуле (2), %	по формуле (16), %
Литой сплав ЮНДК 35Т5 $B_r=1,120$ тл $H_c=114,649$ ка/м $B_m=0,880$ тл $H_m=95,541$ ка/м	0,000	1,120	0,000	0,000
	1,592	1,118	-0,032	0,001
	76,035	0,965	1,225	0,593
	88,376	0,940	-1,035	-1,876
	95,541	0,880	0,839	0,000
	101,911	0,815	1,041	0,505
	113,455	0,295	-4,373	0,847
			$\sigma=0,008367$	$\sigma=0,007000$
Феррит кобальта 2ФК $B_r=0,290$ тл $H_c=148,089$ ка/м $B_m=0,147$ тл $H_m=91,560$ ка/м	0,000	0,290	0,000	0,000
	15,924	0,265	0,829	1,216
	31,847	0,240	1,599	1,629
	47,771	0,215	2,205	1,567
	63,694	0,190	2,435	1,304
	79,618	0,165	1,859	0,959
	91,561	0,147	-0,144	0,000
	95,541	0,140	-0,465	0,261
	111,465	0,112	-4,289	0,399
	127,389	0,080	-13,655	-1,352
143,312	0,026	-26,257	1,270	
			$\sigma=0,017661$	$\sigma=0,007497$
Феррит бария 2БА $B_r=0,388$ тл $H_c=214,968$ ка/м $B_m=0,220$ тл $H_m=106,688$ ка/м	0,000	0,382	0,000	0,000
	15,127	0,368	-0,753	-0,121
	33,439	0,339	-0,528	0,238
	71,656	0,276	0,318	0,432
	106,688	0,220	-0,664	0,000
	109,873	0,210	0,972	1,854
	147,293	0,157	-7,298	-0,780
	184,713	0,089	-21,628	0,318
	205,414	0,037	-37,168	-0,423
				$\sigma=0,009434$

Выводы. 1. Выражение (16) может быть рекомендовано для расчета основной кривой размагничивания в первом квадранте всех без исключения магнитотвердых материалов.

2. Аппроксимация рациональными функциями дает более равномерное приближение по сравнению с аппроксимацией равнобочными гиперболами.

3. Относительная погрешность аппроксимации не хуже, а средняя квадратичная погрешность всей кривой размагничивания во втором квадранте значительно лучше.

4. Предложенное выражение не создает затруднений для применения вычислительных машин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бертинов А. И. Элементы теории магнитоэлектрических цепей. — В кн.: Вопросы авиационного приборостроения и авиационной автоматики. М., Оборонгиз, 1957, сб. № 84.
2. Постоянные магниты. Справочник, перевод с англ. под редакцией Л. Ш. Казарновского. М., Госэнергоиздат, 1963.
3. Пятин Ю. М., Дмитриев С. В. Аппроксимация кривой размагничивания новых магнитотвердых материалов. — «Электротехника», 1968, № 8.

[27.7.1973]

УДК 621.313.12.025:629.113/.115.001.24

Выбор электромагнитных параметров автомобильных генераторов переменного тока

Инж. СМЕРНОВ Ю. А.

Москва

Автомобильный генератор переменного тока представляет собой трехфазную синхронную электрическую машину с вращающимся клювообразным ротором, в реальных условиях работающую в режиме переменных частот вращения и нагрузок. Поэтому выбор номинального нагрузочного режима, как это принято при проектировании стационарных генераторов, невозможен. Автомобильный генератор характеризуется токоскоростной характеристикой $I_r=f(n)$, отражающей зависимость наибольшего выпрямленного тока, который этот генератор отдает в сеть при определенном значении напряжения и при максимальном токе возбуждения, от частоты вращения ротора. На массовых типах автомобилей используются генераторы, имеющие характеристики $I_r=f(n)$ с ограничением максимального тока нагрузки (рис. 1).

Заданная токоскоростная характеристика может быть обеспечена, если использовать при выборе главных размеров следующие расчетные режимы [Л. 1]:

1. Режим холостого хода, характеризующийся индукцией в воздушном зазоре $B_{вх.х}$ и на участках ротора B_p (рис. 1, точка А).

2. Расчетный номинальный режим генератора, характеризующийся наибольшим отношением мощности к частоте вращения и предельной тепловой нагрузкой генератора (рис. 1, точка Б).

3. Режим максимальной нагрузки (рис. 1, точка В). Основным критерием при выборе размеров автомобильного генератора с электромагнитной точки зрения может стать минимум веса или объема активных материалов. При выборе размеров генератора с самоограничением независимыми переменными являются: число пар полюсов p ; число пазов на полюс и фазу q ; коэффициент полюсного перекрытия α_p ; магнитная индукция в воздушном зазоре $B_{вх.х}$; величина воздушного зазора δ ; относительная длина статора $\lambda=l_i/D_i$ (рис. 2); магнитная индукция в роторе B_p ; число витков обмотки фазы статора w_ϕ . Если производится расчет генератора с ограничителем тока, то должна быть добавлена еще

одна независимая величина — линейная нагрузка A .

Из режима холостого хода вытекает уравнение э. д. с., позволяющее определить размеры статора:

$$U_{\phi.х.х} = \frac{\pi}{30} \alpha_p \lambda B_{вх.х} k_{01} D_i^2 n_{х.х} w_\phi, \quad (1)$$

где k_{01} — обмоточный коэффициент первой гармоники; $n_{х.х}$ — частота вращения холостого хода.

С некоторым допущением значение максимального тока $I_{\phi.макс}$ можно принять равным фазному току короткого замыкания $I_{\phi.к.з}$ [Л. 1], и тогда

$$I_{\phi.макс} = I_{\phi.к.з} = \frac{E_0 k_\mu k_f}{x_d}, \quad (2)$$

где E_0 — фазная э. д. с. при максимальной частоте вращения; k_μ — коэффициент насыщения магнитной цепи генератора при холостом ходе; k_f — коэффициент формы поля возбуждения; x_d — синхронное индуктивное сопротивление генератора по продольной оси.

Подставив аналогичное выражение x_d из [Л. 2] в выражение (2), получим

$$U_{\phi.х.х} = \frac{\mu_0 \lambda D_i w_\phi^2 n_{х.х} I_{\phi.макс}^{1/2}}{30 k_\mu k_f} \left(\frac{2\pi \Sigma \lambda}{q} + \frac{m D_i k_{01}^2 k_a}{p k_\delta \delta} \right), \quad (3)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость воздуха; $\Sigma \lambda$ — суммарная проводимость рассеяния статора; m — число фаз обмотки статора; k_a — коэффициент формы поля продольной реакции якоря; k_δ — коэффициент воздушного зазора.

Автомобильный генератор при расчетной нагрузке характеризует следующая система уравнений, вытекающая из диаграммы Blondеля (аналитические выражения синхронных индуктивных сопротивлений по продольной x_d и поперечной x_q осям взяты по [Л. 2]):

$$\left. \begin{aligned} x_{dp} &= \frac{\mu_0 \lambda D_i w_\phi^2 n_p}{30} \left(\frac{2\pi \Sigma \lambda}{q} + \frac{m D_i k_{01}^2 k_a}{p k_\delta \delta k_\mu} \right); \\ x_{qp} &= \frac{\mu_0 \lambda D_i w_\phi^2 n_p}{30} \left(\frac{2\pi \Sigma \lambda}{q} + \frac{m D_i k_{01}^2 k_q}{p k_\delta \delta} \right); \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

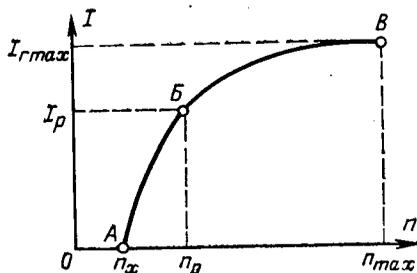


Рис. 1. Расчетные режимы на токоскоростной характеристике автомобильного генератора переменного тока с ограничением по максимальному току нагрузки.

А — режим холостого хода; Б — расчетный номинальный режим; В — режим максимального тока.

6 Электричество № 11, 1973 г.

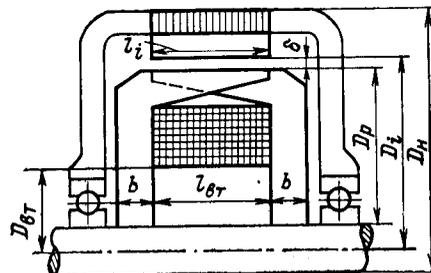


Рис. 2. Магнитная цепь автомобильного генератора с клювообразным ротором.

Обозначение величины	Генератор мощностью 350 вт					Генератор мощностью 2 000 вт				
	4	6	8	10	12	4	6	8	10	12
Магнитная индукция в воздушном зазоре $B_{\delta x, x}$, тл	0,7	0,6	0,5	0,4	0,4	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5
Магнитная индукция в роторе B_p , тл	1,4	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Число витков обмотки фазы ω_ϕ	76	84	80	80	84	96	102	104	100	96
Длина железа статора l_i , м	0,0200	0,021	0,027	0,033	0,032	0,03	0,032	0,042	0,044	0,055
Толщина сборного кольца клюва ротора b , м	0,01	0,009	0,01	0,01	0,01	0,017	0,0165	0,0175	0,018	0,019
Диаметр втулки ротора $D_{вт}$, м	0,039	0,038	0,040	0,041	0,041	0,067	0,058	0,071	0,072	0,075
Длина втулки $l_{вт}$, м	0,0412	0,032	0,0342	0,033	0,0355	0,045	0,042	0,040	0,043	0,048
Объем активных материалов V , м ³	0,00033	0,00029	0,00030	0,00035	0,00036	0,001042	0,00140	0,00143	0,00157	0,0018
Число витков обмотки возбуждения ω_ν	710	675	670	666	664	1 347	1 342	1 326	1 329	1 316

$$U_{\phi, p} + I_{\phi, p} r_\phi \sin \psi + x_{\phi p} I_{\phi, p} \cos \psi = 0;$$

$$E'_0 = (U_{\phi, p} + I_{\phi, p} r_\phi) \cos \psi + x_{\phi p} I_{\phi, p} \sin \psi;$$

$$E'_0 \leq E_0 = \frac{U_{\phi, x, x} n_p k_f}{n_{x, x}},$$

где $U_{\phi, x, x}$ — фазное напряжение при расчетной нагрузке; n_p — частота вращения в расчетном режиме; $I_{\phi, p}$ — фазный ток в расчетном режиме; r_ϕ — сопротивление обмотки фазы; ψ — угол сдвига между током статора и э. д. с. холостого хода; k_f — коэффициент формы поля поперечной реакции якоря.

Совместное решение (1), (3) и (4) позволяет найти размеры и обмоточные данные статора генератора, обеспечивающего заданную токоскоростную характеристику ($E'_0 = E_0$) или имеющую несколько меньшие скорости вращения в заданных режимах ($E'_0 < E_0$), а также значения индукции в воздушном зазоре $B_{\delta x, x}$ и коэффициента магнитного насыщения, которые ротор генератора должен обеспечить при этом.

Отсутствие в настоящее время метода расчета тепловых режимов генератора автомобильного типа заставляет учитывать заданные перегревы плотностями токов в обмотках статора и ротора, а также максимальной линейной нагрузкой в расчетном режиме. Расчет размеров ротора производится по режиму холостого хода, для нахождения проводимости рассеяния клювообразного ротора использованы аналитические зависимости для упрощенной магнитной системы ротора [Л. 3]. Коэффициент рассеяния в сборном конце клюва ротора

$$\sigma_1 = \sigma + \frac{\mu_0 D_p F_\delta (\lambda_{\sigma \alpha} + \lambda_{\sigma \beta})}{S_\delta B_{\delta x, x}}, \quad (5)$$

где σ — коэффициент межполюсного рассеяния, определенный по [Л. 3]; F_δ — падение магнитного напряжения в воздушном зазоре; $\lambda_{\sigma \alpha}$, $\lambda_{\sigma \beta}$ — составляющие магнитной проводимости рассеяния клювообразного ротора [Л. 4]; S_δ — площадь воздушно-го зазора.

Диаметр втулки ротора и толщина сборного конца клюва (рис. 2) определяются по формулам:

$$D_{вт} = \frac{\sigma_1 S_\delta B_{\delta x, x} + \mu_0 D_p F \lambda_{\sigma \kappa}}{\frac{\pi B_p}{4p}}; \quad (6)$$

$$b = \frac{\sigma_1 \alpha_p \tau l_i B_{\delta x, x} p}{\pi D_{вт} B_p}, \quad (7)$$

где F — магнитное напряжение на концах втулки; $\lambda_{\sigma \kappa}$ — магнитная проводимость рассеяния катушки возбуждения; τ — полюсное деление.

По формуле [Л. 1] находится длина втулки $l_{вт}$. Число витков обмотки возбуждения ω_ν и ток возбуждения $I_{\nu, г}$ определяются исходя из заданной плотности тока в обмотке возбуждения Δ_2 и заданного коэффициента заполнения окна обмотки возбуждения.

Объем активных материалов генератора

$$V = \frac{\pi}{4} (D_n^2 - D_i^2) l_i + \frac{\pi}{4} D_p^2 (l_{вт} + 2b). \quad (8)$$

Задача выбора оптимальных размеров в полном объеме может быть поставлена только на больших и средних ЦВМ. Правда, на ЦВМ типа «Мир» могут быть решены частные задачи оптимизации, например, необходимая для практики задача расчета размеров генератора при постоянных диаметрах D_n и D_i , определяемых компоновкой генератора на двигателе и возможными унификацией. Расчет производится при условии, что величины q , δ и α_p постоянны. Перевод q из независимых переменных не только уменьшает количество рассчитываемых вариантов, но и упрощает методику расчета. Изменение величин α_p и δ незначительно (большое количество экспериментов, проведенных как в нашей стране, так и за рубежом позволило выявить зону оптимальных значений α_p , равную $0,65 \div 0,7$, воздушный же зазор δ определяется только диаметром D_i). При проведении расчета на малой ЦВМ независимыми переменными будут величины p , ω_ϕ , $B_{\delta x, x}$, B_p ; поиск оптимального решения будет осуществлен минимально загромождающим память машины методом прямого перебора параметров.

В качестве примера приведен выбор оптимальных размеров генераторов двух типов при $q=0,5$: автомобильного мощностью 350 вт и автобусного мощностью 2000 вт. Расчеты на ЦВМ «Мир» позволили выбрать варианты генераторов, имеющие минимум объема активных материалов для различных чисел пар полюсов (см. таблицу). Из таблицы видно, что это варианты с $p=6$ и 8, а у генератора мощностью 350 вт варианты с $p=8$.

