

БУЛЕТИНУЛ
АКАДЕМИЕЙ ДЕ ШТИИНЦЕ
А РСС МОЛДОВЕНЕШТЬ



ИЗВЕСТИЯ
АКАДЕМИИ НАУК МОЛДАВСКОЙ ССР



физика и математика

АКАДЕМИЯ НАУК МОЛДАВСКОЙ ССР

БУЛЕТИНУЛ
АКАДЕМИЕЙ ДЕ ШТИИНЦЕ
А РСС МОЛДОВЕНЕШТЬ

ИЗВЕСТИЯ
АКАДЕМИИ НАУК МОЛДАВСКОЙ ССР

№ 5

**СЕРИЯ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ
И МАТЕМАТИЧЕСКИХ НАУК**

ИЗДАТЕЛЬСТВО «КАРТА МОЛДОВЕНЯСКЭ»
КИШИНЕВ * 1967

Г. В. ЧАЛЫЙ, В. В. ЕРМУРАТСКИЙ

К ВОПРОСУ О ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЧАСТОТЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ПУНКТАХ ОТБОРА МОЩНОСТИ*

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Академики АН МССР Я. С. Гросул (главный редактор),
В. А. Андрунакиевич (зам. главного редактора), член-кор-
респондент АН МССР Г. В. Чалый (ответственный за вы-
пуск), кандидаты технических наук В. Г. Журавлёв,
С. П. Фурсов, инженер О. К. Базиленко

Номер утвержден к печати Редакционным отделом
АН МССР. Протокол № 25 от 23 февраля 1965 г.

158737
Центральная научная
БИБЛИОТЕКА
Академии наук Киргизской ССР

Постановка вопроса. Как известно, принято решение о проведении в Советском Союзе научно-исследовательских и проектно-конструкторских работ по проблеме повышения частоты «промышленного» переменного тока с 50 до 100—400 гц — комплекса работ по определению возможности и целесообразности повышения частоты переменного тока для различных отраслей народного хозяйства (для конкретных элементов электроэнергетики в основных отраслях народного хозяйства).

Есть известные основания полагать, что использование переменного тока повышенной частоты в ряде случаев смогло бы дать положительный технико-экономический эффект. Это связано, прежде всего, со снижением веса, габаритов и стоимости некоторых элементов электроэнергетики, в первую очередь — трансформаторов и высокоскоростных асинхронных двигателей.

Широкое применение легких, малогабаритных высокоскоростных электроприводов, наверно, могло бы в существенной степени способствовать повышению электровооруженности промышленности и сельского хозяйства. В частности, в сельском хозяйстве при наличии таких приводов могла бы быть, по всей вероятности, резко усилена электрификация многих мобильных процессов.

При повышении частоты переменного тока появляется определенная возможность более широкого применения глубокого ввода относительно высокого напряжения в населенные пункты и общего повышения напряжения на производстве и в быту — в связи с уменьшением биологической опасности при повышении частоты напряжения переменного тока [13].

Все эти вопросы требуют, однако, очень серьезных исследований как в собственно техническом, так и в технико-экономическом аспектах.

В настоящее время пока еще не назрела постановка вопроса о переводе *всей* энергосистемы на более высокую частоту, чем 50 гц; такая постановка вопроса теперь была бы пока еще неправомерной. Однако уже сейчас следует всесторонне исследовать вопрос о возможности (и степени целесообразности) осуществления систем смешанных частот: мощная электростанция и магистральные линии передачи — на 50 гц (либо линия — на постоянном токе), потребители — на повышенной частоте [1, 2, 3, 4].

Такая система смешанных частот предполагает наличие либо мощных инверторных подстанций на приемном конце линии постоянного

* Настоящая статья затрагивает лишь небольшую часть вопроса, преимущественно общего (постановочного) характера.

тока, преобразующих постоянный ток в переменный ток требуемой (повышенной) частоты (рис. 1), либо наличие преобразовательных подстанций, преобразующих переменный ток частотой 50 гц в переменный ток требуемой (повышенной) частоты. Последнее может, в принципе, осуществляться как на подстанциях большой мощности (от нескольких сотен мвт до нескольких десятков мвт; рис. 2), так и на более мелких — на «пунктах отбора мощности» (рис. 3)*.

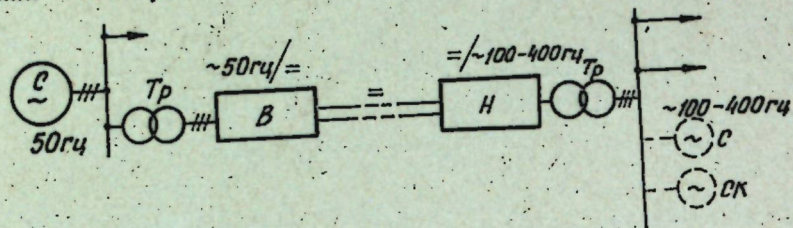


Рис. 1. Передача электрической энергии с помощью линии постоянного тока:

С — электростанция; В — выпрямитель; Н — инвертор; Tr — понижающий и повышающий трансформаторы; СК — синхронные компенсаторы.

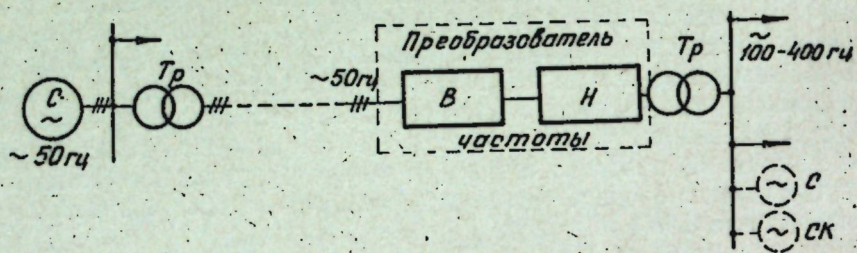


Рис. 2. Передача электрической энергии с преобразованием частоты на приемном конце магистральной линии переменного тока.

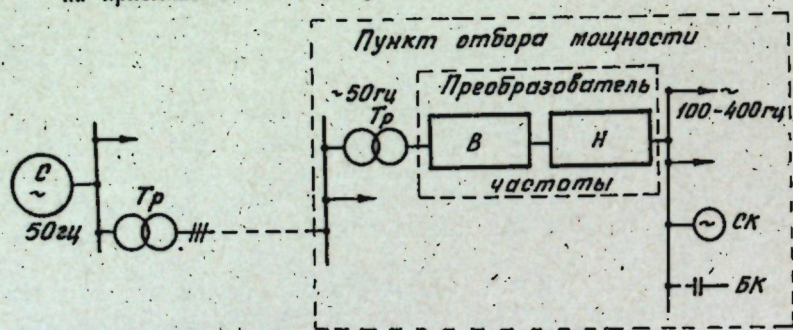


Рис. 3. Преобразование частоты на крупных «пунктах отбора мощности». БК — батареи статических конденсаторов.

Пункты отбора мощности могут быть, в свою очередь, трех основных категорий: преобразовательные подстанции, совмещенные с районными понижающими подстанциями (например, 220/35 и 110/35 кВ) мощностью от нескольких тысяч до нескольких десятков тысяч кВт; преобразовательные подстанции, совмещенные с преобразовательными подстанциями 35/10—6 кВ, мощностью от нескольких сот до нескольких тысяч кВт; питательные пункты 10—6 кВ, понижающие напряже-

* Технико-экономическая сторона вопроса пока не затрагивается, это предмет специального исследования. Здесь говорится только о некоторых вопросах, связанных с технической возможностью осуществления таких смешанных систем.

ние до 0,4 кв (или, быть может, до более высокого, в случае повышенной частоты). Каждый из этих пунктов отбора мощности может быть и комбинированным: на стороне низкого напряжения могут быть потребители с различной частотой (рис. 4).

В связи с ухудшением параметров и эксплуатационных характеристик магистральных линий электропередач и распределительных линий при повышении частоты до 100—400 гц, внимание в первую очередь должно быть, видимо, обращено на преобразователи частоты для самого близкого к потребителю звена энергосистемы — на преобразователи для трансформаторных питательных пунктов 10—6/0,4 кв.

В большинстве случаев окажутся необходимыми различные преобразователи частоты для относительно маломощных потребителей — как индивидуальных, так и групповых, расположенные непосредственно у потребителей*.

За последние годы теория преобразователей частоты получила довольно глубокое развитие. Однако, как правило, и теоретические, и экспериментальные исследования относятся либо к работе мощных линий постоянного тока, либо к различным индивидуальным преобразователям для электроприводов, требующих большого диапазона регулирования скорости, либо, наконец, к различным преобразователям для получения частоты в тысячи герц. Исследования же по преобразователям переменного тока с частотой 50 гц в переменный ток повышенной частоты в диапазоне 100—400 гц — для групповых потребителей — представлены значительно менее широко (особенно для преобразователей на десятки и сотни квт).

В нескольких научно-исследовательских и учебных институтах Союза в настоящее время ведутся работы по созданию ионных и полупроводниковых автономных преобразователей частоты мощностью от нескольких десятков до нескольких сот квт для групповых потребителей.

Наиболее целесообразными преобразователями частоты для пунктов отбора мощности, надо полагать, окажутся преобразователи частоты на ионных и полупроводниковых приборах.

Есть, однако, предпосылки того, что в ряде случаев для преобразовательных подстанций на пунктах отбора мощности могли бы найти успешное применение относительно мощные (на тысячи квт) электромашинные преобразователи частоты. Их применение в системах со смешанными частотами в настоящее время (по крайней мере — на некоторый отрезок времени) может оказаться целесообразным.

Определенные успехи имеются и в деле создания различных умножителей частоты, в частности — ферромагнитного типа, хотя применение последних и связано с большой затратой металла (соизмеримой, впрочем, в ряде случаев, с затратой металла на машинные преобразователи).

В настоящей статье будут рассматриваться только статические преобразователи.

* Здесь не идет речь об «индивидуальных» преобразователях частоты для электроприводов с большим диапазоном регулирования скорости.

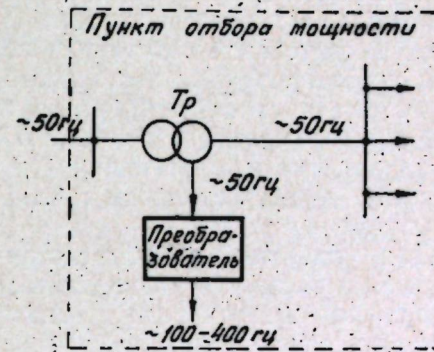


Рис. 4. Пункт отбора мощности с преобразованием частоты для части потребителей (схема).

Возможные варианты выполнения преобразовательных подстанций

а) Преобразование больших мощностей (сотни и тысячи мвт)

Как уже упоминалось, при системе смешанных частот передача электрической энергии от мощных электрических станций возможна как по линиям постоянного тока, с выпрямлением переменного тока на преобразовательной подстанции вблизи электростанции и с последующим инвертированием постоянного тока в переменный ток требуемой частоты на приемной преобразовательной подстанции (см. рис. 1), так и по линиям переменного тока с полным циклом преобразования частоты на приемном конце линии (см. рис. 2). Напряжение: до ± 400 кВ (и выше) — на постоянном токе, 110—500 кВ (и выше) — на переменном токе.