Все автомобильные и автобусные генераторы этого типа, выпускаемые в СССР, а также большинство генераторов, производимых за рубежом, имеют число пар полюсов $p=6$. Видимо, расчеты на ЦВМ подтверждают результаты многочисленных экспериментов, проведенных разработчиками генераторов. Близок к оптимальному автомобильный генератор Г 502, токоскоростная характеристика которого использовалась как исходная при расчете оптимальных размеров генератора мощностью 350 вт. У генератора Г 502 объем активных материалов $V=0,000298$ м³.

Отметим, что все варианты генератора при различных p в диапазоне $p=4 \div 12$ имеют одинаковые значения магнитной индукции в роторе $B_p=1,5$ тл, кроме того, слабо зависят от p обмоточные данные статора ω_ϕ и ротора ω_ν .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Купеев Ю. А. Методика выбора основных размеров автомобильных генераторов переменного тока. — «Труды НИИ Автоприбор», 1969, вып. 7.
2. Костенко М. П., Пиотровский Л. М. Электрические машины, М., «Энергия», 1965, ч. II.
3. Смирнов Ю. А. Упрощение расчета межполюсной проводимости рассеяния клювообразного ротора автомобильного генератора переменного тока. — «Труды НИИ Автоприбора», 1972, вып. 27.
4. Евграфов Б. И., Купеев Ю. А. Аналитический метод расчета магнитной цепи автомобильных синхронных генераторов с котлеобразным индуктором. — «Труды НИИ Автоприбора», 1968, вып. 9.

[11.5.1973]

О возможности представления несимметричной синхронной машины эквивалентной симметричной

(Статья В. Г. Ломинадзе, «Электричество», 1966, № 3)

БЛОЦКИЙ Н. Н., ШАКАРЯН Ю. Г.

Москва

Ознакомление с дискуссионными материалами приводит к выводу, что в вопросе об одновременной справедливости соотношений (1) и (2), приведенных в статье В. Г. Ломинадзе («Электричество», 1966, № 3) и касающихся представлений несимметричной синхронной машины эквивалентной симметричной, обнаруживается ряд тонкостей, без тщательного анализа которых однозначное решение, по-видимому, не может быть достигнуто. Конфликт может быть однозначно разрешен только тогда, когда исходные позиции конфликтующих сторон тождественны, что предполагает однозначность трактовки обеими сторонами тех понятий, которыми они оперируют в своей аргументации. Как раз этой однозначности и нет в споре между В. Г. Ломинадзе и Г. М. Махарадзе. И тот и другой используют понятия «симметричная машина», «эквивалентность симметричной и несимметричной машин», но фактически вкладывают в них разный смысл. Оба игнорируют необходимость анализа различий в своих трактовках этих понятий. Кроме того, предметом дискуссии является вопрос о том, линеаризуют ли преобразования В. Г. Ломинадзе исходную систему уравнений несимметричной машины или нет, а также вопрос о правомерности применения метода симметричных составляющих к эквивалентной фиктивной симметричной машине и справедливости результатов, полученных В. Г. Ломинадзе с помощью этого метода. Все указанные вопросы и обсуждаются в настоящей статье.

Определение основных понятий и их анализ. I. Несимметричная машина, исследуемая В. Г. Ломинадзе.

а) Конструкция ротора произвольна (явнополюсная, неявнополюсная). Параметры обмотки ротора произвольны (для определенности принято, что на роторе расположена только одна обмотка).

б) Уравнения контуров машины можно записать в следующей форме:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & & & 0 \\ & r_b & & \\ & & r_c & \\ 0 & & & r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_a & & & \\ & L_b & & \\ & & L_c & \\ M & & & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \right\}, \quad (1)$$

причем напряжения, входящие в матрицу напряжений левой части, являются полными напряжениями, приложенными к контурам, т. е. включают в себя в качестве составляющей потенциал нейтрали.

в) Статор машины имеет геометрически симметричную трехфазную систему обмоток, параметры которых подчинены соотношениям:

$$\frac{L_a}{r_a} = \frac{L_b}{r_b} = \frac{L_c}{r_c}; \quad \frac{L_{a0}}{r_a} = \frac{L_{b0}}{r_b} = \frac{L_{c0}}{r_c}, \quad (2)$$

где первое условие (2) относится к неявнополюсным машинам, а второе — к явнополюсным, так что индуктивности с индексом «0» суть средние значения за период при изменении угла поворота ротора относительно статора.

г) Для уравнений (1) допускается дополнительная зависимость между напряжениями и токами $[u] = f([i])$, где $[u]$, $[i]$ —

сокращенная запись столбцевых матриц напряжений и токов, входящих в уравнения (1). Далее будем пользоваться сокращенной записью матриц активных и индуктивных сопротивлений $[r]$, $[L]$.

II. Симметричная машина по В. Г. Ломинадзе.

а) Уравнения контуров могут быть записаны в форме:

$$[u'] = [r'] [i'] + \frac{d}{dt} \{ [L'] [i'] \}, \quad (3)$$

где матрицы $[r']$ и $[L']$ по структуре и соотношениям между их элементами тождественны соответствующим матрицам для симметричных явнополюсных и неявнополюсных машин в общепринятом смысле.

б) Для уравнений (3) допускается дополнительная зависимость $[u'] = f([i'])$.

III. Эквивалентность несимметричной I и симметричной II машин по В. Г. Ломинадзе понимается в том смысле, что имеется возможность перейти от уравнений (1) к уравнениям (3), т. е. существуют такие неособенные матрицы преобразования $[y]$ и $[z]$, которые приводят к соотношениям:

$$\left. \begin{aligned} [y] [u] &= [u']; \\ [z] [i] &= [i']; \\ [y] [r] [z]^{-1} &= [r']; \\ [y] [L] [z]^{-1} &= [L']; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Ясно при этом, что матрицы $[y]$ и $[z]$ должны удовлетворять условию:

$$\frac{d}{dt} \{ [y], [z] \} = 0. \quad (5)$$

Имея в виду такое понимание несимметричной и симметричной машин и их эквивалентности, В. Г. Ломинадзе утверждает, что преобразования (1) и (2), приведенные в его статье («Электричество», 1966, № 3), и есть те, что обеспечивают переход от уравнений (1) к уравнениям (3), т. е. эквивалентны преобразованиям (4).

IV. Симметричная машина по Г. М. Махарадзе:

а) Принимается пункт а) определения II.

б) Дополнительная зависимость $[u'] = f([i'])$ недопустима, т. е. пункт б) определения II отрицается.

V. Эквивалентность несимметричной и симметричной машин по Г. М. Махарадзе понимается как существование преобразований типа (4), позволяющих перейти от уравнений (1) машины I к уравнениям машины IV, т. е. к уравнениям (3), но без дополнительной зависимости $[u'] = f([i'])$.

Базируясь на своем определении симметрии и эквивалентности, Г. М. Махарадзе утверждает, что не существует матриц $[y]$ и $[z]$, удовлетворяющих соотношениям (4). Отсюда он делает вывод, что предложенные В. Г. Ломинадзе преобразования несправедливы.

Анализируя приведенные определения, находим, что различия в трактовках симметрии и эквивалентности у В. Г. Ломинадзе и Г. М. Махарадзе касаются вопроса о допустимости дополнительной зависимости $[u'] = f([i'])$. К чему приводит эта зависимость?

В определении IV симметричной машины по Г. М. Махарадзе система уравнений (3) и входящие в нее матрицы сопротивлений и индуктивностей $[r']$, $[L']$ в силу отсутствия зависимости $[u'] = f([i'])$ являются полными. Это значит, что матрица $[u']$ есть только функция времени, поэтому система уравнений в принципе может быть решена, а переменные $[i']$ найдены как функции времени. С точки зрения топологии, на которой основывается Г. М. Махарадзе, это означает возможность построения соответствующего уравнениям (3) графа, графа симметричной машины по Г. М. Махарадзе.

При наличии дополнительного уравнения $[u'] = f([i'])$ система (3) и матрицы $[r']$, $[L']$ не будут полными. Сама по себе система (3) не может быть решена, а переменные $[i']$ не могут быть определены как функции времени, так как $[u']$ зависит не только от времени. В этом случае только уравнения (3) не определяют какого-либо графа. Конечно, при учете конкретной функции $[u'] = f([i'])$ граф машины может быть построен, но для этого мы должны в соотношении $[u'] = f([i'])$ выделить составляющую, зависящую только от времени ($[u']_t$), и оставить ее в левой части системы (3), а оставшиеся члены, как зависящие от токов $[i']$, перенести в правую часть. После такой операции система (3) и входящие в нее матрицы $[r']$, $[L']$ станут полными, однако симметрия матриц $[r']$, $[L']$, вообще говоря, будет нарушена. Граф, построенный по таким уравнениям, в общем случае не будет эквивалентен (или, как говорят, изоморфен) графу симметричной машины IV. Отсюда следует, в свою очередь, что при произвольной зависимости $[u'] = f([i'])$ не существует преобразования, переводящего систему уравнений (3) машины II в подобноного же вида систему, где зависимость $[u'] = f([i'])$ уже отсутствует. Таким образом, симметричные машины II (В. Г. Ломинадзе) и IV (Г. М. Махарадзе) топологически не эквивалентны. В результате чего появляется зависимость $[u'] = f([i'])$, в чем ее природа? Во-первых, она может быть введена нами самими, если мы хотим изменить обычные характеристики машины и с этой целью воздействуем на напряжения, приложенные к контурам в функции параметров режима, т. е. тех же самых токов $[i']$. Во-вторых, она появляется как естественная зависимость, если машина не имеет нулевого провода.

В данной дискуссии мы сталкиваемся с этим последним случаем. Именно, для несимметричной машины I, как говорилось, напряжения $[u]$ являются полными. Они содержат потенциал нейтрали u_n , который при отсутствии нулевого провода заранее нам не известен. Далее мы покажем, что для машины I этот потенциал действительно зависит от токов $[i]$, что влечет за собой зависимость $[u'] = f([i'])$ для уравнений (3) машины II. Как раз это обстоятельство и заметил Г. М. Махарадзе, а так как в его понимании машина II несимметрична, то он сделал правильный со своей точки зрения вывод о неприводимости в общем случае машины I к симметричной машине IV.

Если бы Г. М. Махарадзе на этом остановился, то спор между ним и В. Г. Ломинадзе принял бы формальный, терминологический, характер. Он заключался бы лишь в том, по отношению к какой из машин (II или IV) следует употреблять слово «симметричная». Речь здесь может идти только об удачности того или иного определения, что выходит за рамки дискуссии. Однако Г. М. Махарадзе пошел дальше. Только на основании того, что машина I не может быть в общем случае представлена как симметричная машина IV, он объявил преобразование В. Г. Ломинадзе неверными. Это уже логическая ошибка, так как из факта неприводимости машины I в машину IV вообще нельзя сделать какого-либо вывода относительно истинности или ложности преобразований В. Г. Ломинадзе.

Вместе с тем следует отметить, что в своей статье В. Г. Ломинадзе недостаточно ясно обосновывает свои преобразования. Судя, однако, по статье: «Работа асинхронной машины с несимметричными обмотками статора» (Труды ГПИ, 1961, № 1), В. Г. Ломинадзе правильно учитывает в своих выкладках все необходимые условия.

Несколько слов о «балансе» мощностей. Из четырех соотношений (4) два можно выбрать произвольно. Выберем первые два, положив

$$\left. \begin{aligned} u'_a &= k_{ua}u_a; & u'_b &= k_{ub}u_b; & u'_c &= k_{uc}u_c; \\ i'_a &= k_{ia}i_a; & i'_b &= k_{ib}i_b; & i'_c &= k_{ic}i_c, \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где все k не равны нулю (иначе преобразования были бы особенными). Оставшиеся соотношения (4) будут следствиями первых, и следовательно, мы не утверждаем, что фиктивная машина будет обязательно симметричной. Так как в пределах условия $k \neq 0$ значения коэффициентов могут быть произвольными, наложим дополнительные условия:

$$k_{ua}k_{ia} \neq 1; \quad k_{ub}k_{ib} \neq 1; \quad k_{uc}k_{ic} \neq 1. \quad (7)$$

Рассмотрим «баланс» мощностей:

$$\begin{aligned} u'_a i'_a + u'_b i'_b + u'_c i'_c &= k_{ua}k_{ia}u_a i_a + k_{ub}k_{ib}u_b i_b + \\ &+ k_{uc}k_{ic}u_c i_c \neq u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c. \end{aligned}$$

Что это? Нарушение закона сохранения энергии и неправомерность преобразований (6) и (7)? Нет, закон сохранения энергии при преобразованиях соблюдается автоматически. Мощность, как говорят, есть инвариант преобразования. Все дело в том, что одно и то же математическое выражение, имея определенный физический смысл для реальных переменных u_a, i_a, \dots , может не иметь его вовсе для фиктивных переменных u'_a, i'_a, \dots . Инвариантность мощностей реальной и фиктивной машин и идентичность по форме математических выражений для этих мощностей — вещи разные. При выводе формулы для мощности P' фиктивной машины как раз следует исходить из инвариантности $P = P'$, используя выражение $\sum_j u_j i_j = P$, $j = a, b, c$, имеющее физический смысл, и преобразование, обратные (6). В данном случае получаем:

$$P' = \sum_j \frac{1}{k_{uj}k_{ij}} u'_j i'_j, \quad j = a, b, c.$$

Чтобы иметь одновременно с инвариантностью еще и идентичность формы (иногда употребляют термин «ковариантность»), нужно на преобразования (6) наложить условия, прямо противоположные (7), т. е.

$$k_{uj}k_{ij} = 1, \quad j = a, b, c.$$

В заключение этого параграфа остановимся на последнем необходимом нам понятии — линеаризации уравнений электрической машины. Под линеаризацией понимают исключение из исходных уравнений машины гармонических коэффициентов, зависящих от угла поворота ротора относительно статора γ . Для нас такое понимание является слишком общим, и мы его конкретизируем, но прежде всего укажем, какая связь существует между преобразованиями В. Г. Ломинадзе и линеаризацией.

Связь проста. Если преобразования действительно сводят исходные уравнения несимметричной машины I к уравнениям симметричной машины, то к последним можно применить преобразования А. А. Горева, линеаризируя их, что позволит не только легко считать установившиеся процессы, но и существенно упростить расчет переходных процессов.

Итак, о линеаризации.

VI. Под линеаризацией мы будем понимать возможность исключения гармонических коэффициентов из исходной системы уравнений несимметричной машины, причем:

а) конечная система должна иметь горевскую форму:

$$[U] = [R] [I] + [L] \frac{d}{dt} [I] + \dot{\gamma} [M] [I]; \quad [R], [L], [M] = \text{const}; \quad (8)$$

б) должна отсутствовать дополнительная связь $[U] = f([I])$.

В этом определении можно было бы обойтись без оговорок в пункте б). Однако тогда оно, вообще говоря, стало бы искусственным, не всегда отражающим реальное положение вещей, ибо при наличии связи $[U] = f([I])$ система (8) неполна, и не исключено, что после ее пополнения учетом этой связи в матрицах $[R]$, $[L]$, $[M]$ вновь появятся гармонические коэффициенты.

Доказательство справедливости преобразований В. Г. Ломинадзе. Запишем систему уравнений (1) несимметричной машины I следующим образом:

уравнения статора

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} +$$

$$+ \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ i_f \begin{bmatrix} M_{af} \\ M_{bf} \\ M_{cf} \end{bmatrix} \right\}; \quad (9)$$

уравнение ротора

$$u_f = r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + \frac{d}{dt} (M_{af} i_a + M_{bf} i_b + M_{cf} i_c). \quad (10)$$

Необходимо детально рассмотреть коэффициенты этих уравнений и существующие между ними связи, причем в целях общности будем считать машину явнополюсной.

В силу геометрической симметрии в расположении обмоток статора индуктивности и взаимные индуктивности определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} L_a &= L_{a0} + \Delta L_a \cos 2\gamma = L_{a0} \left(1 + \frac{\Delta L_a}{L_{a0}} \cos 2\gamma \right); \\ L_b &= L_{b0} + \Delta L_b \cos 2(\gamma - 120^\circ) = \\ &= L_{b0} \left[1 + \frac{\Delta L_b}{L_{b0}} \cos 2(\gamma - 120^\circ) \right]; \\ L_c &= L_{c0} + \Delta L_c \cos 2(\gamma - 240^\circ) = \\ &= L_{c0} \left[1 + \frac{\Delta L_c}{L_{c0}} \cos 2(\gamma - 240^\circ) \right]; \\ M_{ab} &= M_{ab0} + \Delta M_{ab} \cos(2\gamma - 120^\circ) = \\ &= M_{ab0} \left[1 + \frac{\Delta M_{ab}}{M_{ab0}} \cos(2\gamma - 120^\circ) \right]; \\ M_{ac} &= M_{ac0} + \Delta M_{ac} \cos(2\gamma - 240^\circ) = \\ &= M_{ac0} \left[1 + \frac{\Delta M_{ac}}{M_{ac0}} \cos(2\gamma - 240^\circ) \right]; \\ M_{bc} &= M_{bc0} + \Delta M_{bc} \cos 2\gamma = M_{bc0} \left(1 + \frac{\Delta M_{bc}}{M_{bc0}} \cos 2\gamma \right); \\ M_{af} &= M_{af0} \cos \gamma; \quad M_{bf} = M_{bf0} \cos(\gamma - 120^\circ); \\ M_{cf} &= M_{cf0} \cos(\gamma - 240^\circ), \end{aligned} \right\} (11)$$

где угол γ отсчитывается от оси фазы a до оси d ротора.

Физически ясно, что входящие в (11) отношения вида $\Delta L/L$, $\Delta M/M$ не зависят от числа витков обмоток, а зависят только от конструктивных данных машины, поэтому

$$\frac{\Delta L_a}{L_{a0}} = \frac{\Delta L_b}{L_{b0}} = \frac{\Delta L_c}{L_{c0}} = \alpha; \quad \frac{\Delta M_{ab}}{M_{ab0}} = \frac{\Delta M_{bc}}{M_{bc0}} = \frac{\Delta M_{ac}}{M_{ac0}} = \beta. \quad (12)$$

Коэффициенты с индексом «0» зависят и от числа витков, и от конструктивных данных:

$$\left. \begin{aligned} L_{a0} &= k_L \omega_a^2 = L; \quad L_{b0} = k_L \omega_b^2 = L k_{ba}^2; \\ L_{c0} &= k_L \omega_c^2 = L k_{ca}^2; \quad M_{ab0} = k_M \omega_a \omega_b = M k_{ba}; \\ M_{bc0} &= k_M \omega_b \omega_c = M k_{ba} k_{ca}; \quad M_{ac0} = k_M \omega_a \omega_c = M k_{ca}; \\ M_{af0} &= k_f \omega_a \omega_f = M_f; \quad M_{bf0} = k_f \omega_b \omega_f = M_f k_{ba}; \\ M_{cf0} &= k_f \omega_c \omega_f = M_f k_{ca}. \end{aligned} \right\} (13)$$

где

$$M = k_M \omega_a^2, \quad k_{ba} = \frac{\omega_b}{\omega_a}, \quad k_{ca} = \frac{\omega_c}{\omega_a}.$$

Учитывая соотношение (2) для явнополюсной машины, а также соотношения (13), находим, что активные сопротивления контуров статора связаны зависимостями:

$$r_b = r_a k_{ba}^2, \quad r_c = r_a k_{ca}^2. \quad (14)$$

Теперь матрицы $[r]$, $[L]$, $[M_f]$, входящие в (9), приобретают вид:

$$\left. \begin{aligned} [r] &= \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_a k_{ba}^2 & 0 \\ 0 & 0 & r_a k_{ca}^2 \end{bmatrix}; \quad [L] = \begin{bmatrix} L(1 + \alpha \cos \gamma) & k_{ba} M [1 + \beta \cos(2\gamma - 120^\circ)] & k_{ca} M [1 + \beta \cos(2\gamma - 240^\circ)] \\ k_{ba} M [1 + \beta \cos(2\gamma - 120^\circ)] & k_{ba}^2 L [1 + \alpha \cos 2(\gamma - 120^\circ)] & k_{ba} k_{ca} M (1 + \beta \cos 2\gamma) \\ k_{ca} M [1 + \beta \cos(2\gamma - 240^\circ)] & k_{ba} k_{ca} M (1 + \beta \cos 2\gamma) & k_{ca}^2 L [1 + \alpha \cos 2(\gamma - 240^\circ)] \end{bmatrix}; \\ [M_f]_r &= [M_f \cos \gamma \quad k_{ba} M_f \cos(\gamma - 120^\circ) \quad k_{ca} M_f (\gamma - 240^\circ)]. \end{aligned} \right\} (15)$$

Введем для уравнения (9) преобразования, в некотором смысле подобные преобразования А. А. Горева:

$$\left. \begin{aligned} [U] &= [y] [u]; \quad [I] = [z] [i]; \\ [u_d] &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \gamma k_{ab} \cos(\gamma - 120^\circ) & k_{ac} \cos(\gamma - 240^\circ) \\ \sin \gamma k_{ab} \sin(\gamma - 120^\circ) & k_{ac} \sin(\gamma - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} k_{ab} & \frac{1}{2} k_{ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}; \quad [i] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \gamma k_{ba} \cos(\gamma - 120^\circ) & k_{ca} \cos(\gamma - 240^\circ) \\ \sin \gamma k_{ba} \sin(\gamma - 120^\circ) & k_{ca} \sin(\gamma - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} k_{ba} & \frac{1}{2} k_{ca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\} (16)$$

где

$$k_{ab} = \frac{1}{k_{ba}}; \quad k_{ac} = \frac{1}{k_{ca}}.$$

Еще раз подчеркнем, что мы вправе выбрать эти два преобразования, так как заранее не оговариваем конечного вида уравнений (вида фиктивной машины), а следовательно, не вводим каких-либо соотношений для активных сопротивлений и индуктивностей. По этой же причине матрицы $[y]$ и $[z]$ могут не подчиняться условию (5), как это требовалось при переходе от уравнения (1) к уравнениям (3).

Дальнейшие вычисления требуют обратного преобразования для токов; вычисляя матрицу, обратную $[z]$, получим:

$$[i] = [z]^{-1} [I], \quad [z]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & & \\ & \sin \gamma & \\ & & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_{ab} \cos(\gamma - 120^\circ) & k_{ab} \sin(\gamma - 120^\circ) & k_{ab} \\ k_{ac} \cos(\gamma - 240^\circ) & k_{ac} \sin(\gamma - 240^\circ) & k_{ac} \end{bmatrix}. \quad (17)$$

Чтобы применить введенные преобразования (16) к уравнениям (10), можно воспользоваться методикой А. А. Горева⁴, но результат достигается быстрее с помощью матричного метода.

В сокращенной записи уравнения (9) таковы:

$$[u] = [r] [i] + \frac{d}{dt} \{ [L] [i] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_f] i_f \}. \quad (18)$$

Подставив в (18) вместо матрицы $[i]$ ее выражение из (17) и умножив уравнение слева на матрицу $[y]$, найдем

$$\begin{aligned} [U] &= ([y] [r] [z]^{-1}) [I] + ([y] [L] [z]^{-1}) \frac{d}{dt} [I] + \\ &+ \left\{ [y] \frac{d}{dt} ([L] [z]^{-1}) \right\} [I] + ([y] [M_f]) \frac{di_f}{dt} + \\ &+ \left([y] \frac{d}{dt} [M_f] \right) i_f. \end{aligned} \quad (19)$$

Используя также три последних соотношения (13) и преобразования для токов (16), приходим к выводу, что сумма $M_{afi_a} + M_{bfi_b} + M_{cfi_c}$, входящая в уравнение ротора (10), равна $3/2 M_f i_a$. Тщательно проведя все необходимые вычисления матричных произведений в (19), убеждаемся, что (9) и (10) после преобразования приобретают вид:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= r_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + \dot{\gamma} L_q i_q + M_f \frac{di_f}{dt}; \\ u_q &= r_a i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \dot{\gamma} L_a i_a - \dot{\gamma} M_f i_f; \\ u_0 &= r_a i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt}; \\ u_f &= r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + \frac{3}{2} M_f \frac{di_a}{dt}, \end{aligned} \right\} (20)$$

⁴ Горев А. А. Переходные процессы синхронной машины. М., Госэнергиздат, 1950.

где

$$\begin{aligned} L_a' &= L_a - M + \frac{3}{2} \Delta L_a, & L_q &= L_a - M - \\ & - \frac{3}{2} \Delta L_a, & L_o &= L_a + 2M. \end{aligned} \quad (21)$$

Заметим, что существенным условием, которое принималось при вычислениях, было

$$\alpha L = \beta M. \quad (22)$$

Ниже мы покажем его правомерность, а сейчас остановимся на полученном результате. Уравнения (20) полностью совпадают по форме (по существу могут не совпадать) с уравнениями А. А. Горева обычной симметричной явнотолковой синхронной машины, имеющей параметры $r_a, L_a, M, \Delta L_a, r_f, L_f$. Стало быть, уравнения несимметричной синхронной машины I по форме сводятся к уравнениям симметричной машины, т. е. несимметричная машина I может быть представлена эквивалентной симметричной, однако мы пока не знаем, является ли она симметричной машиной II (В. Г. Ломинадзе) или машиной IV (Г. М. Махарадзе). Отсюда ясен смысл нашей оговорки «по форме».

Пусть некоторой симметричной машине отвечают переменные

$$u'_a, u'_q, u'_o, u'_f, i'_a, i'_q, i'_o, i'_f.$$

Положим, что выполняются равенства:

$$u_a = u'_a; u_q = u'_q; u_o = u'_o; u_f = u'_f. \quad (22a)$$

Тогда, поскольку уравнения (20) не отличаются от уравнений обычной симметричной машины, при прочих равных условиях (равенство параметров и начальных условий) решения обеих систем уравнений будут совпадать:

$$i_a = i'_a; i_q = i'_q; i_o = i'_o; i_f = i'_f. \quad (23)$$

Но уравнения обычной симметричной машины приводятся к форме (20) с помощью известных преобразований А. А. Горева. Учитывая это, а также соотношения (16), (22) и (23), получаем:

$$\left. \begin{aligned} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \gamma k_{ab} \cos(\gamma - 120^\circ) k_{ac} \cos(\gamma - 240^\circ) \\ \sin \gamma k_{ab} \sin(\gamma - 120^\circ) k_{ac} \sin(\gamma - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} k_{ab} & \frac{1}{2} k_{ac} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \gamma \cos(\gamma - 120^\circ) \cos(\gamma - 240^\circ) \\ \sin \gamma \sin(\gamma - 120^\circ) \sin(\gamma - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u'_a \\ u'_b \\ u'_c \end{bmatrix}; \\ \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \gamma k_{ba} \cos(\gamma - 120^\circ) k_{ca} \cos(\gamma - 240^\circ) \\ \sin \gamma k_{ba} \sin(\gamma - 120^\circ) k_{ca} \sin(\gamma - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} k_{ba} & \frac{1}{2} k_{ca} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \gamma \cos(\gamma - 120^\circ) \cos(\gamma - 240^\circ) \\ \sin \gamma \sin(\gamma - 120^\circ) \sin(\gamma - 240^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_a \\ i'_b \\ i'_c \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Из равенств (24) непосредственно следует:

$$\left. \begin{aligned} u_a = u'_a; k_{ab} u_b = u'_b; k_{ac} u_c = u'_c; \\ i_a = i'_a; k_{ba} i_b = i'_b; k_{ca} i_c = i'_c. \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

При этом параметры фиктивной и реальной симметричной машин удовлетворяют соотношениям:

$$r'_a = r'_b = r'_c = r_a; L'_a = L'_b = L'_c = L_a; M' = M; \Delta L'_a = \Delta L_a;$$

$$\Delta M' = \Delta M,$$

что эквивалентно равенствам:

$$r'_a = r'_b = r'_c = r_a; \omega'_a = \omega'_b = \omega'_c = \omega_a. \quad (26)$$

Таким образом, одновременно справедливы выражения (25) и (26), но они в совокупности и составляют преобразования, предложенные В. Г. Ломинадзе. Корректность преобразований доказана.

Теперь об условии (22). Согласно равенствам (12) и (13) имеем:

$$\alpha L = \frac{\Delta L_a}{k_L w_a^2} k_L w_a^2 = \Delta L_a; \quad \beta M = \frac{\Delta M_{ab}}{k_m w_a w_b} k_m w_a^2 = \Delta M_{ab} k_{ab}.$$

Так как β есть конструктивная константа, не зависящая от числа витков, то должно быть $\Delta M_{ab} = k_{\Delta} w_a w_b$, что приводит к равенству:

$$\beta M = k_{\Delta} w_a w_b k_{ab} = k_{\Delta} w_a^2 = \Delta M,$$

где ΔM соответствует коэффициенту взаимной индукции между обмотками фаз a и b при условии что фаза b имеет число

витков w_a . Соотношение $\alpha L = \beta M$ выливается, таким образом, в известное условие $\Delta L_a = \Delta M$ преобразуемости уравнений симметричной явнотолковой синхронной машины к виду (20).