Для устойчивой работы системы с линией постоянного тока необходимо, в частности, автоматическое телерегулирование выходного напряжения выпрямителя и тока в линии, в зависимости от нагрузки в сети переменного тока.

В случае передачи энергии на переменном токе и выпрямитель, и инвертор находятся непосредственно на приемной преобразовательной подстанции, что значительно упрощает систему автоматического регулирования и защиту преобразователей.

Для выпрямителя в этом случае наиболее подходящи схемы мостовые и каскадно-мостовые.

С целью уменьшения искажений кривой напряжения сети 50 Гц желательно применение многофазных режимов выпрямления (шести, двенадцати и более)*. Для получения напряжения повышенной частоты по форме близкого к синусоиде схема инвертирования также должна быть многофазной [14]; выполнение инвертора возможно по тем же схемам, что и выпрямителя.

Для частот в диапазоне 100—150 Гц не исключена возможность параллельной работы инвертора и генераторов повышенной частоты, установленных на местных электростанциях; в этом случае инвертор будет «ведомым сетью».

Инвертор для частот в диапазоне от 200 до 400 Гц (если эти частоты окажутся целесообразными для потребителей) может быть, практически, только автономным, так как изготовление мощных (на сотни мвт в единице) синхронных генераторов на частоты 200—400 Гц (для работы в «местной» энергосистеме), вероятнее всего, будет либо нецелесообразным, либо невозможным.

Генерирование реактивной мощности на стороне повышенной частоты для питания индуктивной нагрузки — асинхронных двигателей и т. п. (инвертор может пропускать в питаемую им сеть повышенной частоты только активную мощность) в случае автономного инвертора при частотах 100—150 Гц могло бы осуществляться как при помощи конденсаторов, так и синхронными компенсаторами. При частотах 200—400 Гц, вероятно, только с помощью статических конденсаторов, так как изготовление мощных синхронных компенсаторов на частоты выше 100—150 Гц будет также связано с весьма существенными конструктивными трудностями.

* При массовом применении преобразователей частоты вопросы влияния преобразователей на форму напряжения в сети переменного тока 50 Гц перерастут, вероятно, в довольно сложную техническую проблему. В настоящей статье этот вопрос не рассматривается.

В качестве вентиля в таких преобразователях частоты могут быть применены практически только высоковольтные ртутные выпрямители. В случае преобразования средних мощностей (до десятков мвт) при напряжении: на постоянном токе $\pm 110 \div 400$ кВ, на переменном 35—220 кВ, схемы выпрямления и инвертирования те же, что и для предыдущего диапазона мощностей.

б) Преобразование мощностей до нескольких тысяч кВт

Преобразование таких мощностей может соответствовать широкому диапазону напряжений. Для переменного тока это 110—35—10—6—3—1 кВ (см. рис. 3). Можно предположить, что в диапазоне мощностей от нескольких сот до нескольких тысяч кВт для случая преобразования постоянного тока в переменный также может быть использована низшая часть приведенного диапазона напряжений (для случаев использования в будущем различных относительно мощных новых источников постоянного тока типа электрохимических, термоионных, термоэлектрических и т. п.).

При напряжении питающей сети от 110 до 10 кВ для выпрямителя в качестве вентиля, вероятно, целесообразным окажется применение экситронов или игнитронов по трехфазной мостовой схеме питания, а инвертирование — по одной из шестифазных схем, в том числе и мостовой.

При напряжении от 6 до 1 кВ выпрямитель целесообразно выполнять по одной из компенсационных схем как на экситронах, так и на игнитронах. Для напряжения 3 и 1 кВ в качестве вентиля в ближайшее время будет возможным, вероятно, применение и полупроводниковых управляемых вентилях.

Тип вентиля в схеме инвертора будет определяться частотой выходного тока. Вероятно, при частотах до 150—200 Гц наиболее целесообразным будет применение кремниевых и ртутных вентилях, при более высоких частотах — только полупроводниковых.

Источниками реактивной мощности для сетей повышенной частоты могут быть как синхронные компенсаторы, так и статические конденсаторы.

Для поддержания требуемого уровня выходного напряжения и обеспечения устойчивости инвертора в этой категории преобразователей также необходима система автоматического регулирования и управления.

в) Преобразование небольших мощностей — от нескольких десятков до нескольких сотен кВт

Преобразование возможно на понизительной подстанции небольшой мощности — в сельской местности или в пределах предприятия, на питательном пункте сельских распределительных сетей или цеха, требующих ток повышенной частоты (рис. 5).

Преобразователи частоты на таких пунктах отбора мощности в принципе могут быть выполнены как «с промежуточным звеном постоянного тока», («с явно выраженным звеном постоянного тока»), так и «с неявно выраженным звеном постоянного тока», а также «с непосредственной связью» [8].

Для преобразователя с промежуточной цепью постоянного тока схема выпрямления может быть как «нулевая», так и мостовая; для инвертирования — одной из наиболее целесообразных схем будет мостовая, с бестрансформаторным присоединением потребителей. Для

преобразователя с неявно выраженной цепью постоянного тока также возможно применение как «нулевых», так и мостовых схем.

В качестве вентилях могут быть применены ионные и полупроводниковые управляемые вентили.

Источниками реактивной мощности для индуктивной нагрузки сети повышенной частоты могут быть синхронные двигатели в режиме перевозбуждения либо батареи статических конденсаторов.

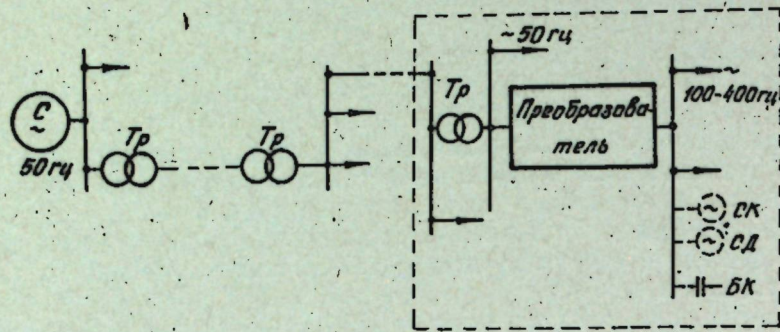


Рис. 5. Преобразование частоты на относительно мелких «пунктах отбора мощности». СД — синхронные двигатели.

Для преобразователей частоты с непосредственной связью, пропускающих реактивную мощность из первичной сети для питания индуктивной нагрузки в сети повышенной частоты, специальные источники реактивной мощности не нужны*.

Некоторые особенности преобразования напряжения и тока с частотой 50 гц в напряжение и ток повышенной частоты на пунктах отбора мощности

В связи с отсутствием необходимости для большинства преобразовательных подстанций на пунктах отбора мощности (в частности, для подстанций относительно небольшой мощности) собственно регулирования частоты и величины напряжения на стороне повышенной частоты (в этом случае необходимы лишь определенная стабилизация этих параметров), технические требования к таким преобразовательным подстанциям должны быть, в общем, существенно более низкими, чем, например, к преобразователям для индивидуальных приводов (с широким диапазоном регулирования скорости).

Это обстоятельство является в известной степени обнадеживающим, если учесть, что радикальное решение проблемы широкого внедрения повышенных частот для потребителей переменного тока (при системе смешанных частот, естественно) сможет иметь место только при удовлетворительном решении проблемы преобразования частоты на пунктах отбора мощности.

Все перечисленные типы преобразовательных подстанций различных мощностей будут отличаться друг от друга по требованиям, предъявляемым к ним (по степени стабилизации параметров, степени обслуживаемости и т. д.). Однако все они должны обладать одним неперенным качеством — быть достаточно простыми и надежными. В противном случае системы повышенной частоты, имеющие в своем

составе преобразователя частоты (т. е. системы смешанных частот) не смогут ни в какой степени быть конкурентноспособными по сравнению с обычной системой одной частоты, имеющей только трансформаторные подстанции. Осуществление требования простоты и надежности имеет первостепенное значение, тем более, что почти все созданные до сих пор статические преобразовательные установки все еще весьма сложны, недостаточно надежны и имеют относительно низкий КПД.

Задача эта весьма трудна, так как несмотря на ожидающееся, как говорилось выше, существенное понижение технических требований к преобразователям частоты для преобразовательных подстанций на пунктах отбора мощности, и для этих преобразовательных установок необходимо будет обеспечить выполнение целого ряда специфических требований.

Основные требования — обеспечение надежности преобразования, то есть обеспечение бесперебойной работы преобразователя со стабильной выдачей электрической энергии требуемых параметров по частоте, напряжению, по форме кривых напряжения и тока и т. д.

Надежность преобразования — это, прежде всего, надежность работы собственно преобразователя, которая, в свою очередь, зависит от свойств вентилях, свойств схем преобразования, характера и величины нагрузки, схем управления и регулирования (или стабилизации), схем защиты, собственных нужд преобразователя и т. п. Остановимся на некоторых из них.

А. ВЕНТИЛИ

С повышением частоты вероятность обратных зажигания и прорывов тока для ионных вентилях увеличивается, так как скорость спада прямого тока и скорость нарастания и «скачок» обратного напряжения в момент прекращения тока через вентиль увеличивается, а время, предоставляемое вентилям для деионизации, уменьшается. На образование прорывов тока влияет амплитуда рабочего тока вентиля, максимальное значение и скорость нарастания прямого напряжения.

Все эти факторы влияют также на общий срок службы вентилях, резко уменьшающийся с увеличением числа обратных зажигания и прорывов тока.

Для относительно небольших мощностей весьма перспективными становятся кремниевые управляемые вентили — тиристоры, выпускаемые в настоящее время на номинальный средний ток до 200 а и номинальное обратное напряжение до 1000 в (что позволяет при одном вентиле в плече построить преобразователь частоты мощностью порядка 600 квт, а при последовательно-параллельном включении — на значительно большие мощности). Тиристоры имеют высокий коэффициент полезного действия и сравнительно малое время восстановления запирающей способности (15—100 мксек).

Работа этих вентилях на повышенных частотах имеет ряд специфических особенностей, основные из которых — выделение тепла в вентиле в момент коммутации, значительные броски прямого тока при включении и обратного тока, а также перенапряжения при выключении.

В настоящее время повышение надежности работы вентилях, кроме совершенствования их конструкции, достигается, в основном, следующими путями: применением таких схем преобразователей, при которых скачок обратного напряжения и амплитуда рабочего тока че-

* См. статью О. А. Маевского и Г. В. Чалого в этом же сборнике.

рез вентиль возможно меньше; применением в схеме преобразователя специальных элементов, уменьшающих скачок обратного напряжения и скоростей спада анодного тока, — таких, как насыщающиеся дроссели, демпфирующие R-C цепочки, соединение анода вентиля с сеткой через высокоомное сопротивление (для ионных вентилях) и применением некоторых других мер.

Надежность работы вентилях и их собственных нужд в значительной степени зависит также от внешних условий, в которых придется работать преобразователям. В этом смысле эксплуатация вентилях на пунктах отбора мощности вызовет известные и, может быть, значительные затруднения, так как преобразовательные подстанции средней и малой мощности должны быть либо открытыми, либо находиться в помещениях, которые могут быть неотапливаемыми. В противном случае, как об этом уже говорилось, конкурентоспособность систем смешанных частот, имеющих преобразователи частоты, может оказаться недопустимо низкой по сравнению с обычными системами, имеющими только трансформаторные подстанции. Эта группа вопросов потребует весьма тщательного и всестороннего исследования.

Большую роль в надежности работы всего преобразователя играют устройства собственных нужд преобразователей. Надежность работы вентилях также, естественно, зависит и от схемы управления и регулирования.

Б. СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Как уже говорилось выше, существует три основных типа независимых преобразователей частоты (для случаев повышения частоты) — преобразователи с промежуточным звеном постоянного тока, преобразователи с неявно выраженным звеном постоянного тока и преобразователи с непосредственной связью. Блок-схема такого преобразователя с промежуточным звеном постоянного тока дана на рис. 6.

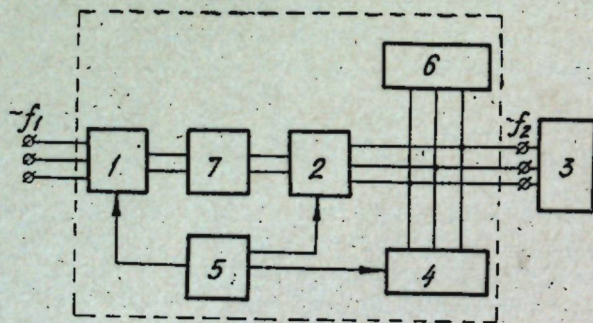


Рис. 6. Блок-схема преобразователя частоты с явно выраженным звеном постоянного тока:

1 — выпрямитель, 2 — инвертор, 3 — нагрузка, 4 — регулятор реактивной мощности, 5 — система автоматического управления и регулирования, 6 — батарея статических конденсаторов, 7 — фильтр.

Выпрямитель преобразовывает переменный ток в постоянный и регулирует величину его напряжения. Инвертор преобразовывает постоянный ток в ток повышенной частоты. Как выпрямитель (1), так и инвертор (2) могут быть выполнены по любой из известных схем; выбор ее будет определяться конкретными требованиями к преобразователю и условиями его работы.

Система автоматического управления и регулирования (5) содержит маломощный электронный генератор, задающий стабильную час-

тоту, каналы формирования и распределения управляющих импульсов; система автоматического регулирования регулирует величину выпрямленного напряжения и величину выходного напряжения на стороне повышенной частоты.

Регулятор реактивной мощности (4) служит для восстановления баланса реактивной мощности при изменениях величины нагрузки и ее коэффициента мощности. Батарея конденсаторов (синхронные машины) (6) необходимы для компенсации реактивной мощности нагрузки и для осуществления коммутации вентилях инвертора. Фильтрующее устройство (7) служит для уменьшения пульсаций выпрямленного напряжения; в простейшем случае представляет собой сглаживающий дроссель.

На рис. 7 представлена блок-схема преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока.

В схемах преобразователей частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока вентилях выполняют функции выпрямления и инвертирования. Функции остальных элементов схемы — те же, что и у схем преобразователей с промежуточным звеном постоянного тока.

Как указывалось выше, могут быть применены также преобразователи «с непосредственной связью» (с непосредственно связанными анодными цепями выпрямителя и инвертора; блок-схема — на рис. 8).

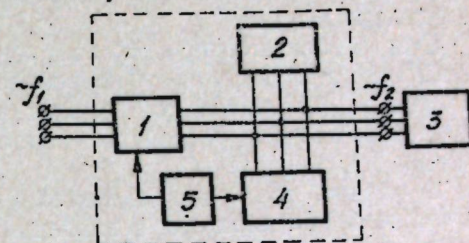


Рис. 7. Блок-схема преобразователя частоты с неявно выраженным звеном постоянного тока:

1 — вентиль, 2 — батарея статических конденсаторов, 3 — нагрузка, 4 — регулятор реактивной мощности, 5 — система автоматического управления и регулирования.

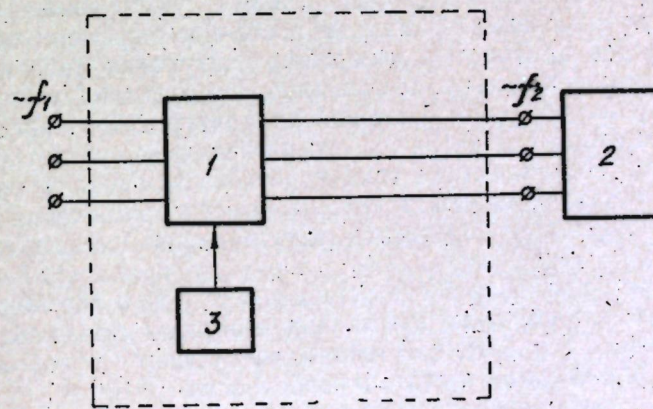


Рис. 8. Блок-схема преобразователя частоты с непосредственной связью:

1 — вентиль, 2 — нагрузка, 3 — система автоматического управления и регулирования.

В таком преобразователе источник реактивной мощности для потребителей сети повышенной частоты не нужен, так как все вентилях в этом случае работают в выпрямительном режиме и частично в инверторном (при $\cos\varphi = 1$ — только в выпрямительном) и пропускают в связи с этим реактивную мощность из питающей сети в сеть повышенной частоты.

Параметры схем и сравнительные качества этих трех типов преобразователей здесь не рассматриваются.

В. НАГРУЗКА (СЕТЬ И ПОТРЕБИТЕЛИ)

Распределительная сеть на стороне повышенной частоты, питающая потребителей, и собственно потребители вносят в работу преобразователей частоты свою специфику.

Сети. Повышение частоты приведет к увеличению индуктивного и активного сопротивления (по сравнению с их величинами для 50 Гц) и, следовательно, к увеличению падения напряжения в распределительных сетях.

Это, в свою очередь, вызовет при изменениях нагрузки и большие колебания напряжения у потребителей, чем в случае частоты 50 Гц. Последнее обстоятельство может вызвать необходимость установки компенсирующих устройств непосредственно на шинах потребителей.

В случае, если распределительная линия будет кабельной, потери напряжения в линии при повышении частоты также увеличиваются. Однако следует отметить, что одновременно это приводит к увеличению емкостного тока в линии, что благоприятно отразится на работе преобразователя (это эквивалентно, в некоторой степени, подсоединению к преобразователю дополнительных емкостей; в некоторых — специальных — случаях это необходимо учитывать).

Силовые трансформаторы повышенной частоты в связи со значительным уменьшением магнитного потока (и индукции) при применении повышенной частоты вносят меньшие искажения в форму кривой и напряжения, что повысит $\cos \phi$ системы; последнее важно, если учесть, что трансформаторы значительную часть времени могут работать вхолостую или с недогрузкой.

Снижение индукции в трансформаторах, при их изготовлении на повышенную частоту, приводит к резкому уменьшению величины сверхтоков при включении. Снижение постоянной времени электромагнитных процессов приводит к ускорению затухания аperiodической составляющей тока короткого замыкания. Это будет благоприятно сказываться на условиях работы сетевой аппаратуры. Так, при установке селективных автоматов в 0,15—0,2 сек и увеличении частоты до 400 Гц аperiodическая составляющая тока короткого замыкания практически успевает затухнуть, и, следовательно, в момент размыкания контактов автомата по нему будет протекать только периодическая составляющая [15].

С другой стороны, аварийные режимы в сети и у потребителей, такие, как различные короткие замыкания и обрывы фаз, неблагоприятно сказываются на работе собственно вентильных преобразователей вообще и при повышенной частоте в особенности.

Вентильные преобразователи частоты весьма чувствительны к таким аварийным режимам как с точки зрения устойчивости их работы, так и с точки зрения возникающих при этом сверхтоков и перенапряжений. Так, параллельный инвертор тока при коротком замыкании теряет устойчивость и «опрокидывается» в течение одного—двух периодов (повышенной частоты), а затем отключается максимальной защитой со стороны постоянного тока. Параллельно-последовательные и последовательные инверторы тока, а также инверторы тока с искусственной коммутацией при коротком замыкании могут остаться в работе, но при этом, в зависимости от удаленности места короткого замыкания от шин преобразователя, на элементах преобразователя возникают перенапряжения, могущие привести к выходу из строя вентилей, пробую изоляции и т. д.

Защита в этом случае усложняется. Защита собственно вентилей может быть настроена так, что она весьма быстро отключит напряжение питания — настолько быстро, что обычная селективная защита не успеет определить место короткого замыкания и отключить поврежденный участок. Это приводит, в свою очередь, к вторичному отключению инвертора после срабатывания АПВ, так как он не «пустится» из-за наличия короткого замыкания. Защита предохранителями в такой ситуации недействительна, так как время протекания тока короткого замыкания в преобразователе составляет один — два периода повышенной частоты, что недостаточно для их сгорания.

Потребители. Основной нагрузкой сети переменного тока повышенной частоты, питаемой от преобразователя частоты, устанавливаемого на пункте отбора мощности, будут самые различные асинхронные двигатели (как правило, короткозамкнутые). Следует иметь в виду, что напряжение повышенной частоты будет, вероятно, практически подаваться как на двигатели, специально рассчитанные для работы на повышенной частоте, так и на двигатели, выполненные на 50 Гц.

Энергетические характеристики двигателей повышенной частоты могут быть близкими к характеристикам 50-периодных двигателей (при работе последних в сети 50 Гц). Таким образом, собственно сеть не будет испытывать больших, чем при 50 Гц, толчков нагрузки.

Вследствие существенного увеличения инерционной постоянной, двигатели повышенной частоты (которые, как правило, будут двигателями повышенной скорости) обладают большей динамической устойчивостью. В период установившейся работы привода это является положительным свойством, так как устойчивость привода при провалах напряжения, коротких замыканиях и других аварийных и переходных режимах увеличивается [12]; облегчаются в этом смысле и условия восстановления режима двигателей при АПВ.

Вместе с тем время разворота высокоскоростных двигателей повышенной частоты существенно больше, чем у двигателей на 50 Гц, работающих в системе 50 Гц. В этих условиях напряжение на двигателе в период пуска будет пониженным относительно длительное время. Это обстоятельство налагает определенные дополнительные условия по обеспечению стабильности номинального напряжения на выходе инвертора.

С другой стороны, при увеличенной инерционной постоянной у высокоскоростных двигателей повышенной частоты затрудняется возникновение колебаний напряжения и скорости двигателей, питаемых инвертором с параллельными конденсаторами, когда возможен переход двигателя из режима двигателя в режим генератора и наоборот.

Некоторые вопросы качества электроэнергии, выдаваемой преобразователем на пункте отбора мощности

Как уже говорилось выше, автономный преобразователь частоты должен обеспечивать определенное качество выдаваемой электрической энергии. Прежде всего это поддержание величины выходного напряжения и частоты в заданных пределах.