А. А. Горев указывал, что это соотношение для реальных машин выполняется практически точно. Следовательно, если для симметричных машин мы принимаем $\Delta L_a = \Delta M$, то вправду для несимметричных машин типа I принять $\alpha L = \beta M$.

Вернемся к вопросу о том, какую симметричную машину описывают уравнения (20) — II или IV. Из предыдущего ясно, что для ответа на этот вопрос необходимо выяснить, существует ли для уравнений (20) дополнительная зависимость $[u'] = f([i'])$.

Полные напряжения, приложенные к контурам несимметричной машины I, определяются выражениями:

$$u_a = u_{a\infty} - u_n; \quad u_b = u_{b\infty} - u_n; \quad u_c = u_{c\infty} - u_n, \quad (27)$$

где $u_{a\infty}, u_{b\infty}, u_{c\infty}$ являются функциями только времени, а u_n — потенциал нейтрали.

Если нулевой провод (заземленная нейтраль) у машины имеется, то $u_n = 0$. В этих условиях зависимость $[u] = f([i])$ отсутствует и в силу преобразований (25) будет отсутствовать зависимость $[u'] = f([i'])$. Таким образом, при наличии заземленной нейтрали фиктивная машина является симметричной по В. Г. Ломинадзе и симметричной по Г. М. Махарадзе. Кстати, Г. М. Махарадзе утверждает, что если бы преобразование несимметричной машины в симметричную существовало, то оно было бы многозначным. Это действительно так. Преобразования В. Г. Ломинадзе представляют собой частный случай преобразования, приводящего к фиктивной симметричной машине. Вместо коэффициентов 1, k_{ab}, k_{ac} можно ввести коэффициенты $\lambda, \lambda k_{ab}, \lambda k_{ac}$, и при любом, не равном нулю λ , они будут приводить к симметрии фиктивной машины.

В рассматриваемом случае достигается и линеаризация исходных уравнений, так как удовлетворяются все условия определения VI. Действительно, уравнения (20), если их за-

писать в матричной форме, полностью соответствуют уравнениям (8), и, как нетрудно увидеть, зависимость $[U] = f([I])$ отсутствует.

Пусть теперь нейтраль машины изолирована, тогда для определения неизвестной величины u_n требуется дополнительное соотношение. Таковым является первый закон Кирхгофа для нейтрали $i_a + i_b + i_c = 0$. Посмотрим, как обстоит дело с реальной симметричной машиной. Для этого обратимся к уравнению А. А. Горева для нулевой составляющей тока

$u_o = r i_o + L_o \frac{di_o}{dt}$. Так как $i_o = 1/3(i_a + i_b + i_c)$, то $i_o = 0$, и уравнение вырождается в равенство $u_o = 0$.

Преобразования А. А. Горева для u_o дают $u_o = 1/3(u_{a\infty} + u_{b\infty} + u_{c\infty}) - u_n = 0$, откуда $u_n = 1/3(u_{a\infty} + u_{b\infty} + u_{c\infty})$, т. е. потенциал нейтрали зависит только от времени. У фиктивной симметричной машины уравнение для нулевой составляющей такое же, но согласно (16) величина i_o определяется как $i_o = 1/3(i_a + k_{ba} i_b + k_{ca} i_c)$, причем так

как $k_{ba} \neq 1, k_{ca} \neq 1$, то $i_o \neq 0$, и уравнение для нулевой составляющей не вырождается, что весьма существенно. С учетом преобразований (16) и выражений (27) это уравнение приобретает вид:

$$u_{o\infty} - k_w u_n = r i_o + L_o \frac{di_o}{dt}, \quad (28)$$

где

$$u_{o\infty} = \frac{1}{3}(u_{a\infty} + k_{ab} u_{b\infty} + k_{ac} u_{c\infty}); \quad k_w = \frac{1}{3}(1 + k_{ab} + k_{ac}).$$

Используя указанные соотношения, легко найти, что

$$u_n = \frac{1}{k_w} \left[u_{0\infty} + (1 - k_{ba}) \left(ri_b + L_0 \frac{di_b}{dt} \right) + (1 - k_{ca}) \left(ri_c + L_0 \frac{di_c}{dt} \right) \right].$$

Последнее соотношение с учетом преобразований (25) приводит к следующему результату:

$$\left. \begin{aligned} u'_a &= u_{a\infty} - \frac{1}{k_w} \left[u_{0\infty} + \frac{1 - k_{ba}}{k_{ba}} \left(ri'_b + L_0 \frac{di'_b}{dt} \right) + \frac{1 - k_{ca}}{k_{ca}} \left(ri'_c + L_0 \frac{di'_c}{dt} \right) \right]; \\ u'_b &= k_{ab} u_{b\infty} - \frac{k_{ab}}{k_w} \left[u_{0\infty} + \frac{1 - k_{ba}}{k_{ba}} \left(ri'_b + L_0 \frac{di'_b}{dt} \right) + \frac{1 - k_{ca}}{k_{ca}} \left(ri'_c + L_0 \frac{di'_c}{dt} \right) \right]; \\ u'_c &= k_{ac} u_{c\infty} - \frac{k_{ac}}{k_w} \left[u_{0\infty} + \frac{1 - k_{ba}}{k_{ba}} \left(ri'_b + L_0 \frac{di'_b}{dt} \right) + \frac{1 - k_{ca}}{k_{ca}} \left(ri'_c + L_0 \frac{di'_c}{dt} \right) \right]. \end{aligned} \right\} (29)$$

Таким образом, в случае изолированной нейтрали дополнительная зависимость $[u'] = f(i')$ существует, а следовательно, машина симметрична лишь в смысле В. Г. Ломинадзе. Невозможной становится и линеаризация исходных уравнений.

Математически несложные выкладки показывают, что зависимость $[u'] = f(i')$ влечет за собой для рассматриваемой машины и зависимость $[U] = f(I)$, причем эта зависимость содержит гармонические коэффициенты аргумента γ .

О применимости метода симметричных составляющих к фиктивной симметричной машине В. Г. Ломинадзе. По-видимому, вопрос о корректности метода симметричных составляющих (м. с. с.) в данном случае возник не как самостоятельный, а как следствие недоверия к преобразованиям В. Г. Ломинадзе. Действительно, уравнения, полученные В. Г. Ломинадзе при постоянстве параметра γ (скорость вращения ротора), а именно это условие принимается, являются линейными уравнениями с гармоническими коэффициентами. Метод симметричных составляющих базируется на принципе суперпозиции, справедливом применительно к любым линейным уравнениям. Когда уравнения содержат гармонические коэффициенты, а решения — спектр гармоник, расчет, как правило, ведут приближенно, по основной гармонике, пренебрегая высшими. Это же делает и В. Г. Ломинадзе, не внося никаких новых допущений по сравнению с известными. Отсюда ясно, что применение м. с. с. не должно встречать никаких возражений.

О справедливости результатов, полученных В. Г. Ломинадзе с помощью м. с. с. Можно легко проверить результаты В. Г. Ломинадзе, поскольку в наших руках строгий аппарат для решения — уравнения (20). Последовательно рассмотрим все случаи, о которых идет речь в статье В. Г. Ломинадзе.

а) *Трехфазное к. з. на чейтраль.* Как уже говорилось, при наличии нейтрали имеем $u_n = 0$. Отсюда следует, что $u'_a = u'_q = u'_o = 0$, а так как $u'_f = \text{const}$, то для установившегося

режима выполняются условия $\frac{di'_a}{dt} = \frac{di'_q}{dt} = \frac{di'_o}{dt} = \frac{di'_f}{dt} = 0$.

Ради простоты пренебрежем активными сопротивлениями старторных цепей, тогда система уравнений (20) при указанных соотношениях принимает вид:

$$i'_q = 0; \quad i'_o = 0; \quad -\gamma x_a i'_a - \gamma x_a i'_f = 0; \quad u'_f = r_f i'_f, \quad (30)$$

где

$$x_a = \omega_0 L_a, \quad x_{af} = \omega_0 M_f, \quad \gamma = \frac{\dot{\gamma}}{\omega_0}; \quad (31)$$

ω_0 — некоторая круговая базисная частота, на которой измеряются сопротивления машины (скажем, синхронная для данной машины частота).

Из (30) получаем

$$i'_a = -\frac{\gamma x_{af} i'_f}{r_f \gamma x_a}. \quad (32)$$

Здесь величина $\frac{\gamma x_{af}}{r_f} u'_f$ суть э. д. с. e'_a , наводимая током ротора в фиктивной оси d статора при скорости вращения ротора $\dot{\gamma}$, а γx_a — сопротивление по оси d статора при этой скорости.

Так как $\dot{\gamma} = \text{const}$, то $\gamma = \dot{\gamma} t + \gamma_0$, где γ_0 — то начальное угловое положение ротора, при котором произошло трехфазное к. з. Используя обратные преобразования (17) и найденное решение (32), получаем реальные токи несимметричной машины:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= -\frac{e'_a}{\gamma x_a} \cos(\dot{\gamma} t + \gamma_0); \\ i_b &= -\frac{e'_a}{\gamma x_a} k_{ab} \cos(\dot{\gamma} t + \gamma_0 - 120^\circ); \\ i_c &= -\frac{e'_a}{\gamma x_a} k_{ac} \cos(\dot{\gamma} t + \gamma_0 - 240^\circ). \end{aligned} \right\} (33)$$

Намагничивающие силы, создаваемые обмотками реальной несимметричной машины:

$$\begin{aligned} H_a &= i_a \omega_a = -\frac{e'_a \omega_a}{\gamma x_a} \cos(\dot{\gamma} t + \gamma_0); \quad H_b = i_b \omega_b = \\ &= -\frac{e'_a \omega_a}{\gamma x_a} \cos(\dot{\gamma} t + \gamma_0 - 120^\circ); \quad H_c = i_c \omega_c = \\ &= -\frac{e'_a \omega_a}{\gamma x_a} \cos(\dot{\gamma} t + \gamma_0 - 240^\circ). \end{aligned} \quad (34)$$

Мы видим, что токи создают в зазоре машины, несмотря на несимметрию обмоток, симметричную систему н. с., приводящую к образованию кругового вращающегося поля. Это положение сохранится и при учете активных сопротивлений статора, ибо по условию постоянны во времени старторных контуров одинаковы, и, значит, все три тока i_a, i_b, i_c получат одинаковые дополнительные фазовые сдвиги.

В рассматриваемом случае м. с. с. дает в комплексной записи:

$$i'_{a1} = \frac{e'_{a1}}{j \gamma x_a}, \quad i'_{a2} = i'_{a0} = 0, \quad (35)$$

и если в (35) положить, как это и следует сделать, $|e'_{a1}| = e'_a$, $x_a = x_d$, то при переходе к функциям времени и реальным переменным получим в точности соотношения (33) и (34).

В своей критической статье Г. М. Махарадзе классифицирует результат (34) как самый фантастический, очевидно, не понимая физической сущности процессов, протекающих в машине при трехфазном к. з. на нейтраль. Сущность же эта весьма проста. В силу геометрической симметрии в расположении фаз все три фазные э. д. с. сдвинуты относительно друг друга на $2\pi/3$ электрических градусов, а величина каждой э. д. с. пропорциональна числу витков фазы. Ввиду того, что имеется нулевой провод, фазные токи не зависят друг от друга; каждый из них определяется своей фазной э. д. с. и своим фазным сопротивлением, которое пропорционально квадрату числа витков фазы. Из этого следует, что каждый фазный ток обратно пропорционален числу витков своей фазы, а так как н. с. пропорциональна произведению тока фазы на число витков фазы, то она не зависит от числа витков вообще. Фазовые сдвиги между н. с., как определяемые только фазовыми сдвигами между э. д. с., также будут составлять $2\pi/3$ электрических градусов, поэтому мы и получаем полностью симметричную систему н. с. и круговое вращающееся поле.

б) *Трехфазное к. з. при изолированной нейтрали.* В данном случае $u_n \neq 0$ и заранее нам неизвестно, поэтому неизвестны и левые части уравнений (20). Величина u_n будет иметь бесконечный спектр гармонических с основной гармоникой частоты $\dot{\gamma}$. Пренебрегая высшими гармоническими, полагаем, что

$$u_n = u_{n1} \cos \dot{\gamma} t + u_{n2} \sin \dot{\gamma} t. \quad (36)$$

По (36) и преобразованиям (16) найдем u'_a, u'_q и u'_o . Теперь уравнения (20) можно решить и найти токи i'_a, i'_q, i'_o как функции величин u_{n1} и u_{n2} . Переходя затем к реальным переменным i_a, i_b, i_c , в которых также следует пренебречь высшими гармоническими, и учитывая, что при изолированной нейтрали справедливо $i_a + i_b + i_c = 0$, найдем значения

i_{n1} и i_{n2} , выраженные через напряжение возбуждения $u_f = u'_f$ и параметры машины. То обстоятельство, что из одного соотношения мы находим две неизвестные величины, объясняется тем, что фактически уравнение $i_a + i_b + i_c = 0$, как содержащее ортогональные функции $\cos \gamma t$ и $\sin \gamma t$, распадается на два независимых уравнения. Для упрощения расчета следует также пренебречь активными сопротивлениями статора, а для гармонических составляющих тока i_f еще и активным сопротивлением r_f . В результате расчета мы получим выражения для токов фаз:

$$i_{a,b,c} = F_{a,b,c}(e'_{a'}, x_a, x_q, x_0); \quad e'_{a'} = \frac{\gamma x_{af}}{r_f} u_f. \quad (37)$$

Из-за ограниченного объема этой статьи мы не можем привести ни подробностей расчета, ни полных выражений для токов. Укажем лишь, что если использовать для расчета этого вида к. з. м. с. с., то, полагая

$$|e'_{a'}| = e'_{a'}; \quad x_1 = x_a; \quad x_2 = \frac{2x'_{a'}x_q}{x'_{a'} + x_q}; \quad x_0 = \omega_0(L_a + 2M), \quad (38)$$

получим выражения для токов, полностью соответствующие выражениям, найденным из (20). Известно, что параметры обычных симметричных синхронных машин при расчете процессов по м. с. с. как раз и находят по формулам (38). Следовательно, и в этом случае В. Г. Ломинадзе получил правильный результат.

в) *Двухфазное к. з. на нейтраль*. В этом случае В. Г. Ломинадзе рассматривает замыкание на нейтраль фаз a и b при разомкнутой фазе c . Результат им был получен переходом к пределу при стремлении числа витков фазы c к нулю в режиме трехфазного к. з. с изолированной нейтралью. Если $\omega_c \rightarrow 0$, то цепь фазы c вырождается в нейтраль. С физической точки зрения здесь все правильно, однако математически этот предельный переход не обоснован, поэтому справедливо

сомнение, что он может привести к результату, отличному от полученного расчетом при реально разомкнутой фазе c . Заметим, что вопрос о предельном переходе является самостоятельным и не связан с м. с. с. Он вызвал бы сомнение и в том случае, если устремить ω_c к нулю и в выражениях (37), полученных с помощью уравнений (20).

Проверить результат В. Г. Ломинадзе можно двумя способами: с помощью уравнений (20) и по м. с. с. при включении в цепь фазы с такого источника э. д. с. E_c , при котором $i_c = 0$, что и равносильно размыканию фазы. Как и в предыдущем случае, следует пренебречь высшими гармоническими в составе э. д. с. E_c и токов i_a, i_b, i_c . Конкретные расчеты показывают, что оба способа, если принять соотношения (38), дают один и тот же результат, который совпадает с результатом, полученным В. Г. Ломинадзе с помощью предельного перехода.

Выводы. 1. Преобразования, предложенные В. Г. Ломинадзе, верны и приводят в общем случае к эквивалентной фиктивной симметричной машине, соответствующей определению II, а при наличии нулевого провода — к фиктивной симметричной машине, соответствующей определению IV, т. е. к машине, симметричной в общепринятом смысле.

2. Исходные уравнения несимметричной машины линеаризуются в смысле определения VI только при наличии нулевого провода.

3. Все результаты, полученные В. Г. Ломинадзе с помощью м. с. с. и приведенные в его статье («Электричество», 1966, № 3), правильны.

4. Утверждение Г. М. Махарадзе о неприводимости в общем случае несимметричной машины I к машине IV верно, но оно не имеет отношения к преобразованиям В. Г. Ломинадзе.

5. Ответы В. Г. Ломинадзе на возражения Г. М. Махарадзе по всем пунктам дискутируемого вопроса следует признать правильными.

ОТ РЕДАКЦИИ

Редакция согласна с принципиальными положениями статьи Блоцкого Н. Н. и Шакарьяна Ю. Г. и считает дискуссию по статье Ломинадзе В. Г. («Электричество», 1966, № 3) законченной.



По страницам технических журналов¹

Электроэнергетика ФРГ с 1960 по 1973 гг. — «Elektrotechn. Z.», 1973, В 25, № 5, с. 90—91; № 6, с. 123; «Elektrizität» (BRD), 1973, 23, № 3, с. 54; «El. Rev.» (Gr. Brit.), 1973, 192, № 9, с. 312; «Elektrotechnik», 1973, 55, № 5, с. 54. Общая выработка и потребление электроэнергии в ФРГ за период 1960—1971 гг. более чем удвоились (см. таблицу). Ниже приведены данные по выработке электроэнергии (в млрд. кВт·ч) на различных типах электростанций:

Годы	ГЭС	ТЭС	АЭС
1960	13	103,4	—
1962	12,5	122,8	0,1
1964	12,1	152,6	0,1
1966	17,0	160,6	0,3
1968	16,8	184,7	1,8
1970	17,8	218,8	6,0
1971	14,0	239,8	5,8

Общее потребление электроэнергии в 1960 г. составило 104,3, а в 1970 г. — 218,6 млрд. кВт·ч. В 1971 г. суммарная установленная мощность всех электростанций в ФРГ достигла 54 тыс. Мвт, из них районных электростанций — 35 589 Мвт,

¹ В данном номере дается обзор ряда материалов 7—9 выпусков за 1973 г. РЖ ВИНТИ АН СССР «Электрические станции, сети и системы».

промышленных — 17 524 Мвт. Подавляющая часть всех ТЭС работает на каменном и буром углях (около 63%), остальные — на жидком топливе и газе. Доля АЭС (в настоящее время 2,9%) к 1980 г. увеличится до 20%. Структура электропотребления в ФРГ в 1971 г. характеризовалась преимущественной долей потребления в промышленности (137,2 Твт·г — 51,7%) и жилищно-бытовом секторе (48,5 Твт·ч — 25,8%); удельный вес потребления в сельском хозяйстве составлял всего лишь 2,9%. Суммарные капиталовложения в энергетику в 1972 г. оценивались в 7,7 млрд. марок ФРГ, в том числе 3 020 — в электростанции, 3 800 — в передающие и распределительные сети и 880 — прочие расходы. Электроэнергетическими объединениями общего пользования ФРГ на 1973 г. планировались капитальные вложения в 8,5 млрд. марок ФРГ (увеличение по сравнению с 1972 г. на 12%). В 1972 г. потребление электроэнергии возросло на 8,5% и достигло 221,1 млрд. кВт·ч. Импорт электроэнергии в 1972 г. в ФРГ возрос до 18,2 млрд. кВт·ч, а экспорт уменьшился и составлял 6,7 млрд. кВт·ч. Превышение импорта над экспортом составляет 11,5 млрд. кВт·ч (в 1971 г. — 6,6 млрд. кВт·ч), что значительно выше уровня предыдущих лет.

Сеть 400 кВ во Франции: современное состояние, прогнозирование развития. «Proc. Amer. Power Conf. Vol. 34». Chicago, Ill., 1972, с. 836—843. Рассматриваются вопросы развития сети класса 400 кВ во Франции за период 1958—1971 гг., а также прогнозируется развитие до 2000 г.: роста мощности электроэнергетических систем, протяженности ВЛ и мощности трансформаторного оборудования (см. таблицу). После 1972 г. в электроэнергетических системах Франции намечено внедрение оборудования класса 730 и 1 000 кВ.

Изменение параметров электроэнергетической системы 400 кв Франции и прогноз ее развития до 2000 г.

Годы	Пиковая нагрузка, Гвт	Максимум установленной мощности, Гвт		Протяженность ВЛ 400 кв, км	Мощность трансформаторов 400/225 кв, Гва
		ГЭС	ТЭС		
1955	8,9	7,95	6,7	—	—
1960	12,9	10,2	10,3	524	1,5
1965	17,5	12,7	13,5	2 805	6,0
1970	23,3	15,2	21,2	4 491	9,6
1985	71,2	21,6	67,8	11 500	47,7
2000	165,0	35,0	178,0	35 000	180,0

Обмен электроэнергией в Западной Европе. — *Elektrotechnik*, 1973, 55, № 6, с. 55. Обмен электроэнергией между шестью первоначальными членами ЕЭС («Общий рынок»), а также Австрией и Швейцарией, т. е. странами, входящими в Союз по координированию производства и передачи электроэнергии (УСРТЕ) в 1972 г. продолжал возрастать. Мощность объединенных сетей названных стран возросла к середине 1972 г. на 5,6% — до 28 100 Мва; мощность ВЛ связи с соседними странами (Данией, СФРЮ, ЧССР и ВНР) увеличилась на 12% — до 3 700 Мв · а. Обмен внутри стран объединения повысился в 1971 г. на 7,5% и достиг 31 785 Гвт · ч, что составляло 4,9% всей произведенной в этих странах электроэнергии. Экспорт электроэнергии в третьи страны — Данию, ГДР, Великобританию, СФРЮ, Испанию, ЧССР и ВНР — сократился в 1971 г. на 41,5%, а импорт, наоборот, увеличился на 49%. Обмен между ФРГ и соседними странами возрос на 14,7 Твт · ч (5,8%) по импорту и на 8,1 Твт · ч (30,6%) по экспорту.

Обмен мощностью в электроэнергетической системе American Electric Power, США. — *Proc. Amer. Power Conf. Vol. 34*. Chicago, Ill., 1972, с. 925—932. Discuss., 945—967. Объединенная электроэнергетическая компания American Electric Power (AEP) владеет акциями семи компаний, энергосистемы которых объединены и эксплуатируются как единая система. AEP обслуживает в семи штатах США 1 677 тыс. потребителей в сельской местности и небольших городах. В 1971 г. максимум нагрузки системы достиг 10 917 Мвт при коэффициенте использования максимума, равном 70%. За последние 10 лет число потребителей возросло на 18%, нагрузка системы удвоилась, обмен энергией с соседними системами увеличился в 5 раз. Для повышения надежности, оптимизации использования ресурсов и обеспечения возможности взаимовыгодного обмена мощностью и энергией AEP имеет 118 межсистемных связей с 23 компаниями. В числе связей 32 на 345 кв, 4 на 500 кв и 2 па 765 кв. Общая мощность генераторов всех систем, с которыми связана AEP, составляет 85 Гвт. Создание ВЛ 765 кв в AEP и кольцевых сетей 500 кв в примыкающих на юге и востоке системах привело к значительному повышению надежности всего объединения. Производится также обмен с системами, не имеющими непосредственной связи с AEP, путем использования ВЛ соседних систем.

Агрегат аварийного питания электроэнергией. — *MM — Maschinenmarkt*, 1973, 79, № 28, с. 566—567. Сообщается об агрегатах аварийного питания (ААП) для обеспечения бесперебойного снабжения электроэнергией производства и покрытия пиковых нагрузок. Агрегат состоит из приводного механизма (бензиновый или дизельный двигатель), генератора, рамы и шкафа управления. В качестве генераторов применяются трехфазные машины с самовозбуждением. В настоящее время большое применение находят бесщеточные синхронные генераторы с электронным устройством автоматического регулирования; используются также асинхронные машины, так как по сравнению с синхронными они имеют некоторые преимущества (простота обслуживания и надежность в работе). Агрегаты небольшой мощности (до 10 кв · а) монтируются на трубчатой раме, большей мощности (до 250 кв · а) — на бетонном фундаменте. В простейшем случае пуск ААП осуществляется вручную. При этом перерыв в электроснабжении составляет 1 мин, если такой перерыв не допустим, применяется автоматический пуск агрегата. При нормальном электроснабжении потребитель подключен к сети. Специальное автоматическое устройство контролирует напряжение сети. При исчезновении напряжения это устройство действует на пускатель приводного двигателя. Отключается автоматический

выключатель, который соединял потребителя с сетью; после достижения генератором номинального напряжения выключатель включается. При восстановлении напряжения сети автоматическое устройство производит обратное переключение потребителя на питание от сети. В случаях, когда перерыв в электроснабжении недопустим, применяются так называемые быстродействующие устройства включения ААП, позволяющие произвести пуск двигателя в течение 0,15—0,5 сек.

Сверхпроводящая кабельная линия переменного тока. — *Proc. Appl. Supercond. Conf., Annapolis, Md, 1972*. New York, N. Y., 1972, с. 194—201. В результате выполнения программы предварительных исследований, проведенных Linde Division of the Union Carbide Corporation (LDCC, США) по заказу Electric Research Council (ERC) в 1968—1969 гг. было доказано, что потери на переменном токе в ниобии, нанесенном на медную или алюминиевую подложку гальваническим способом, достаточно малы. Кроме того, экономический анализ показал, что при передаваемых мощностях свыше 2 000 Мв · а капитальные затраты и капитализированные эксплуатационные расходы на сверхпроводящую подземную кабельную линию переменного тока составят менее 50% стоимости криогенной или обычной кабельной линии с принудительным охлаждением такой же мощности. На основе результатов предварительных исследований LDCC предложила ERC программу разработки промышленной сверхпроводящей кабельной линии переменного тока, рассчитанную на 12,5 лет и включающую в себя дополнительные исследования и разработки (3,5 года), изготовление и монтаж опытной сверхпроводящей кабельной линии (2 года), полевые испытания на опытной линии (4 года), внесение модификаций и окончательное проектирование (2 года), строительство промышленной сверхпроводящей кабельной линии. Первый этап этой программы начат в ноябре 1971 г. и финансируется ERC. На этом этапе будет проведен анализ требований к сверхпроводящей кабельной линии со стороны электроэнергетической системы, разработка системы электрической изоляции сверхпроводящего кабеля, разработка системы сверхпроводников в кабеле, их конфигурации, соединений, концевых устройств, системы тепловой изоляции и выбор системы рефрижераторных установок.

Исследование потерь энергии в металлической оболочке, окружающей силовую кабель. — *Bull. Dig. et etud. rech.* 1972, В, № 2, с. 45—70. Известные эмпирические формулы, полученные путем калориметрических измерений, учитывают в основном влияние диаметра оболочки, расстояние между фазами и полное сопротивление кабеля. Основанный на решении уравнений Максвелла теоретический анализ, позволил учесть влияние толщины оболочки, частоты и силы тока в кабеле, роль материала оболочки. Расчетная схема предполагает симметричное расположение трех жил под углом 120°. Рассмотрены оболочки из немагнитного и ферромагнитного материалов. Показано, что с ростом магнитной проницаемости потери уменьшаются; потери на гистерезис значительно меньше потерь проводимости; потери при частоте 50 гц составляют около 0,77% потерь при частоте 60 гц. Уменьшение толщины оболочки несколько снижает потери, однако при выборе толщины решающее влияние оказывают условия механической прочности. С ростом тока кабеля в случае оболочки из ферромагнетика происходит насыщение, вследствие чего потери возрастают.

Динамические характеристики систем возбуждения синхронных машин. — *IEEE Trans. Power Appar. and Syst.*, 1973, 92, № 1, с. 64—75. В связи с тем, что передаточные функции, используемые в «стандартизованном» представлении систем возбуждения (СВ) синхронных машин, рекомендуемом для применения в программах ЦВМ, выражаются с помощью параметров, располагающихся в комплексной плоскости, а практический интерес представляют характеристики, выражающие законы изменения параметров СВ во времени, имеется некоторая неясность преобразований, происходящих при переходе от частотных к временным характеристикам СВ. С целью пояснения этих преобразований на примерах простейших блок-схем разомкнутых и замкнутых систем АРВ синхронных машин рассмотрен процесс формирования передаточных функций регулируемых СВ с использованием преобразования Лапласа, связывающего функции времени с функциями комплексной частоты. Подробно рассмотрен числовой пример, поясняющий методику использования диаграмм Боде, иллюстрирующих взаимосвязь коэффициентов усиления, фазы и частоты входного и выходного сигналов системы АРВ и дающих способ нахождения репрезентативных переходных функций АРВ по данным экспериментального измерения частотной характеристики. Поясняется сущность метода корневого годографа, по-

звляющего по расположению полюсов и нулей передаточной функции регулируемой СВ определить основные параметры этой системы: время регулирования, время запаздывания, величину перерегулирования, время вхождения в зону заданной точности регулирования. На примере произведен анализ и показана возможность аппроксимации указанного метода применительно к задачам регулирования синхронных машин.