Частота выходного тока преобразователя задается системой управления и не зависит от величины нагрузки и ее коэффициента мощности. Стабильность частоты выходного тока определяется в основном стабильностью задающего генератора в системе управления, представляющего собой маломощный электронный генератор. Такие генерато-

ры широко применяются в различных радиотехнических устройствах, и создание генератора, обладающего нестабильностью частоты порядка $\pm (1 \div 5) 10^{-3}$, для условий, в которых работает обычное электротехническое оборудование (в закрытых помещениях), не составляет особого труда. Работоспособность же такого устройства в условиях открытой подстанции, когда все элементы будут находиться, в лучшем случае, в неотопляемом помещении, должна быть проверена специально — всесторонне и тщательно.

Намного сложнее обстоит дело со стабилизацией выходного напряжения. Здесь необходимо учитывать не только специфику внешних характеристик вентиляльных преобразователей, но, помимо воздействия нагрузки со стороны повышенной частоты, и то, что преобразователь будут питаться от сети 50 гц, где возможны значительные колебания напряжения, вызванные изменениями режимов самой сети 50 гц (до преобразователя).

Современное состояние преобразовательной техники позволяет учесть возможные отклонения питающего напряжения, изменения нагрузки, ее коэффициента мощности. Есть возможность создать преобразователь частоты, выходное напряжение которого будет поддерживаться достаточно стабильным или регулироваться по нужному закону [7].

Однако это отнюдь еще не решает проблемы поддержания напряжения на нужном уровне у потребителя. Все явления, имеющие место на частоте 50 гц, связанные с изменением напряжения у потребителя (в конце линии, из-за изменения нагрузки), при неизменном напряжении на шинках источника питания (в начале линии) для повышенной частоты будут проявляться сильнее из-за значительного увеличения реактивного сопротивления линии. В связи с этим, возможно, возникнет необходимость применения нескольких регулирующих устройств «внутри» системы повышенной частоты, стабилизирующих напряжение в важнейших узлах системы.

Одним из самых тяжелых случаев в смысле посадки напряжения у потребителя будет пуск удаленных от преобразователя короткозамкнутых двигателей с большой кратностью пускового тока. В этом случае, даже при небольшой мощности двигателей по сравнению с мощностью преобразователя, режим будет близким к режиму питания двигателей, соизмеримых по мощности с преобразователем. И так же, как и в системе с частотой 50 гц, возможность существенного увеличения напряжения источника питания (на шинках преобразователя) отсутствует, так как это вызвало бы нежелательное (или недопустимое) повышение напряжения у остальных потребителей.

При групповой нагрузке пуск двигателей относительно большой мощности в определенных условиях может привести к лавине напряжения. Однако применением индивидуальной или групповой продольной компенсации или каких-либо других мероприятий можно существенно ослабить воздействие всех этих явлений. Среди таких средств прежде всего следует назвать перспективные схемы компенсации с применением управляемых кремниевых вентилей, обладающих большим быстродействием и надежностью [10].

Форма кривой выходного напряжения преобразователя частоты, без применения специальных мероприятий, может существенно отличаться от синусоидальной, причем степень искажения синусоиды зависит от схемы преобразователя, способа регулирования выходного напряжения и ряда других факторов.

При основной гармонике порядка нескольких сотен герц выше

гармонические составляющие находятся в пределах тысяч герц. Степень необходимой фильтрации высших гармонических будет, очевидно, определяться ограничительными требованиями со стороны нагрузки (в частности, дополнительными потерями у двигателей и в сети) и систем связи. Включением на выходе преобразователя фильтров высших гармоник тока можно, в принципе, снизить их содержание в выходном токе до допустимой величины [7].

Аварийные режимы

При применении инверторов, способных остаться в работе при коротких замыканиях, возможно ограничение тока инвертора входным регулятором (выпрямителем) с тем, чтобы величины напряжений на элементах преобразователя не превышали допустимых. В этом случае селективная защита сумеет отключить поврежденный участок, а после отключения места короткого замыкания питание потребителей возобновится. При перерыве питания потребителей во время короткого замыкания часть двигателей затормозится, а часть — остановится. Восстановление питающего напряжения будет сопровождаться повышенными токами, величина которых будет зависеть от многих факторов, таких как мощность и тип двигателя, величина и характер нагрузки на его валу, время перерыва в электроснабжении, удаленность нагрузки от шин преобразователя частоты, месторасположение короткого замыкания в системе и т. д.

Отключение одной или двух фаз у части нагрузки вызовет большую или меньшую несимметрию выходного напряжения преобразователя частоты. Величина несимметрии будет зависеть от относительной мощности подключенной нагрузки, режима преобразователя, предшествовавшего аварии, удаленности этой нагрузки от шин преобразователя, от схемы преобразователя, от способа и схемы регулирования выходного напряжения и потоков реактивной мощности преобразователя и компенсирующего устройства. При определенных условиях это может вызвать аварийное состояние преобразователя.

Все возможные аварийные режимы должны обязательно учитываться при выборе схемы и элементов преобразователя (вентилей, источников реактивной мощности и схем управления и т. д.).

ВЫВОДЫ

1. Современное состояние промышленной электроники позволяет, в принципе, создать автономные статические преобразователи переменного тока с частотой 50 гц в переменный ток более высокой частоты, в частности до 400 гц, для пунктов отбора мощности на относительно большие мощности (уже в ближайшее время — до нескольких сот кВт), с высоким кпд. Это, в свою очередь, позволяет решить, в принципе, вопрос о питании групповых потребителей переменным током повышенной частоты.

2. Выбор схем и элементов преобразователей необходимо проводить как с учетом целого ряда специфических особенностей режимов работы, характерных для смешанной многодвигательной нагрузки при существенном изменении параметров и характеристик сети и потребителей в связи с повышением частоты, так и с учетом особенностей эксплуатации реальных преобразователей частоты на пунктах отбора мощности.

3. Создание реальных работоспособных статических преобразователей частоты, использование которых было бы целесообразным с технико-экономической точки зрения, потребует весьма большого и разно-стороннего комплекса серьезных научно-исследовательских и проектно-конструкторских работ и тщательной, всесторонней лабораторной и опытно-промышленной отработки всех элементов преобразователей в реальных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Веников. Проблемы передачи и распределения электрической энергии. Изв. АН СССР, ОТН, Энергетика и автоматика, 1962, № 5.
2. В. С. Кулебакин, В. А. Веников. Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР. Электричество, 1963, № 3.
3. Г. В. Чалый. Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР. Дискуссия. Электричество, 1964, № 12.
4. Г. В. Чалый. Проблема определения оптимальной частоты промышленного переменного тока. Сб. «Электроэнергетика и автоматика», АН МССР, вып. 1, 1965.
5. Г. И. Шевченко. Ионный преобразователь частоты для питания асинхронных двигателей. Преобразовательная техника. ЦИНТИ ЭПП, 1960.
6. Е. Л. Эттингер. Ионный электропривод с бесколлекторными двигателями. Электричество, 1963, № 2.
7. Ю. Г. Толстов. Автономные инверторы. Преобразовательные устройства в электроэнергетике. М., 1964.
8. И. Л. Каганов. Электронные и ионные преобразователи, т. 3, ГЭИ, 1956.
9. В. Т. Загорский. Исследование пуска асинхронных короткозамкнутых двигателей от генераторов соизмеримой мощности. Львов, 1958.
10. В. А. Веников, А. Н. Цовьянов, В. В. Худяков. К вопросу о новых источниках реактивной мощности. «Вестник электропромышленности», 1958, № 7.
11. В. Е. Скоробаров. Работа вентиля в схемах электрических инверторов с повышенной частотой. Электричество, 1965, № 3.
12. Г. И. Китаенко. Судовые электроэнергетические системы повышенных параметров. Изд-во «Судостроение». Л., 1964.
13. Б. И. Кадышов, Б. В. Орлов. Исследование действия переменного тока различной частоты на животный организм. Сб. Судовая электротехника и связь. «Судпромгиз». Л., 1958.
14. Г. А. Ривкин. Преобразовательные установки большой мощности. ГЭИ, 1959.
15. Г. И. Китаенко. Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР. Дискуссия. Электричество, 1965.

О. А. МАЕВСКИЙ, Г. В. ЧАЛЫЙ

ВЕНТИЛЬНЫЕ УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ С ОГИБАЮЩЕЙ КРИВОЙ

Для большой группы потребителей (высокоскоростные асинхронные двигатели, технологические установки и т. п.) требуются источники переменного тока повышенной (100—400 гц) частоты, с постоянными по величине частотой и напряжением*.

Для таких потребителей могут оказаться целесообразными, в частности, вентильные умножители частоты с огибающей кривой, которые формируют выходное напряжение промышленной частоты из отрезков кривых синусоидальных напряжений питающей сети промышленной частоты. В таких умножителях, называемых также умножителями с непосредственной связью, имеет место жесткая связь между входными и выходными частотами и напряжениями.

Как известно, в преобразователях этого типа из кривых напряжений, подаваемых на вход преобразователя, при помощи процессов коммутации формирующих вентиля, «вырезаются» конечные отрезки, которые, сопрягаясь между собой, образуют кривую выходного напряжения. Равенство или необходимые соотношения между мгновенными мощностями питающей и выходной системами напряжений устанавливаются при помощи электромагнитных процессов, происходящих в самом преобразователе.

При таком способе образования кривых выходного тока и напряжения питающая система промышленной частоты определяет режим управления и коммутации вентиля и вентильных групп, формирующих эти кривые. Поэтому такие преобразователи называют также зависимыми.

Этот способ образования кривых выходных напряжения и тока дает возможность упростить преобразовательную установку, повысить ее КПД. В этом случае нет необходимости в дополнительном источнике реактивной мощности для питания потребителей на стороне повышенной частоты, как это имеет место, например, в автономных инверторах. В преобразователях частоты с «непосредственной связью» (с непосредственно связанными анодными цепями выпрямителя и инвертора) все вентили работают в выпрямительном режиме (и частично в инверторном; в случае $\cos \varphi \neq 1$) и пропускают в связи с этим реактивную мощность из питающей сети в сеть повышенной частоты.

Принцип образования выходного напряжения такого умножителя поясняется рис. 1, а, где показан способ формирования полуволн напряжения различной повышенной частоты при помощи двух синусоид.

* См. Статью В. В. Ермуратского и Г. В. Чалого в этом же сборнике.

промышленной частоты, смещенных друг относительно друга на различные углы θ .

Коэффициент умножения образованных таким образом волн напряжения повышенной частоты зависит от угла сдвига θ двух формирующих синусоид и определяется равенством

$$K_y = \frac{\pi}{\pi - \theta} \quad (1)$$

Зависимость изменения кратности умножения в функции угла θ может быть изображена графиком (рис. 1, б).

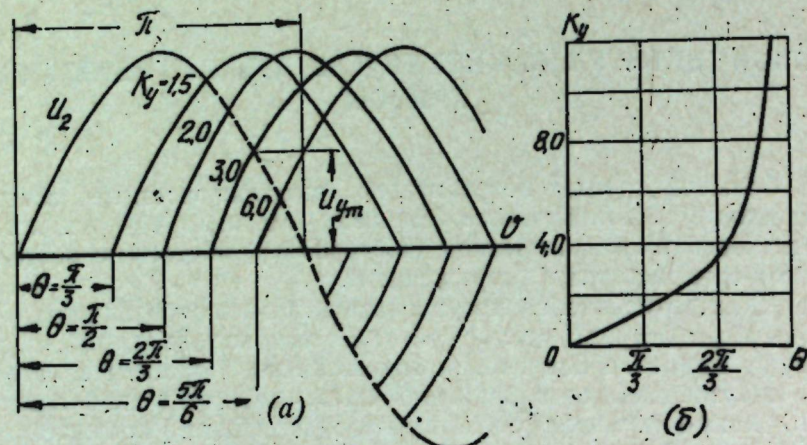


Рис. 1. Способ формирования кривых выходного напряжения умножителя частоты.