Сообщение об исследованиях по проекту ультравысоких напряжений. — «Transmiss. and Distrib.», 1973, 25, № 1, с. 52—53. Результаты трех лет интенсивных исследований, проведенных American Electric Power, Allmanna Svenska Elektriska Aktiebolaget (ASEA) и Ohio Brass Co. вкратце сводятся к следующему: 1) уровень коммутационных перенапряжений 1,5 отн. ед. в настоящее время достижим; 2) аппараты и машины для электропередач ультравысокого напряжения могут быть построены (сооружен прототип трансформатора 1 500 кВ; 3) коронным разрядом на оборудовании ВЛ и подстанций можно управлять; 4) не существует теоретического или практического предела повышения номинального напряжения ВЛ.

В таблице приведены необходимые минимальные расстояния между проводом и землей в пролете ВЛ при уровне коммутационных перенапряжений 1,5 отн. ед.

Номинальное напряжение, кВ . . .	1 250	1 500	1 750	2 000
50%-е разрядное напряжение, кВ	1 525	1 835	2 145	2 455
Габарит провод—земля в пролете, м	8	11	14	19

Влияние транспозиции проводов на величины внутренних перенапряжений при АПВ ВЛ 1 050 кВ. — «IEEE Trans. Power Appar. and Svst.», 1973, 92, № 1, 25—29. Discuss., 29—30. Компании CESI и ENEL (Милан, Италия) провели на анализаторе переходных процессов (АПП) исследования перенапряжений при АПВ на ВЛ 1 050 кВ без транспозиции с анализом возможных различий внутренних перенапряжений на трех фазах этой ВЛ. Рассмотрено также влияние различных методов моделирования ВЛ на АПП. Различия вероятностных распределений перенапряжений на трех фазах ВЛ без транспозиции малы и не имеют практического значения. При отсутствии шунтовых реакторов на ВЛ для исследования внутренних перенапряжений при АПВ обычный метод моделирования ВЛ без транспозиции при помощи ряда идеальных полностью симметричных секций полностью подходит для получения надежных вероятностных распределений перенапряжений. Если к исследуемой ВЛ подключены шунтовые реакторы, правильные величины внутренних перенапряжений при АПВ получаются в том случае, если учитывается только асимметрия емкостей ВЛ, т. е. обеспечивается правильное воспроизведение колебательных напряжений, обусловленных остаточными зарядами. Сложные методы моделирования с использованием всех возможных сопротивлений и асимметрии емкостей могут быть оправданы только для случая теоретических сравнений форм волн перенапряжений с результатами уже проведенных полевых испытаний. В системах, состоящих из ВЛ ультравысоких напряжений, подключенных к шинам, куда подходят другие ВЛ, наибольшие внутренние перенапряжения при АПВ представляют собой острые выбросы. Для получения правильных и надежных величин внутренних перенапряжений в этом случае требуется применение большого числа П-образных секций в модели ВЛ на АПП или соответствующего большого числа шагов расчета на ЦВМ. В этих случаях, если максимизированное перенапряжение неизвестно, необходимо произвести много коммутационных операций для того, чтобы получить вероятностное распределение перенапряжений, обеспечивающее надежную оценку вероятности перекрытия изоляции (около 600 перенапряжений на фазу). Если максимизированное перенапряжение U_{\max} известно, то для систем, подобных исследуемой, можно рассмотреть ограниченное число перенапряжений на фазу (около 150) с применением нормального распределения на конце, которое имеет ту же самую величину среднего значения $U_{50\%}$, как и действительное распределение, а среднеквадратичное отклонение $\sigma = \{U_{\max} - U_{50\%}\}/5$. В системах, состоящих из ВЛ ультравысокого напряжения, питаемых только через трансформаторы, распределение перенапряжений является регулярным и практически совпадает с нормальным распределением, имеющим то же самое среднее значение $U_{50\%}$ и среднеквадратичное отклонение σ , как и

действительное распределение. Если максимизированное перенапряжение неизвестно, для получения надежных оценок вероятности перекрытия изоляции необходимо небольшое число перенапряжений на фазу (около 60). Если максимизированное перенапряжение известно, то для систем, подобных исследуемой, можно рассмотреть весьма небольшое число перенапряжений на фазу (около 10) с экстраполяцией распределения до нормального распределения в конце с $\sigma = \{U_{\max} - U_{50\%}\}/3,5$.

Аналитические расчеты координации изоляции. Ч. 1 и 2. — «Elec. Eng.», 1972, 49, № 12, с. 27—29; 1973, 50, № 1, с. 28—30. Методы расчета грозозащиты электрических систем могут быть разделены на три группы: 1 — упрощенные приемы ориентировочной оценки; 2 — использование обобщенных справочных кривых для типичных задач; 3 — детальные вероятностные расчеты с использованием вычислительной техники. Применительно к ВЛ первые два пути используются для предварительного выбора средств грозозащиты, последний же — для окончательной проверки выбранного решения. Приводятся формулы для определения удельного числа разрядов молнии в ВЛ и для определения числа разрядов в подстанцию, занимающую заданную площадь, по числу грозовых дней или же по плотности разрядов молнии на единицу земной поверхности. Для определения вероятности поражения отдельных элементов ВЛ (провод, трос) используется метод Монте-Карло в сочетании с электрогеометрической моделью. Вызванные прямым разрядом волны перенапряжений на ВЛ могут отражаться на концах ВЛ и в узловых точках.

При большом количестве узловых точек, в особенности для схем подстанций, удобным способом расчета является построение характеристической сетки. Она применима для приходящей волны любой формы и позволяет вводить в расчет средноточенные элементы и разрядники.

Эффективность защиты проводов ВЛ заземленным тросом может оцениваться тремя способами. Первый (простейший) основывается на использовании эмпирической формулы: $\log p_s = \alpha \sqrt{h/90} - 4$, где p_s — вероятность прорыва молнии на провод; α — защитный угол; h — высота опоры. Величина опасного тока молнии при разряде молнии в провод $I_{оп} = 2V/z_0$, где V — 50%-е разрядное напряжение линейной изоляции и z_0 — волновое сопротивление провода.

Второй, более распространенный способ основывается на обобщенных кривых, рассчитанных на основе электрогеометрической модели. При построении этих кривых учтено влияние статистического распределения токов молнии и пространственного расположения головки лидера на вероятность прорыва. По этим кривым может быть выбран защитный угол, обеспечивающий надежную защиту ВЛ, или подсчитано число грозовых отключений при заданном угле α . Третий метод дополняет второй — электрогеометрическая модель используется по принципу статистических испытаний с применением ЦВМ. Это позволяет учесть переменные параметры линии и особенности трассы.

Расчет вероятности обратных перекрытий производится с помощью справочных кривых для типичных конфигураций опор различных классов напряжения, в зависимости от длины пролета, уровня изоляции и сопротивления заземления. Определяется уровень грозоупорности при разряде молнии в опору или трос и учитывается вероятность опасной величины тока и вероятность перехода импульсного перекрытия в дугу.

Абсолютное число грозовых отключений не может быть рассчитано с высокой точностью: отношение между расчетным и фактическим числом отключений колеблется в пределах 0,33—3. Однако относительная эффективность грозозащитных мер поддается более точной оценке, что широко используется в проектной практике. Когда требуются достаточно надежные абсолютные данные, используется метод Монте-Карло с учетом вероятностных характеристик всех случайных параметров.

Молние- и грозозащита подстанций обеспечивается молниевыми на подстанции и защитным тросом на подходах ВЛ. Необходимо обеспечить отсутствие обратных перекрытий от разрядов молнии в защищенный подход. Крутизна набегающей волны принимается 500 кВ/мксек или при повышенной надежности 1 000 кВ/мксек. Оценка тока через разрядник принимается по уравнению $I_p = 2,4 V/z_0$, где V и z_0 имеют те же значения, что и выше; напряжение гашения разрядника обычно порядка $1,1 \times 0,8$ номинального напряжения сети. Для расчета грозоупорности подстанций также имеются справочные кривые, а для наиболее ответственных расчетов используется вычислительная техника.

Новые положения в области молниезащиты зданий и устройства заземлений. — «Elek.-Prakt.», 1973, 27, № 3, с. 98—101. Классические принципы проектирования защиты молниеотводами исходили из статической картины поля. В настоящее время, ввиду значительной высоты защищаемых зданий, основную роль играет индуктивное падение напряжения на спусках и электромагнитная связь их с электрическими цепями устройств, находящихся внутри здания. Импульсное сопротивление заземления, которому в прошлом придавалось очень большое значение, при длинных спусках играет второстепенную роль; оно существенно только для защиты изоляции кабелей, входящих в нижнюю часть здания. С электромагнитной точки зрения идеальным средством молниезащиты являлось бы снижение в виде металлического цилиндра, охватывающего все здание. Система одиночных проводников должна более или менее приближаться к этому расположению. Снижение в виде одного-единственного проводника — самый худший случай. Молниеотводы на кровле здания должны принимать на себя разряды молнии, однако всегда есть какая-то вероятность прорыва молнии и повреждения кровли. При экономических расчетах следует считаться с частотой 4—6 разрядов на 1 км² в год. При проектировании новых зданий следует заранее предусматривать рациональное использование металлического каркаса здания, как средства молниезащиты. Приводятся подробные рекомендации по содержанию новых правил устройства молниезащиты зданий.

Проектирование и создание центрального диспетчерского пункта местных электросетей 20 и 110 кв. — «Elektrizitätswirtschaft», 1973, 72, № 7, с. 174—180. Диспетчерский пункт (ДП) обслуживает часть административного округа Unterfranken площадью 6 500 км², с населением 900 000 чел. (ФРГ). Пиковая нагрузка в сети 360 Мвт; длина сетей 20 кв — 2 800 км, количество трансформаторных подстанций — 1 600. Имеется ряд подстанций 110/20 кв. В течение года в сети выполняется около 30 000 переключений. Пятнадцать крупных трансформаторных подстанций (ТП) полностью оборудованы дистанционным управлением из ДП. Проектируемый ДП предназначен для контроля за работой, дистанционного измерения и управления большой сетью 20 кв и небольшой сетью 110 кв. Связь в сети обеспечена телефонами и по радио — в основном для связи со 100 автомашинами (на частотах 430 Мгц и 7 000 Мгц). При выборе системы телеуправления рассматривались телеуправление по вызову и прямое телеуправление. Анализ данных за 10 лет эксплуатации показал, что работа системы телеуправления по вызову привела в среднем к семи неправильным переключениям в год. Эксплуатация системы прямого дистанционного управления в аналогичных условиях не привела к неправильным операциям.

При создании пульта управления для двух дежурных использована миниатюрная аппаратура. Однако помещение ДП нельзя делать меньше, чем по 30 м³ на одного работающего из-за ухудшения его акустических свойств: двум работникам тяжело одновременно разговаривать по телефону в помещении менее 60 м³. Эксперименты с различными системами сигнализации положения выключателя показали, что наилучшие результаты дает система с промежуточным мигающим светом несоответствия и квитированием команды. При этом используется дистанционное отключение выключателя и дистанционное управление моторным приводом выкатывания тележки выключателя в испытательное положение. Около 90% всех ТП в данном районе смонтированы из КРУ. Подача

команды на выключатель осуществляется путем только одно-временного нажатия на две клавиши управления, расположенные так, что их нельзя нажать одновременно одной рукой: клавиша объекта (например, выключателя) и клавиша команды (например «включить»). Этим исключаются ложные команды. Клавиши выполнены с самовозвратом. На ДП оборудована система поиска «земли» путем автоматического дистанционного кратковременного (на 140—400 мсек) отключения и обратного включения поочередно всех фидеров 20 кв одной ТП. Имеется схема запоминания номера фидера, при отключении которого пропала «земля». Все переговорные устройства (телефоны, радио) подключены к магнитофонам. На каждом рабочем месте имеется «клавиша бодрствования», которую дежурные должны периодически нажимать в течение своей 12-часовой смены. ДП оборудован ЦВМ с фиксированной программой. ЦВМ выполняет следующие работы: 1) периодически опрашивает все пункты телеизмерений и фиксирует на цифropечатающей машине полученные величины (ток, напряжение, нагрузка, текущее время); 2) показывает на алфавитно-цифровом экране измеряемые величины, запрошенные по вызову; 3) одновременно с п. 2 на экране высвечиваются предельные значения данных параметров (например максимальный допустимый ток фидера). В дальнейшем программа ЦВМ будет расширена. В настоящее время можно путем телеизмерения вызвать 720 значений тока, напряжения и нагрузки с 36ТП. ДП оборудован двойным подводом питания по кабелю 20 кв, а также аккумуляторными батареями 60 в для телемеханики и связи. Имеется аварийный гидрогенератор для питания собственных нужд ДП.

Система защиты блока «генератор — трансформатор» от повышения напряжения при пуске и останове турбины. — «Southeastcon Proc. 10th Annu. IEEE Reg. 3 Convent: Scann. Spectrum, Knoxville, Tenn., 1972». New York, N. Y., 1972, с. L2/L — L2/4.

Рассматриваются условия работы генератора и трансформатора, включенных по блочной схеме, при которых возможно повышение напряжения на зажимах генератора. К таким условиям относятся: включение возбуждения генератора во время пуска турбины при скоростях ниже номинальных; работа регулятора напряжения во время остановки турбины; сброс нагрузки. Повышение напряжения в указанных режимах может, с одной стороны, привести к повреждению изоляции первичной обмотки трансформатора, с другой стороны, — к повреждению элементов трансформатора вследствие нагрева, вызываемого значительными полями рассеяния. В качестве примера рассматривается авария на трансформаторе 200 Мвт, работавшего при полной нагрузке, при внезапном закрытии клапанов турбины, при которой температура отдельных частей трансформатора превысила 500 °С. Для защиты трансформаторов от повышения напряжения предлагается релейная схема, включаемая на шины генератора и чувствительная к сигналу, определяемому отношением величины эффективного напряжения к его частоте, от которого зависит максимальный поток, наводимый в сердечнике трансформатора. Схема защиты воздействует на регулирующие устройства в цепи возбуждения генератора, ограничивая уровень возбуждения последнего заданным пределом. Приводятся блок-схема и принципиальная схема системы защиты, а также последовательность работы ее элементов при повышении напряжения и изменении частоты.

Канд. техн. наук ПАВЛОВ Л. И. и инж. ФОНАРЕВА М. В.