Из рис. 1, а также следует, что при одинаковых формирующих напряжениях амплитудные значения выходного напряжения умножителя определяются равенством

$$U_{y_m} = \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi - \theta}{2} = \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{2 K_y} \quad (2)$$

где U_2 — действующее значение напряжения формирующих синусоид.

В реальных умножителях угол θ определяется фазностью формирующей системы напряжений (фазностью преобразователя-умножителя).

На рис. 2, а показана кривая выходного напряжения умножителя. Эта кривая образуется тремя отрезками гармонических функций промышленной частоты, которая в K_y раз меньше выходной частоты умножителя.

Выходное напряжение умножителя представляет собой четную функцию, и поэтому при ее разложении в ряд Фурье постоянный член и гармоники четных порядков отсутствуют, а фазовые углы нечетных гармоник равны нулю.

Амплитудные значения гармоник выходного напряжения определяются в этом случае только синусными коэффициентами разложения:

$$U_{y_m(n)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\vartheta_y) \sin n \vartheta_y d\vartheta \quad (3)$$

где $\vartheta = \omega_y t$ — текущая координата времени выходного напряжения умножителя.

Так как каждая полуволна выходного напряжения является также симметричной функцией относительно осей, проходящих через координаты

$$\omega_y t = \frac{\pi}{2} \text{ и } \frac{3\pi}{2},$$

то при определении коэффициентов разложения можно ограничиться рассмотрением только одной четверти периода.

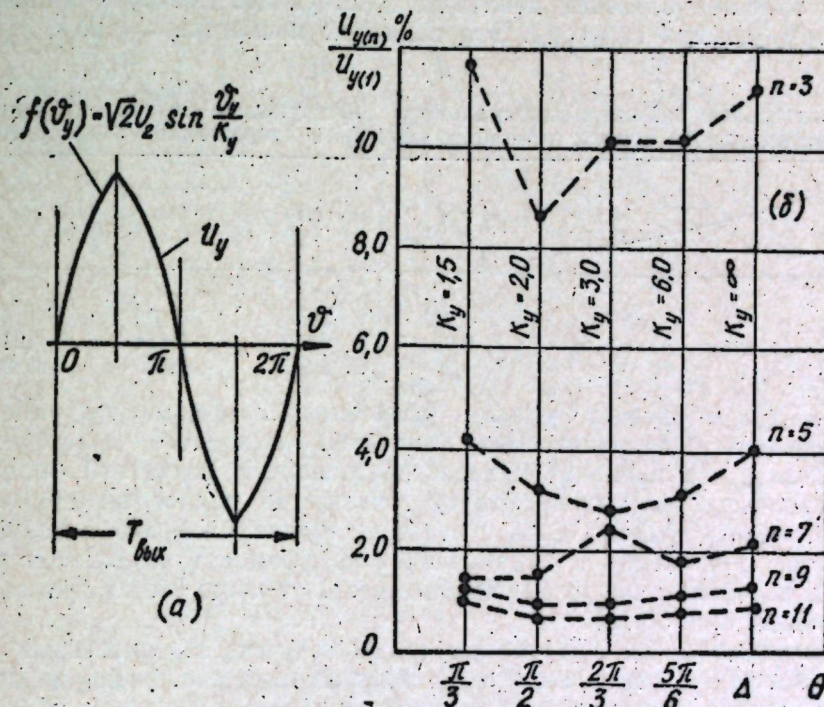


Рис. 2. Относительные значения гармоник выходного напряжения умножителя частоты при различных коэффициентах умножения.

Поскольку период формирующей синусоиды больше периода выходного напряжения в K_y раз, аналитическое выражение отрезка этой синусоиды на протяжении первой четверти периода может быть записано в виде

$$f(\vartheta_y) = \sqrt{2} \sin \frac{\vartheta_y}{K_y} \quad (4)$$

Тогда амплитудные значения гармоник выходного напряжения определяются из соотношения

$$U_{y_m(n)} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\vartheta_y}{K_y} \sin n \vartheta_y d\vartheta = 0,9 U_2 \left[\frac{\sin \left(\frac{n\pi}{2} - \frac{\pi}{2K_y} \right)}{n - \frac{1}{K_y}} - \frac{\sin \left(\frac{n\pi}{2} + \frac{\pi}{2K_y} \right)}{n + \frac{1}{K_y}} \right] \quad (5)$$

которое для основной гармоники преобразуется к виду

$$U_{ym(1)} = \frac{1,8 K_y}{K_y^2 - 1} \cos \frac{\pi}{2 K_y} U_2. \quad (6)$$

Из выражений (2) и (6) можно определить относительные значения максимального действующего первой гармоники и максимального первой гармоники выходного напряжения умножителя, используя при этом в качестве базисной величины действующее значение напряжения формирующих синусоид. Эти величины приведены в табл. 1.

Таблица 1

Относительные значения максимального действующего первой гармоники и максимального первой гармоники выходного напряжения умножителя

K_y	1,5	2,0	3,0	6,0
Величина				
$U_{ym} U_2$	1,225	1,00	0,707	0,367
$U_{y(1)} / U_2$	0,85	0,598	0,414	0,211
$U_{ym(1)} / U_2$	1,2	0,845	0,585	0,299

Из таблицы следует, что при увеличении коэффициента умножения кратность рассматриваемых значений выходного напряжения уменьшается, что приводит к недоиспользованию расчетной мощности вентиляльного комплекта. Это обстоятельство делает нерациональным разработку умножителей с непосредственной связью с большой кратностью умножения и ограничивает коэффициент умножения предельным значением, не превышающим шести (т. е. до 300 гц при частоте питающей сети 50 гц).

Из выражений (5) и (6) можно также получить относительные значения высших гармоник выходного напряжения умножителя по отношению к первой гармонике этого напряжения.

$$\frac{U_{y(n)}}{U_{y(1)}} = \frac{K_y^2 - 1}{2 \cos \frac{\pi}{2 K_y}} \left[\frac{\sin \left(\frac{n\pi}{2} - \frac{\pi}{2 K_y} \right)}{n K_y - 1} - \frac{\sin \left(\frac{n\pi}{2} + \frac{\pi}{2 K_y} \right)}{n K_y + 1} \right] \quad (7)$$

При помощи последнего выражения на рис. 2, б построены кривые, характеризующие гармонический спектр выходного напряжения умножителя при различных коэффициентах умножения. Там же показан гармонический спектр умножителя с напряжением треугольной формы, которое представляет собой предельный случай, когда $K_y \rightarrow \infty$.

Как следует из этого рисунка, для умножителей с любой кратностью умножения, наибольшую величину имеет напряжение третьей гармоники, достигающее 10% от величины основной гармоники. Гармоники высших порядков имеют значительно меньшую величину и мало влияют на кривую выходного напряжения.

Таким образом, в рассматриваемых умножителях необходимо принимать меры главным образом для ограничения третьей гармоники выходного напряжения, что может быть достигнуто, особенно в умножителях с трехфазным выходным напряжением, известными средствами [1].

Одной из наиболее простых схем умножителей рассматриваемого типа может оказаться бестрансформаторный умножитель частоты с

трехкратным умножением напряжения и однофазным выходным напряжением, схема и кривые напряжений и токов которого изображены на рис. 3.

Утроитель частоты состоит из шести управляемых вентилях, включенных по трехфазной мостовой схеме, и выходной нагрузки Z_y , подключенной между нулем питающей трехфазной сети и общей точкой, соединяющей катоды и аноды вентильных трехфазных групп.

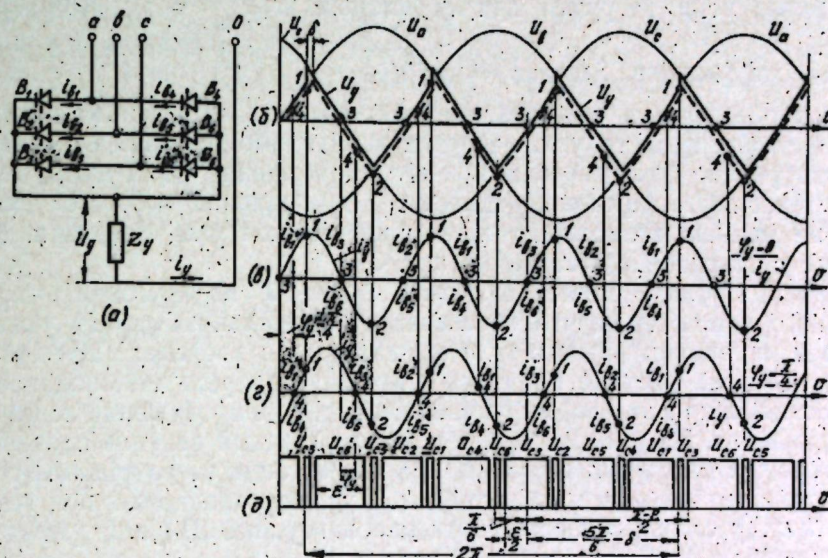


Рис. 3. Схема, кривые выходных напряжений и токов и управляющих напряжений бестрансформаторного утроителя частоты.

Несмотря на глухое соединение всех шести формирующих вентилях, режим короткого замыкания в схеме не возникнет, ибо при формировании выходного напряжения вентили отпираются по очереди таким образом, что одновременно ток проводит только один из вентилях, а коммутация осуществляется либо между вентилями, принадлежащими к одной катодной или анодной вентильной группе, либо между вентилями различных групп, но присоединенных к одной и той же фазе.

Принцип формирования полной кривой выходного напряжения умножителя виден из рис. 3, б, где показано, каким образом эта кривая формируется из отрезков синусоид трехфазной питающей сети и создается переменное (однофазное) напряжение утроенной частоты U_y . Положительные полувольты выходного напряжения формируются здесь вентилями катодной группы, а отрицательные — анодной.

На рис. 3, в показаны отрезки токов вентилях, формирующих кривую выходного тока умножителя i_y при чисто активной нагрузке ($\varphi_y = 0$).

Здесь коммутации тока между вентилями, принадлежащими одной вентильной группе, возникают в точках 1 и 2, соответствующих пересечению кривых мгновенных напряжений смежных фаз, а коммутации тока между вентилями, принадлежащими к различным группам, но присоединенными к одной фазе, имеют место в точках 3, соответствующих переходу мгновенных значений выходного тока через нуль.

В реальных умножителях для надежного запираания гаснущих вентилях, формирующих восходящие участки положительных полувольт, точку 1 начала коммутации токов между вентилями одной группы необходимо смещать вперед на угол δ , равный углу восстановления управления гас-

нущего вентиля (рис. 3,б), а при наличии явления перекрытия анодных токов — на сумму углов восстановления и перекрытия ($\delta + \gamma$).

При фазном угле нагрузки умножителя, не равном нулю (т. е. при смешанной — активно-индуктивной нагрузке), моменты коммутации тока между вентилями различных групп, присоединенных к одной фазе, автоматически смещаются и происходят в точках прохождения через нуль мгновенного значения тока нагрузки (точка 4 рис. 3, а).

Кривые тока нагрузки при ее фазном угле $\varphi_y = \frac{\pi}{2}$ изображены на этом же рисунке. Здесь $\varphi_y = \arctg \frac{\omega_y L_y}{R_y}$.

Для обеспечения автоматического изменения момента коммутации при изменении фазного угла нагрузки необходимо подавать на вентили, коммутирующие ток нагрузки при его прохождении через нуль, достаточно широкий отпирающий импульс (U_c), ширина которого должна быть не меньше возможного изменения фазного угла нагрузки. Этот импульс с шириной ϵ показан на рис. 3,д.

Величина угла ϵ может достигать $\pm 60 \div 70^\circ$ по круговой частоте выходного напряжения, что обеспечивает нормальную работу умножителя при изменении фазного угла его нагрузки в пределах $120 \div 140^\circ$.

На этом же рисунке показаны импульсы напряжения, подаваемые на управляющие цепи формирующих вентилях на протяжении всего цикла управления. Из рисунка следует, что на каждый вентиль поочередно подаются два импульса: широкий, при коммутации этого вентиля с вентилем, присоединенным к той же фазе, и узкий, подаваемый при коммутации между смежными вентилями одной группы. Ширина узкого импульса должна быть меньше, чем угол δ .

Фазировка управляющих импульсов вентилях B_3 и B_6 , присоединенных к фазе c , показана на рис. 3,д, где эта фазировка указана в градусах сетевой частоты.

Фазировка узких управляющих импульсов у вентилях анодной и катодной вентильных групп различна, что обусловлено необходимостью смещения управляющих импульсов вентилях катодной группы на угол δ в сторону опережения.

В процессе работы умножителя фазировка, величина и ширина управляющих импульсов сохраняются неизменными и не зависят от режима его работы, что позволяет создать относительно простые системы генерирования этих импульсов.

Определим энергетические показатели рассматриваемого умножителя на стороне первичного тока при чисто активной выходной нагрузке.

В этом случае кривые токов каждой первичной фазы симметричны относительно оси питающего напряжения, коэффициент сдвига по этой причине будет, очевидно, равен единице, а коэффициент мощности определится только коэффициентом искажения.

При отсутствии фильтров на выходе умножителя кривые выходных напряжения и тока подобны (рис. 3,б) и действующие значения полного фазного тока и его первой гармоники определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} I_c &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_m^2 \sin^2 \vartheta d\vartheta} = 0,173 I_m \\ I_{c(1)} &= \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_m \sin \vartheta d\vartheta = 0,0298 I_m \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $I_m = \frac{\sqrt{2} U_2}{R_y}$ — амплитудное значение синусоидального отрезка тока питающей сети.

Тогда коэффициент искажения первичного тока будет равен

$$K_u = \frac{I_{c(1)}}{I_c} = \frac{0,0298}{0,173} = 0,276.$$

При наличии в выходной цепи умножителя фильтра, пропускающего только первую гармонику выходного тока (или, что в данном случае то же — третью гармонику тока питающей сети), первичный фазный ток представляет собой отрезки синусоидального выходного тока повышенной частоты (рис. 3,в) и его действующие значения соответственно равны:

$$\left. \begin{aligned} I_c &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_{y_{m(1)}}^2 \sin^2 3\vartheta d\vartheta} = 0,41 I_{y_{m(1)}} \\ I_{c(1)} &= \frac{4}{\sqrt{2}\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_{y_{m(1)}} \sin 3\vartheta \sin \vartheta d\vartheta = 0,0975 I_{y_{m(1)}} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\text{где } I_{y_{m(1)}} = \frac{\sqrt{2} U_y}{R_y}.$$

Коэффициент искажения в этом случае снижается до значения

$$K_u = \frac{I_{c(1)}}{I_c} = \frac{0,0975}{0,41} = 0,237.$$

При фазном угле нагрузки φ_y , не равном нулю, энергетические показатели умножителя будут зависеть от величины этого угла.

Определим составляющие полной мощности и энергетические коэффициенты бестрансформаторных вариантов умножителя, у которого выходной ток синусоидален, фазный угол нагрузки может иметь произвольные значения, а кривые напряжений и токов соответствуют рис. 4, а. Для этой цели используем интегральные методы расчета, разработанные О. А. Мзевским [2 и 3].

Мгновенные значения напряжения и тока одной фазы бестрансформаторного умножителя выражаются равенствами

$$\left. \begin{aligned} U_2 &= \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta \\ i_c &= I_{y_{m(1)}} \sin \left(K_y \vartheta - \frac{\varphi_y}{K_y} \right) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

и тогда активная и реактивная составляющие полной мощности, потребляемые из сети одной фазой, определяются интегральными выражениями

$$\left. \begin{aligned} P_a &= \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2K_y}}^{\frac{\pi}{2K_y}} I_{y_{m(1)}} \sin \left(K_y \vartheta - \frac{\varphi_y}{K_y} \right) \sqrt{2} U_2 \sin \vartheta d\vartheta = \\ &= \frac{\sqrt{2} U_2 I_{y_{m(1)}}}{\pi} \cos \frac{\varphi_y}{K_y} \left(\frac{\sin \frac{K_y - 1}{2K_y} \pi}{K_y - 1} - \frac{\sin \frac{K_y + 1}{2K_y} \pi}{K_y + 1} \right) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

$$P_p = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2K_y}}^{\frac{\pi}{2K_y}} I_{y_m(1)} \sin \left(K_y \vartheta - \frac{\varphi_y}{K_y} \right) \sqrt{2} U_2 \cos \vartheta d\vartheta =$$

$$= \frac{\sqrt{2} U_2 I_{y_m(1)}}{\pi} \cos \frac{\varphi_y}{K_y} \left(\frac{\sin \frac{K_y - 1}{2K_y} \pi}{K_y - 1} + \frac{\sin \frac{K_y + 1}{2K_y} \pi}{K_y + 1} \right). \quad (12)$$

Полагая выходной ток умножителя синусоидальным, действующее значение первой гармоники фазного тока можно определить из выражения

$$I_c = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2K_y}}^{\frac{\pi}{2K_y}} I_{y_m(1)}^2 \sin^2 \left(K_y \vartheta - \frac{\varphi_y}{K_y} \right) d\vartheta} = \frac{I_{y_m(1)}}{\sqrt{2K_y}}. \quad (13)$$

и тогда полная мощность первой гармоники фазного тока питающей сети, мощность искажения и энергетические коэффициенты умножителя будут соответственно равны

$$\left. \begin{aligned} P_n &= U_2 I_c = \frac{U_2 I_{y_m(1)}}{\sqrt{2K_y}}; & P_{n(1)} &= \sqrt{P_a^2 + P_p^2}; \\ P_u &= \sqrt{P_n^2 - P_{n(1)}^2}; & K_c &= \frac{P_a}{P_{n(1)}}; \\ K_u &= \frac{P_a}{P_n}; & K_u &= \frac{K_u}{K_c}, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где K_u , K_c , K_u — соответственно коэффициенты искажения, сдвига, мощности.

Кривые изменения относительных значений составляющих полной мощности и энергетических коэффициентов бестрансформаторных умножителей с различными коэффициентами умножения и фазными углами нагрузки изображены на рис. 4, б.

Здесь в качестве базисной мощности используется величина

$$P_0 = U_2 I_{y(1)}$$

где

$$I_{y(1)} = \frac{I_{y_m(1)}}{\sqrt{2}}$$

действующее значение тока нагрузки.

Эти кривые показывают, что в бестрансформаторных вариантах умножителей при увеличении коэффициента умножения имеет место резкое снижение коэффициента искажения, обусловленное возрастающими при этом искажениями формы первичного тока. Поэтому умножители такого типа целесообразно использовать только при относительно малых

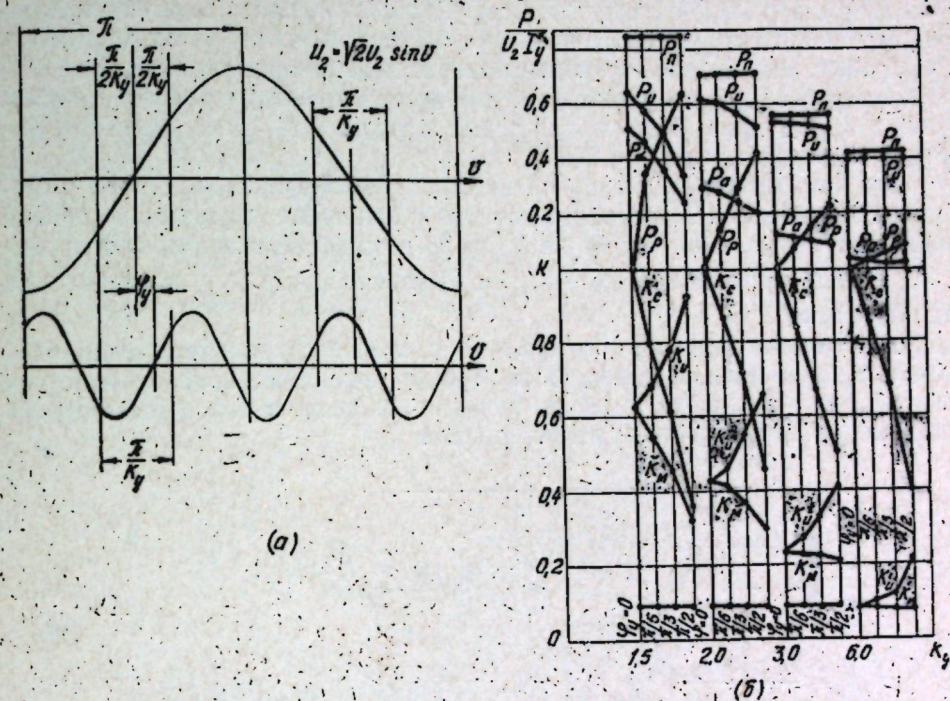


Рис. 4. Кривые фазных тока и напряжения и энергетические характеристики бестрансформаторных умножителей частоты.

мощностях и относительно малых выходных частотах. Вопрос этот требует дополнительной проработки.