Объединенное заседание Научных советов АН СССР, Государственного комитета СМ СССР по науке и технике, Минэнерго СССР и Ленинградского политехнического института им. М. И. Калинина

В Ленинградском политехническом институте им. М. И. Калинина 1—2 февраля 1973 г. состоялось объединенное заседание секций Научного совета АН СССР по теоретическим и электрофизическим проблемам электроэнергетики, Научного совета «Энергетика и электрификация» Государственного комитета СМ СССР по науке и технике, Научного совета Главниипроекта СССР и Научного совета Ленинградского политехнического института по вопросу «Перспективы использования вентильных устройств для коммутаций в мощных высоковольтных цепях переменного тока».

Во вступительном слове академик **Л. Р. Нейман** указал, что надежность работы энергообъединений Советского Союза все в большей степени зависит от решения ряда проблем, выдвигающихся на первый план в связи с ростом мощности объединенных энергосистем и укрупнением электрооборудования. Это и ограничение токов короткого замыкания электрических систем, и ограничение внутренних перенапряжений, обеспечение устойчивости параллельной работы энергообъединений в нормальных и послеаварийных режимах. Перечисленные проблемы развивающихся систем целесообразно решать путем простых количественных преобразований. Необходимы существенные качественные изменения, связанные с внедрением новых технических средств, дающих возможность быстрого регулирования режимов работы энергосистем и их параметров. Одним из таких новых решений может явиться использование схем с управляемыми вентилями для коммутаций в высоковольтных электрических цепях переменного тока.

Были заслушаны и обсуждены пять докладов. В докладе **Б. А. Кучумова** «Реакторно-вентильные коммутирующие и токоограничивающие устройства переменного тока» были рассмотрены возможности этих устройств, пути их использования в энергосистемах и технико-экономические вопросы внедрения. Основные преимущества применения бесконтактной техники связаны со значительным снижением времени отключения токов в нормальных и аварийных режимах (до 0,02 сек и менее); гашением тока без дуги и связанных с нею перенапряжений при снятии (практически) ограничения по числу срабатывания устройства; с возможностью управления током и напряжением цепи за счет изменения моментов отпирания тиристором. Свойства, кроме последнего, реализуются в тиристорном выключателе (ТВ). Существует ряд схем, где применение ТВ оправдано, однако ТВ, по крайней мере в настоящее время, нельзя рассматривать полным аналогом контактных выключателей и он не может служить для их массовой замены из-за значительных потерь (0,3—0,4% передаваемой мощности) и существенного увеличения габаритов. Основное внимание в докладе было уделено реакторно-вентильным коммутирующим и токоограничивающим устройствам (РВУ), способным ограничить значение тока и, в частности, тока короткого замыкания за счет введения в цепь дополнительного индуктивного сопротивления. Например, это может быть мостовая схема с реактором в выпрямляющей диагонали. При изменении угла зажигания тиристором РВУ от 0 до 180° значение индуктивного сопротивления, вносимого устройством в цепь, изменяется от близкого к нулю до бесконечно большого (разрыв цепи). В докладе были проанализированы схемы таких устройств, дана методика их расчета и выбора параметров токоограничивающего реактора.

Планом создания РВУ был посвящен доклад **Н. Н. Бондаренко** и **Б. Г. Агапова** «Возможные пути схемного и конструктивного решения реакторно-тиристорных токоограничивающих устройств». Доложено о параметрах разрабатываемого устройства и сроках его изготовления. Отрабатывается конструкция РВУ с воздушным охлаждением вентилей.

В. В. Тренихиным сделан доклад «Тиристорный выключатель напряжением 6—10 кВ и перспективы его применения в промышленных электроустановках». Опытный образец ТВ

с естественной коммутацией на напряжение 6 кВ и ток 600 А предназначен для нагрузок, число коммутаций которых превышает 5—10 раз в сутки. Выключатель состоит из силового блока, системы управления и блока защиты. Силовой блок содержит 216 тиристоров класса ТЛ-160-9, собранных в три группы по 18 тиристоров последовательно и 4 параллельно. Имеются делители напряжения между вентилями, делителей тока нет. Выключатель снабжен защитой от перегрузки по току, защитой минимального напряжения, защитой от провала фазы и блокирующим органом. Отмечается, что разработчикам приходится заново решать ряд вопросов, ранее удовлетворительно решенных применительно к низковольтной аппаратуре.

Вопросы синхронного управления большим числом последовательно и параллельно соединенных вентилей, рационального способа передачи управляющих сигналов к тиристорам рассмотрены в докладе **С. Е. Виноградова** и **В. С. Лопатина** «Системы управления, регулирования и защиты реакторно-вентильных коммутирующих устройств».

А. М. Бронштейн доложил о результатах исследований перегрузочных характеристик тиристоров, работающих в режиме выключателей переменного тока высокого напряжения. Исследовалась перегрузочная способность тиристоров при однократном пропускании однополупериодной волны синусоидального тока промышленной частоты. Вслед за переходом тока перегрузки через нуль к тиристоры прикладывалось обратное напряжение, а через 0,005 сек прямое напряжение. Частота восстанавливающегося напряжения изменялась от 10 до 17 кГц, амплитуда напряжения составляла до 110% допустимого значения для рассматриваемого тиристора. Амплитуда перегрузочного тока изменялась в пределах 2—9 ка. Исследовались тиристоры класса ТТ-200, 7—10 классов и ТТ-250, 14—15 классов. Получены вольт-амперные характеристики, имеющие вид расширяющейся с ростом амплитуды тока петли, характеризующие динамическое сопротивление тиристора. Опытным путем установлено, что перегрузочный ток приближается к разрушающему значению, когда на нарастающей части петли вольт-амперной характеристики появляются участки с $di/dt \leq 0,2 \text{ ка/кв}$ или когда при одном и том же значении мгновенного тока падение напряжения на ниспадающей части полуволны тока в 2,4—2,8 раза больше, чем на нарастающей части.

В решении заседания научных советов отмечено, что проведенные исследования и разработки в области бесконтактных коммутирующих и токоограничивающих устройств показали принципиальную возможность создания и использования таких устройств в высоковольтных электрических сетях переменного тока. Однако, учитывая относительно высокую стоимость и заметные потери активной мощности в бесконтактных коммутирующих аппаратах, их нельзя рассматривать как аналоги контактных выключателей.

Применение их может оказаться целесообразным в тех случаях, где будут наиболее полно использованы их достоинства: быстродействие, возможность совмещения различных функций — регулирование величины тока и полное его запаривание, пригодность и многократному действию без осмотра и ремонта.

Реализация предложений по созданию вентильного и токоограничивающего оборудования для сетей переменного тока требует проведения большого объема исследовательских и опытно-конструкторских работ, связанных с разработкой вопросов надежности вентильной аппаратуры энергетического назначения, исследования процессов в цепях с такими устройствами и в самих устройствах, выбором оптимальных параметров высоковольтных полупроводниковых вентилей и токоограничивающих реакторов, разработкой надежных систем управления и защиты, созданием опытных образцов оборудования.

Канд. техн. наук **КИЧАЕВ В. В.**

ДОКТОР ТЕХНИЧЕСКИХ НАУК ГЕОРГИЙ ВЛАДИМИРОВИЧ БУТКЕВИЧ

(К 70-летию со дня рождения и 45-летию научно-педагогической деятельности)



Георгий Владимирович Буткевич родился 11 августа 1903 г. в Тульской губернии в семье научного работника. В 1926 г., еще будучи студентом электротехнического факультета МВТУ, он поступил в Государственный электротехнический институт (ныне Всесоюзный электротехнический институт им. В. И. Ленина), где проработав непрерывно до 1962 г., последовательно занимал должности инженера, научного сотрудника, руководителя лаборатории, начальника отдела, научного консультанта.

За эти годы Георгий Владимирович внес большой творческий вклад в развитие отечественного высоковольтного аппаратостроения.

С 1928 г. параллельно с научно-исследовательской работой в ВЭИ Георгий Владимирович вел преподавание в МЭИ дисциплин, связанных с высоковольтным аппаратостроением, в качестве ассистента, доцента и затем профессора. С 1961 до 1972 г. он заведовал кафедрой электроаппаратостроения.

Степень кандидата технических наук была присуждена Г. В. Буткевичу по совокупности научных работ; в 1938 г. пос-

ле защиты диссертации на тему: «Ионно-механический выключатель высокого напряжения» ему была присуждена ученая степень доктора технических наук, а в 1939 г. — ученое звание профессора.

В 1947 г. Георгий Владимирович вступил в ряды КПСС.

В период 1937—1940 гг. под непосредственным руководством Г. В. Буткевича впервые в СССР была создана в ВЭИ лаборатория разрывных мощностей на мощности отключения около 400 Мв·а.

В 1945—1950 гг. он активно участвовал в создании Ленинградского филиала ВЭИ и был первым его директором на общественных началах.

Георгий Владимирович известен широкому кругу отечественных и зарубежных специалистов своими работами по теории электрической дуги и дуговым процессам при коммутации электрических цепей, теоретическими и прикладными разработками в области высоковольтных коммутационных аппаратов.

Талантливый педагог, он много сделал для подготовки инженерных и научных кадров. Им написано 9 учебников и учебных пособий, свыше 70 статей, подготовлено через аспирантуру более 20 кандидатов наук.

Георгий Владимирович вел также большую общественную работу в качестве председателя секции высоковольтного аппаратостроения Научно-технического совета Минэлектротехпрома, много лет был членом редколлегии журнала «Электричество», достойно представлял нашу страну в ряде международных организаций (МЭК, СИГРЭ, СЭВ).

Научная и педагогическая деятельность Г. В. Буткевича высоко оценена партией и правительством: он награжден орденами Ленина, Трудового Красного Знамени и медалями; в 1949 г. за разработку новой серии аппаратов высокого напряжения он был удостоен звания лауреата Государственной премии, а в 1962 г. за участие в разработке и освоении электрооборудования для линий передач 500 кВ — Ленинской премии.

Вся научная и педагогическая деятельность Г. В. Буткевича является примером творческого горения, непрерывного поиска, широты научных интересов, тесной связи теории с инженерной практикой, заботы о воспитании смены. И сейчас Георгий Владимирович продолжает в качестве консультанта передавать свои обширные познания и богатый опыт подрастающему поколению специалистов.

Желаем Георгию Владимировичу доброго здоровья и дальнейшей плодотворной деятельности по воспитанию инженерных и научных кадров.

Группа товарищей



Советские ученые, конструкторы, инженеры, техники, изобретатели и рационализаторы! Всемерно ускоряйте научно-технический прогресс, укрепляйте связь науки с производством! Добивайтесь быстрее-шего внедрения в народное хозяйство достижений современной науки и техники!

(Из Призывов ЦК КПСС к 56-й годовщине Великой Октябрьской социалистической революции)

СОДЕРЖАНИЕ

Слежановский О. В., Дацковский Л. Х., Кочетков В. Д., Кузнецов И. С., Тарасенко Л. М., Локтева И. Л., Эттингер Е. Л., Бернштейн И. Я., Грабовецкий Г. В., Янко-Триницкий А. А., Бородина И. В., Вейнгер А. М., Серый И. М., Тартаковский Ю. С. — Современное состояние и перспективы развития электроприводов переменного тока с преобразователями частоты с непосредственной связью	50
Валдырев А. С., Вейнгер А. М., Дралюк Б. Н., Караман В. В. — Регулирование вентильного электропривода постоянного тока с реверсом поля двигателя	54
Ковчин С. А. — Выбор частоты квантования в импульсных автоматических системах управления	57
Арзамасцев Д. А., Гервиц М. Н., Голубин Е. А., Кушнир Г. З., Казанцев В. Н., Кричнова И. А., Рудницкий М. П. — Экспериментальное исследование частотных характеристик объединенной энергосистемы Урала	63
Ильин В. Д., Куров Б. Н. — Математическая модель для оперативного определения потоков мощности по ВЛ в автоматизированной системе диспетчерского управления	67
Адонц Г. Т. — Метод расчета узловых сопротивлений электрической системы без процедуры обращения матрицы проводимостей	71
Попов И. Н. — Соотношения и закономерности при переводе сигналов тональной частоты по электрическим распределительным сетям	78
Жежеленко И. В. — Выше гармонии в установках поперечно-емкостной компенсации в промышленных сетях	81
Жемеров Г. Г. — Выходное напряжение выпрямителей с поочередным регулированием	83
Кременецкий И. И. — Электромагнитные явления в конденсаторах при воздействии синусоидального напряжения высокой частоты	88
Гук И. П., Пацевич В. В., Эськов В. Д. — Расчет и анализ поля ротора стержневых электростатических генераторов	92
Слышалов В. К., Хмылев Ю. И. — Нейтрализация зарядов статического электричества на движущихся технологических материалах	92
Зайков М. А. — Пульсирующее поле и момент электродвигателей с катящимся ротором и расщепленным магнитным потоком	92
Инкин А. И., Литвинов Б. В. — Электромагнитное поле в зазоре электрической машины переменного тока торцевого исполнения	92
Гоник Я. Е. — Способы настройки реле активной мощности в устройстве автоматического прекращения асинхронного хода	92
СООБЩЕНИЯ	
Березовский А. Ф. — Полупроводниковые трехфазные реле напряжения и реле для защиты электродвигателя	76
Рейтман Э. Я. — Аппроксимация кривой размагничивания рациональными функциями	79
Смирнов Ю. А. — Выбор электромагнитных параметров автомобильных генераторов переменного тока	81
ДИСКУССИИ	
О возможности представления несимметричной синхронной машины эквивалентной симметричной — Блочный Н. Н., Шакарян Ю. Г.	83
По страницам технических журналов	88
ХРОНИКА	92