В умножителях средней мощности необходим трансформаторный вход, позволяющий получить нулевую точку формирующих напряжений непосредственно от вторичных обмоток трансформатора. Схема такого умножителя изображена на рис. 5, а, где вторичные обмотки питающего

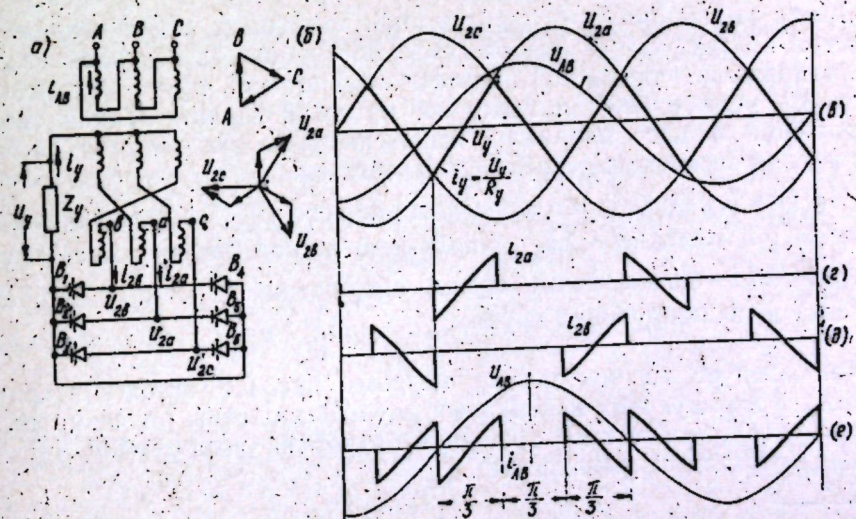


Рис. 5. Схема и кривые выходных и первичных напряжений и токов вентильного умножителя частоты с входным трансформатором.

трансформатора включены зигзагом. Такое включение обмоток обеспечивает магнитную уравновешенность магнитопровода трансформатора и способствует некоторому повышению коэффициента искажения.

Векторная диаграмма напряжений трансформатора такого умножителя, а также кривые его напряжений и токов при чисто активной нагрузке изображены на рис. 5, б-е.

При отсутствии фильтров на выходе трансформатора такого умножителя кривые его выходного тока и напряжения подобны, а кривые токов вторичных обмоток i_{2a} и $i_{2a'}$ соответственно с напряжением U_{2a} и $U_{2a'}$ и тока первичной обмотки i_{a0} с напряжением U_{a0} показаны на рис. 5, в, г, д, е.

Из последнего рисунка видно, что и в этом варианте кривая первичного тока представляет собой четную функцию, вследствие чего действующие значения полного первичного тока и его первой гармоники могут быть получены из выражений

$$I_c = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_m^2 \sin^2 \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) d\vartheta} = 0,239 I_m, \quad (15)$$

$$I_{c(1)} = \frac{4}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_m \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) \sin \vartheta d\vartheta = 0,0707 I_m,$$

а коэффициент искажения первичного тока соответственно равен

$$K_u = \frac{0,0707}{0,239} = 0,296.$$

Низкие значения коэффициента искажения первичного тока рассмотренных умножителей заставляют искать пути улучшения формы этого тока, одним из которых является создание умножителей с многофазным выходным напряжением.

Схема умножителя с двухфазным выходным напряжением изображена на рис. 6, где две системы формирующих вентилей создают два напряжения утроенной частоты, сдвинутые друг относительно друга на угол $\Theta = 90^\circ$ по выходной круговой частоте. Такая система напряжений может, например, использоваться для питания двухфазных высокоскоростных асинхронных двигателей.

На рис. 6, в показаны кривые первичного U_{a0} , формирующих U_{2a0} , $U_{2a'}$ и U_{2c} и выходного U_{y1} напряжений первой формирующей группы, а на рис. 6, г — аналогичные кривые напряжений U_{a0} , U_{2d} , U_{2e} , U_{2f} и U_{y2} второй формирующей группы.

Как следует из векторных диаграмм рис. 6, б, зигзаги вторичных обмоток формирующих вентильных групп выполнены различными способами, что обеспечивает требуемый сдвиг на угол $\Theta = 90^\circ$ двух выходных напряжений умножителя.

* В данном случае «полный» первичный ток представляет собой сумму частичных токов, потребляемых каждым преобразователем.

Вследствие различного способа включения вторичных обмоток формирующих групп при равных значениях формируемого ими выходного напряжения коэффициенты трансформации вторичных обмоток у обеих вентильных групп различны и если этот коэффициент K_{TII} для II формирующей группы положить равным единице, то для первой группы он будет равен

$$K_{T1} = \frac{0,5}{\cos 30^\circ} = 0,577.$$

Кривые фазных первичных токов i_{AB1} и i_{AB2} , наводимые формирующими вентильными группами в первичной обмотке трансформатора, изображены на рис. 6, з и д, а на рис. 6, ж показан результирующий первичный ток одной фазы $i_{a0} = i_{AB1} + i_{AB2}$.

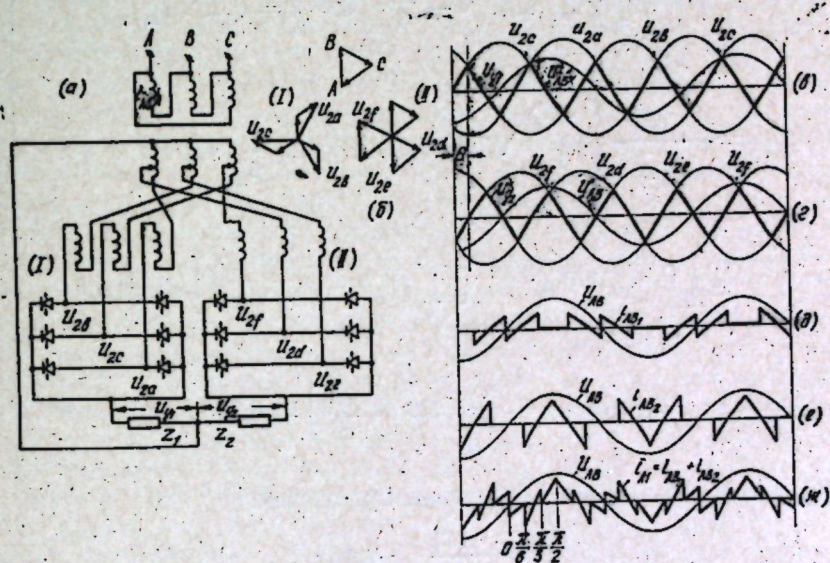


Рис. 6. Схема и кривые выходных и первичных напряжений и токов вентильного умножителя частоты с двухфазным выходным напряжением.

Аналитические выражения этого тока в интервале от 0 до $\frac{\pi}{2}$ с учетом различных коэффициентов трансформации обмоток обеих формирующих вентильных групп будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} i_{AB} \left(0 < \vartheta < \frac{\pi}{6} \right) &= 0,577 I_m \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right); \\ i_{AB} \left(\frac{\pi}{6} < \vartheta < \frac{\pi}{3} \right) &= I_m \left[0,577 \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) \right]; \\ i_{AB} \left(\frac{\pi}{3} < \vartheta < \frac{\pi}{2} \right) &= I_m \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right). \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Поскольку и в двухфазном умножителе первичный ток представляет собой четную функцию, то действующие значения этого тока и его первой гармоники определяются выражениями

$$I_c = \sqrt{\frac{\pi}{2} \left\{ \int_0^{\frac{\pi}{6}} \left[0,577 I_m \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) \right]^2 d\vartheta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} I_m^2 \left[0,577 \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) \right]^2 d\vartheta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left[I_m \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) \right]^2 d\vartheta \right\}} = 0,282 I_m \quad (17)$$

$$I_{c(1)} = \frac{4}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_0^{\frac{\pi}{6}} 0,577 I_m \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} I_m \left[0,577 \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{6} \right) + \sin \left(\vartheta - \frac{\pi}{3} \right) \right] \sin \vartheta d\vartheta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} I_m \sin \left[\vartheta - \frac{\pi}{3} \right] \sin \vartheta d\vartheta \right] = 0,113 I_m$$

а коэффициент искажения этого тока будет равен

$$K_u = \frac{0,113}{0,282} = 0,403.$$

Сопоставление коэффициентов искажения бестрансформаторного варианта умножителя ($K_u = 0,276$) с трансформаторным вариантом ($K_u = 0,296$) и с двухфазным умножителем ($K_u = 0,403$) показывает, что усложнение схемы включения обмоток формирующих напряжений и особенно повышение фазности выходных напряжений способствуют улучшению формы первичного тока и повышению его коэффициента искажения.

Это открывает пути повышения коэффициента искажения, особенно в умножителях с большой фазностью или с несколькими независимыми выходными напряжениями*.

Проведенное поисковое исследование умножителей с непосредственной связью позволяет сделать следующие предварительные выводы.

Вентильные умножители частоты с непосредственной связью не требуют сглаживающих сильнотоочных устройств и коммутирующих ем-

* В настоящей статье не рассматриваются. Анализ систем с трехфазным выходом, которые смогут, вероятно, получить наибольшее распространение для питания групповых потребителей переменного тока повышенной частоты, будет предметом отдельной статьи.

костей, имеют простые схемы сильнотоочных цепей и без каких-либо дополнительных устройств обеспечивают устойчивую работу установки при изменении в номинальных пределах выходного тока и фазного угла нагрузки, величина изменения которого может достигать 120—140°. Это выгодно отличает такие преобразователи от применяющихся для этих же целей автономных инверторов.

Система управления умножителем должна генерировать постоянные по величине, форме и фазному углу прямоугольные импульсы, которые остаются неизменными при изменении режима работы установки в пределах номинальных значений. Это повышает надежность установки и упрощает ее систему управления.

Форма выходного напряжения умножителя весьма близка к синусоиде при различных коэффициентах умножения. Наибольшее значение (10%) имеет третья гармоника выходного напряжения, которая может быть легко устранена известными средствами. Гармоники высших порядков имеют меньшую величину и существенного влияния на выходной ток не оказывают, ибо создаваемые этими гармониками токи подавляются индуктивностями цепи нагрузки. По этой причине рассматриваемые умножители не требуют специальных фильтрующих устройств.

Существенным недостатком анализируемых умножителей является значительное искажение формы первичного тока (тока питающей сети), которое возрастает с увеличением коэффициента умножения. На примерах некоторых схем утроителя частоты в работе показано, что уменьшение степени искажения первичного тока и повышение коэффициента искажения этого тока до пределов, допускаемых в установках относительно малых мощностей (сотни ватт, киловатты), может быть достигнуто выбором рациональных схем включения вторичных обмоток трансформатора, повышением фазности выходного напряжения и созданием умножителей с несколькими независимыми выходными напряжениями. Применительно к установкам большей мощности (десятки и сотни кВт), где коэффициент искажения должен быть предельно высок, этот вопрос требует специальных дополнительных исследований.

В связи с тем, что с увеличением коэффициента умножения умножителя ухудшается использование его вентильного комплекта и понижается коэффициент искажения установки, устройства такого типа с коэффициентом умножения большим трех вряд ли окажутся целесообразными, и только для устройств малой мощности коэффициент умножения целесообразно, вероятно, повышать до шести.

Результаты настоящего поискового исследования показывают принципиальную возможность создания вентильных преобразователей частоты с огибающей кривой, которые в ряде случаев позволяют получить целесообразные технические решения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Н. Петров. Электрические машины, часть I. Госэнергоиздат, 1940.
2. О. А. Маевский. Методы расчета составляющих полной мощности в нелинейных цепях с вентилями. 2-я Всесоюзная межвузовская конференция по теории и методам расчета нелинейных электрических цепей. Сборник докладов № 2, Ташкент, 1963.
3. О. А. Маевский. Определение энергетических соотношений и составляющих полной мощности в вентильных преобразовательных установках, Электричество, 1965, № 3.