CONTENTS

The Present State and Prospects for the Development of A. C. Drives Having Frequency Converters with Direct Coupling — O. V. Sledganovski, L. H. Datskovski, V. D. Kochetkov, I. S. Kuznetsov, L. M. Tarasenko, I. L. Lokteva, E. L. Ettinger, I. J. Bernstein, G. V. Grabovetski, A. A. Yanko-Trinitiski, I. V. Borodina, A. M. Weinger, I. M. Sery, U. S. Tartakovski	1
Control of a D. C. Electronic Drive with Reversible Motor Field — A. S. Valdirev, A. M. Weinger, B. N. Draliuk, V. V. Karaman	9
Selecting the Quantization Frequency in Automatic Pulse Control Systems — S. A. Kovchin	14
An Experimental Study of the Frequency Characteristics of the Urals Power Pool System. — D. A. Arzamastsev, M. N. Gervitch, E. A. Golubin, G. Z. Kushnir, V. N. Kazantsev, I. A. Krichenova, M. P. Rudnitski	18
A Mathematical Model for Determining On-Line Power Flow Over Transmission Lines in an Automated Dispatcher Control System — V. D. Ilyn, B. N. Kurov	23
A Method for Calculating the Bus Impedances of a Power System Without Finding the Inverse of the Admittance Matrix — G. T. Adontz	29
Relationships in Transmitting Audio Frequency Signals Over Distribution Networks — I. N. Popov	34
Higher Harmonics in Shunt Capacitance Compensators of Industrial Networks — I. V. Djedjelenko	40
The Output Voltage of Rectifiers with Sequential Control — G. G. Djemerov	45
Electromagnetic Phenomena in Capacitors for an High Frequency Sinusoidal Applied Voltage — I. I. Kremenetski	50
Calculation and Analysis of the Rotor Field in Electromagnetic Bar Generators — I. P. Huk, V. V. Patsevich, V. D. Eskov	54
Neutralizing Static Electricity Charge on Travelling Technological Materials — V. K. Slisshalov, U. I. Khmelev	57
The Pulsating Field and Torque on Motors Having a Rolling Rotor and a Split Magnetic Field — M. A. Zaikov	63
The Electromagnetic Torque in the Gap of an End-Type A. C. Motor — A. I. Inkin, B. V. Litvinov	67
Ways of Regulating a Real Power Relay in a Scheme for Automatically Terminating Out — of — Step Conditions — J. E. Gonik	71
REPORTS	
Solid-State Three-phase Voltage Relays and Motor Protection Relays — A. F. Berezovski	76
Approximating the Demagnetization Curve by Means of Rational Functions — E. J. Reitman	79
Selecting the Electromagnetic Parameters for A. C. Automobile Generators — U. A. Smirnov	81
DISCUSSION	83
IN OTHER ENGINEERING JOURNALS	88
CHRONICLE	92

УДК 62—83:621.314.26

Современное состояние и перспективы развития электроприводов переменного тока с преобразователями частоты с непосредственной связью. Слежановский О. В., Дацковский Л. Х., Кочетков В. Д., Кузнецов И. С., Тарасенко Л. М., Локтева И. Л., Эттингер Е. Л., Берштейн И. Я., Грабовецкий Г. В., Янко-Триницкий А. А., Бородин И. В., Вейнгер А. М., Серый И. М., Тартаковский Ю. С. — «Электричество», 1973, № 11.

Рассмотрены разрабатываемые тиристорные электроприводы переменного тока средней и большой мощности на основе преобразователей частоты с непосредственной связью (ПЧНС) и даны рекомендации по их применению. Электроприводы большой мощности должны разрабатываться с учетом влияния ПЧНС на питающую сеть. Рекомендованы мероприятия по уменьшению вредного влияния ПЧНС, главно из которых — соответствующий выбор силовой схемы преобразователя и приводного двигателя. Системы управления электроприводом строятся по принципу подчиненного и связанного регулирования параметров. При повышенных требованиях в отношении качества регулирования в системе производятся координатные преобразования регулируемых параметров, что позволяет осуществить оптимизацию методами, применяемыми в электроприводах постоянного тока. Библ. 8.

УДК 62-83:621.3.078

Регулирование вентильного электропривода постоянного тока с реверсом поля двигателя. Валдырев А. С., Вейгер А. М., Дралюк Б. Н., Караман В. В. — «Электричество», 1973, № 11.

Предлагается система автоматического регулирования, сводящая к минимуму недостатки электропривода с реверсом поля. Анализируются процессы в таком электроприводе. Библ. 2.

УДК 62-52:621.373

Выбор частоты квантования в импульсных автоматических системах управления. Ковчин С. А. — «Электричество», 1973, № 11.

Известно, что при увеличении частоты квантования в дискретных системах их динамические характеристики приближаются к аналогичным характеристикам непрерывных систем, расчитать которые значительно проще.

Приводится критерий такой оценки σ^2 , который дает возможность либо расчитать необходимую величину ω_k , или по заданному ее значению количественно оценить погрешность указанного приближения. Для приведенных непрерывных частей дискретных систем в виде звеньев первого и второго порядков даны соотношения, которые могут непосредственно использоваться при инженерных расчетах различных дискретных устройств. Показано, что желаемое значение ω_k зависит не только от величин постоянных времени элементов, образующих непрерывную часть системы, но и от величины передаточного коэффициента всего тракта передачи входного сигнала, включая и контур обратной связи. Библ. 11.

УДК 621.311.001.5

Экспериментальное исследование частотных характеристик объединенной энергосистемы Урала. Арзамасцев Д. А., Гервиц М. Н., Голубин Е. А., Кушнир Г. З., Казанцев В. Н., Криченова И. А., Рудницкий М. П. — «Электричество», 1973, № 11.

Анализируются полученные экспериментально статические и динамические частотные характеристики ОЭС Урала. Исследовано влияние различных факторов (состав генерирующего оборудования и потребителей, наличие вращающегося резерва в системе) на эти характеристики и тенденции их изменчивости. Библ. 6.

УДК 621.311.016

Математическая модель для оперативного определения потоков мощности по ВЛ в автоматизированной системе диспетчерского управления. Ильин В. Д., Куров Б. Н. — «Электричество», 1973, № 11.

Предложены метод и алгоритм построения в условиях АСДУ корректирующей регрессионной модели потоков мощности по контролируемым линиям энергосистемы (энергообъединения). В процессе построения модели производится выделение тех генерирующих узлов и внешних ВЛ, которые наиболее существенно влияют на моделируемые потоки конкретной энергосистемы. Алгоритм реализован на «Фортран-4». Анализ результатов, полученных на ЦВМ «Система 4-70» (фирма ICL) с использованием фактической информации об изменениях потоков по линиям и нагрузок узлов реальных энергосистем, показывает достаточно высокую точность определения потоков при весьма небольшой вычислительной трудоемкости. Предложенный метод может быть использован также для оперативного расчета напряжений в контрольных точках электрической сети. Библ. 9.

УДК 621.316.001.24

Метод расчета узловых сопротивлений электрической системы без процедуры обращения матрицы проводимостей. Адонц Г. Т. — «Электричество», 1973, № 11.

Матрица узловых сопротивлений определяется расчетами в два этапа. На первом определяется матрица уравнений контурных токов путем эквивалентного преобразования уравнений баланса напряжений в контурах и уравнений баланса токов в узлах схемы. На втором — матрица контурных сопротивлений преобразуется в матрицу узловых сопротивлений. В методе отсутствуют операции обращения каких-либо матриц, что приводит к резкому сокращению числа вычислительных операций. Метод иллюстрируется примером расчета для одной схемы с 8 генераторными и нагрузочными узлами. Библ. 8.

УДК 621.316.1:62-519

Соотношения и закономерности при передаче сигналов тональной частоты по электрическим распределительным сетям. Попов И. Н. — «Электричество», 1973, № 11.

Рассматриваются вопросы передачи сигналов тональной частоты по электрическим распределительным сетям в связи с задачами разработки и внедрения систем циркулярного телеуправления. Выявляются условия передачи, приводятся схемы замещения с сосредоточенными параметрами и расчетные соотношения для определения мощности источника сигнала при заданном напряжении в точке приема. На основе соотношений анализируются закономерности изменения мощности потребляемой сетью (воздушной, кабельной) в функции частоты сигнала при различных видах нагрузки; приводятся примеры расчетов передачи сигналов в типовом районе сети по усредненным данным и в реальных сетях. Выявляются частотные диапазоны, при которых мощность имеет максимальные и минимальные значения, определяемые входной проводимостью, коэффициентами передачи и характером нагрузки; стабильные минимальные значения мощности сигнала при $F=1000-2000$ гц. Библ. 4.

УДК 621.311.4:658.26

Высшие гармоники в установках поперечно-емкостной компенсации в промышленных сетях. Жежеленко И. В. — «Электричество», 1973, № 11.

В системах электроснабжения предприятий с нелинейными нагрузками батарея конденсаторов, как правило, выходит из строя в результате перегрузок токами гармоник. Перегрузки конденсаторов возможны на частотах гармоник 5—49-го порядков. Прогнозирование параметров несинусоидальных режимов целесообразно выполнять на основе схем замещения нелинейных нагрузок в виде активных двухполюсников с источниками э. д. с. — при резонансе токов — и с источниками тока в остальных случаях. В рассматриваемом случае конденсаторы целесообразно использовать в схемах фильтрующих цепей либо защищать их с помощью реакторов. Библ. 7.

УДК 621.314.632.001.5

Выходное напряжение выпрямителей с поочередным регулированием. Жемеров Г. Г. — «Электричество», 1973, № 11.

Получены расчетные соотношения и кривые для расчета амплитуд гармоник выходного напряжения нескольких силовых схем выпрямителей с поочередным регулированием мостов и вентильных групп. Сравняется гармонический состав при различных способах регулирования выпрямителей. Библ. 2.

УДК 621.319.3.001.24

Расчет и анализ поля ротора стержневых электростатических генераторов. Гук И. П., Пацевич В. В., Эськов В. Д. — «Электричество», 1973, № 11.

Получены аналитические выражения для расчета электрического поля ротора в зазоре «ротор—статор» многополюсного цилиндрического электростатического генератора с транспортерами—проводниками (ЭСГС). На основании расчетов и электро моделирования предложена упрощенная формула для определения коэффициента неоднородности поля ротора ЭСГС.

В результате проведенного исследования выяснен характер зависимости отдельных составляющих поля ротора и приведена их сравнительная оценка. Библ. 9.

УДК 537.222.001.24

Нейтрализация зарядов статического электричества на движущихся технологических материалах. Слышалов В. К., Хмылев Ю. И. — «Электричество», 1973, № 11.

Выводятся уравнения процесса нейтрализации зарядов статического электричества на движущемся несомерженном диэлектрике. Приводятся некоторые результаты расчета для типового тритнгового нейтраллизатора, в том числе выражения для потенциала и составляющих напряженности электрического поля в промежутке. Библ. 6.

УДК 621.313.17

Пульсирующее поле и момент электродвигателей с катящимся ротором и расщепленным магнитным потоком. Зайков М. А. — «Электричество», 1973, № 11.

Показано, что результирующее поле в воздушном зазоре электродвигателей с катящимся ротором и расщепленным магнитным потоком имеет ярко выраженный пульсирующий характер и существует в виде неуравновешенной многополюсной волны н. с. Эта волна имеет целую зону максимумов, равных амплитуде н. с. одной катушки, которая перемещается вдоль ротора со скоростью $2\omega/n_Q$ или ω/n_Q независимо от числа полюсов. Здесь n_Q — число точек касания ротора со статором. Дано описание якорной обмотки, создающей такое поле, и аналитическое описание полей фаз; приводится вывод общей формулы электромагнитного момента и анализ его зависимости от числа зубцов статора. Библ. 3.

УДК 621.313.3:621.3.013.001.24

Электромагнитное поле в зазоре электрической машины переменного тока торцевого исполнения. Инкин А. И., Литвинов Б. В. — «Электричество», 1973, № 11.

Поставлена и решена краевая задача расчета электромагнитного поля в аксиальном воздушном зазоре торцевой машины переменного тока, реальные активные объемы ротора и статора которой заменены эквивалентными токовыми настилами. Точные решения в рядах по функциям Бесселя для машин с реальными геометрическими размерами приближенно преобразованы в простейшие выражения. Результаты расчета хорошо согласуются с экспериментом. Библ. 2.

УДК 621.316.925.2.018.53

Способы настройки реле активной мощности в устройстве автоматического прекращения асинхронного хода. Гоник Я. Е. — «Электричество», 1973, № 11.

В качестве основного устройства автоматического прекращения асинхронного хода (АПАХ) наиболее часто используется устройство, фиксирующее асинхронный ход по факту изменения знака активной мощности при большом токе (или низком напряжении). В статье рассмотрены способы настройки реле активной мощности, являющегося вывешивающим органом указанного устройства АПАХ, с целью повышения селективности и надежности действия его, устройства, при наличии активного сопротивления в линии связи и отбора мощности в промежуточной точке электропередачи. Библ. 5.

УДК 621.316.925.42.025.3(088.8)

Полупроводниковые трехфазные реле напряжения и реле для защиты электродвигателя. Березовский А. Ф. — «Электричество», 1973, № 11.

Описано теоретическое и экспериментальное исследование полупроводникового трехфазного реле напряжения. Произведен подбор

формул для нелинейных коэффициентов, связывающих основные выходные напряжения с составляющими прямой и обратной последовательности на входе, и показаны преимущества применения предложенного полупроводникового реле в токовых защитах трехфазных электродвигателей. Библ. 4.

УДК 538.26.001.24

Аппроксимация кривой размагничивания рациональными функциями. Рейтман Э. Я. — «Электричество», 1973, № 11.

Рассматривается аппроксимация предельной петли гистерезиса магнитотвердых материалов во втором квадранте. Предлагается новая формула для приближения зависимости индукции в материале от внешнего поля. Приведена таблица расчетных значений и соответствующих погрешностей при расчете по известным формулам и предлагаемой. Библ. 3.

УДК 621.313.12.025:629.113/115.001.24

Выбор электромагнитных параметров автомобильных генераторов переменного тока. Смирнов Ю. А. — «Электричество», 1973, № 11.

Предложенная система уравнений позволяет выбрать размеры и обмоточные данные автомобильных генераторов переменного тока. Система использована в методике выбора оптимальных размеров генератора по критерию минимума объема активных материалов. Даны результаты расчета генераторов мощностью 350 и 2000 вт при условии, что наружный диаметр генератора и диаметр расточки статора постоянны. Библ. 4.



РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. В. Афанасьев, А. И. Бертинов, В. Г. Бирюков, В. А. Веников, И. С. Ефремов, Д. Г. Жимерин, А. М. Залесский, П. М. Ипатов, М. П. Костенко, Л. Г. Мамиконянц (главный редактор), Л. Р. Нейман, И. И. Петров, С. И. Рабинович, А. М. Федосеев, М. Г. Чиликин, А. С. Шаталов.

Адрес редакции: 103012, Москва, Б. Черкасский пер., 2/10. Телефон 294-24-80.

Почтовый адрес: 101000, Москва, Главный почтамт, абонентный ящик № 648.

Адрес для телеграмм: МОСКВА, ЭЛЕКТРИЧЕСТВО

Технический редактор Л. М. Кузнецова

Сдано в набор 14/IX 1973 г.
Формат 60×90/8
Тираж 9 492 экз.

Подписано к печати 26/Х 1973 г.
Усл. п. л. 12
Зак. 386

Т-16924
Уч.-изд. л. 14,3
Цена 80 коп.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.