В. В. ЕРМУРАТСКИЙ

К ВОПРОСУ О КОЭФФИЦИЕНТЕ ГАРМОНИК ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ИНВЕРТОРОВ ТОКА С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

В автономных инверторах тока, в отличие от инверторов, ведомых сетью, форма кривой выходного напряжения определяется характером и величиной нагрузки, схемой преобразователя и регулирующего устройства.

Для большинства практических схем преобразователей и нагрузок расчетная величина емкости параллельных конденсаторов оказывается такой, что ее фильтрующего действия достаточно для получения выходного напряжения, близкого к синусоидальному.

В тех случаях, когда коэффициент гармоник напряжения на выходе инвертора превышает допустимое значение, необходимо включение фильтров [1]. Это приводит к некоторому ухудшению технико-экономических показателей преобразователя. Поэтому необходима оценка коэффициента гармоник при заданных значениях нагрузки, ее коэффициента мощности, расчетного значения емкости параллельных конденсаторов для рассматриваемой схемы инвертора.

К работе приняты следующие обозначения, базисные величины и основные соотношения:

- K_f — коэффициент гармоник переменного напряжения на шинах инвертора;
- K — порядковый номер гармоники;
- A_k — коэффициенты разложения в гармонический ряд Фурье кривой тока на выходе инвертора;
- $U_{1\omega}$ — эффективное значение первой (основной) гармоники несинусоидального выходного напряжения;
- $I_{k\omega}$ — эффективное значение K -й гармоники тока на выходе инвертора;
- Z_k — полное сопротивление нагрузки, подключенной к шинам инвертора;
- $g_n = \frac{1}{R_n}$ — активная проводимость нагрузки;
- C_n — емкость параллельных конденсаторов, подключенных к шинам инвертора на частоте K -й гармоники;
- $\cos \varphi$ — коэффициент мощности нагрузки без учета параллельных конденсаторов;
- L_n — индуктивность нагрузки;

y_n — полная проводимость нагрузки без учета параллельных конденсаторов;

ω — круговая частота основной гармоники;

$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_n C_n}}$ — круговая частота параллельного контура, образованного емкостью C_n и индуктивностью L_n ;

$z_k^* = z_k \omega C_n$ — относительное значение полного сопротивления нагрузки;

$y_n^* = \frac{y_n}{\omega C_n}$ — относительное значение проводимости нагрузки для K -й гармоники тока;

$U_k^* = \frac{U_{k\omega}}{U_{1\omega}}$ — относительное значение K -й гармоники напряжения;

$\omega^* = \frac{\omega_0}{\omega}$ — относительное значение частоты собственных колебаний контура $L_n C_n$;

$I_k^* = \frac{I_{k\omega}}{I_{1\omega}}$ — относительное значение K -й гармоники тока.

Коэффициент гармоник несинусоидального напряжения в процентах, как известно, можно представить в следующем виде:

$$K_f = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_{k\omega}^2}{U_{1\omega}^2}} \cdot 100, \quad (1)$$

или в относительных единицах

$$K_f^* = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (U_k^*)^2}. \quad (2)$$

Определение эффективных значений гармоник U_k путем разложения кривой $U_{(t)}$ в ряд Фурье сложно и неудобно, так как даже для однофазных инверторов аналитическая запись в общем виде мгновенного значения выходного напряжения является громоздкой [2].

Гораздо быстрее и проще можно рассчитать эффективное значение K -й гармоники напряжения путем умножения действующего значения K -й гармоники тока на полное сопротивление нагрузки для этой гармоники, то есть

$$U_{k\omega} = I_{k\omega} \cdot Z_k. \quad (3)$$

Действительно, инвертор, имеющий сглаживающий дроссель значительной индуктивности, является источником тока [3, 4], то есть ток на выходе инвертора задан по величине и длительности, и его гармоники легко получить разложением в ряд Фурье.

Для установившегося режима работы нагрузку, подключенную к шинам инвертора, можно представить в виде параллельно соединенных емкости C_n , индуктивности L_n и активного сопротивления R_n .

Полное сопротивление такой цепи для K -й гармоники, считая, что активная проводимость не зависит от частоты, как известно, равно:

$$Z_k = \frac{1}{\sqrt{g_n^2 + \left(K \omega C_n - \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{\omega L_n} \right)^2}}, \quad (4)$$

или в относительных единицах

$$Z_k^* = \frac{1}{\sqrt{(g_n^*)^2 + K^2 - 2(\omega^*)^2 + \frac{1}{K^2}(\omega^*)^4}} \quad (5)$$

В относительных единицах напряжение K -й гармоники можно записать:

$$U_k^* = \frac{I_{k2} \cdot Z_k}{I_{12} \cdot Z_1} = \frac{Z_k^*}{Z_1^*} \cdot I_k^* \quad (6)$$

Относительные значения тока K -й гармоники I_k^* есть не что иное, как коэффициенты разложения кривой выходного тока инвертора в ряд Фурье. Тогда

$$U_k^* = A_k \cdot \frac{Z_k^*}{Z_1^*} \quad (7)$$

или, после подстановки значений Z_k^* и Z_1^* ,

$$U_k^* = A_k \sqrt{\frac{(g_n^*)^2 + 1 - 2(\omega^*)^2 + (\omega^*)^4}{(g_n^*)^2 + K^2 - 2(\omega^*)^2 + \frac{1}{K^2}(\omega^*)^4}} \quad (8)$$

Подставляя значение U_k^* в (2), получим

$$K_f^* = \sqrt{(g_n^*)^2 + 1 - 2(\omega^*)^2 + (\omega^*)^4} \times \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{A_k^2}{(g_n^*)^2 + K^2 - 2(\omega^*)^2 + \frac{1}{K^2}(\omega^*)^4}} \quad (9)$$

Учитывая, что

$$(\omega^*)^2 = \frac{1}{\omega^2} = \frac{1}{\omega L_n C_n} = \frac{y_n \cdot \sin \varphi}{\omega C_n} = y_n^* \cdot \sin \varphi, \quad (10)$$

коэффициент гармоник запишем:

$$K_f^* = \sqrt{(y_n^*)^2 + 1 - 2y_n^* \cdot \sin \varphi} \times \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{A_k^2}{(y_n^* \cdot \cos \varphi)^2 + K^2 - 2y_n^* \cdot \sin \varphi + \frac{(y_n^* \cdot \sin \varphi)^2}{K^2}}} \quad (11)$$

Таким образом, подставляя в (11) значения проводимости нагрузки, ее коэффициента мощности и коэффициенты A_k , можно определить коэффициент гармоник переменного несинусоидального напряжения на выходе инвертора в интересующем нас режиме.

В качестве примера в таблице приведены коэффициенты гармоник выходного напряжения трехфазного мостового инвертора с параллель-

ными конденсаторами, рассчитанные по формуле (11) для различных условий.

Таблица

y_n^*	5	1,5	0,3
$\cos \varphi$	1	0,8	0,8
K_f^* ; $K = 5,7$	$16,7 \cdot 10^{-2}$	$5,43 \cdot 10^{-2}$	$3,85 \cdot 10^{-2}$
K_f^* ; $K = 5, 7, 11$	$17,2 \cdot 10^{-2}$	$5,5 \cdot 10^{-2}$	$3,9 \cdot 10^{-2}$

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. Г. Толстов. Автономные инверторы. Сб. Преобразовательные устройства в электроэнергетике. Изд. АН СССР, 1964.
2. А. С. Васильев, А. Е. Слухоцкий. Ионные и электронные инверторы высокой частоты. ГЭИ, 1961.
3. И. Л. Каганов. Электронные и ионные преобразователи, ч. III, ГЭИ, 1956.
4. А. С. Муравьева, В. Г. Степанова. Приближенный метод расчета гармоник тока в трехобмоточных трансформаторах преобразовательных установок передачи энергии постоянным током. Изв. АН СССР ОТН, 1957, № 7.

И. М. ЭРШОН

О ПРИМЕНЕНИИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ НА НЕКОТОРЫХ МОБИЛЬНЫХ СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННЫХ МАШИНАХ

В ряде отраслей народного хозяйства (текстильная промышленность, лесоразработки, деревообрабатывающая промышленность и др.) привод от электродвигателей повышенной частоты довольно широко распространен. За последние годы в сельскохозяйственном электроприводе также стали применяться электродвигатели повышенной частоты в машинах для животноводства, а также в некоторых ручных электрифицированных механизмах в садоводстве и овощеводстве [1].

Становится очевидным, что назрела необходимость определения возможности и целесообразности применения переменного тока повышенной частоты для всего сельскохозяйственного производства и, в частности, для электропривода в сельскохозяйственных машинах.

В настоящей работе приводятся первые предварительные результаты попытки решить один частный вопрос этой большой проблемы — определить целесообразность применения привода от электродвигателей повышенной частоты для группы мобильных сельскохозяйственных машин, работающих в Молдавской ССР.

В ведущих отраслях сельскохозяйственного производства Молдавской ССР — в виноградарстве и садоводстве — большую часть составляют мобильные машины. Доля их в общем количестве машин, занятых в производстве плодов и винограда, показана в таблице 1:

Таблица 1

Отрасль сельскохозяйственного производства	Количественные показатели				
	общее количество типов-размеров машин (шт.)	в том числе			
		мобильные машины		стационарные машины	
	шт.	%	шт.	%	
Виноградарство	36	27	75	9	25
Садоводство	16	16	100	—	—
Всего	52	43	82,7	9	17,3

Примечание. Таблица составлена по данным [2, 3, 4].

Как правило, это сложные машины с несколькими рабочими органами, расположенными в различных плоскостях и на различных расстояниях друг от друга. Наиболее характерным приводом является привод всех рабочих органов от одного двигателя внутреннего сгорания с помощью вала отбора мощности и сложной механической трансмиссии.

Возможность и целесообразность замены сложных механических трансмиссий на мобильных сельскохозяйственных машинах электроприводом показана в ряде работ [5, 6, 7].

Благодаря электроприводу упрощаются кинематические схемы, повышается эксплуатационная надежность агрегатов.

Однако привод от электродвигателей переменного тока общепринятой частоты 50 гц на мобильных сельскохозяйственных машинах до сих пор не получил широкого распространения. Одна из существенных причин этому — относительно большой вес электродвигателей переменного тока при частоте 50 гц.

Поэтому снижение веса электрооборудования, в особенности для мобильных машин, является важной задачей. Решению этой задачи может способствовать переход на переменный ток повышенной частоты благодаря ряду его преимуществ [8]. В частности, при использовании повышенной частоты облегчается вес, уменьшаются размеры и удешевляются электродвигатели, а также удешевляется аппаратура управления.

Техническая возможность применения электродвигателей повышенной частоты для привода может быть определена путем анализа энергетических характеристик рабочих органов машин.

В качестве таких характеристик на первом этапе анализа предлагаются следующие показатели:

1) скорость вращения вала рабочих органов при номинальной нагрузке;

2) мощность на валу рабочих органов.

В мобильных машинах для садов и виноградников скорости и мощности рабочих органов имеют различные значения и меняются в широких пределах.

При всем разнообразии машин, значений скоростей и мощностей рабочих органов предлагается произвести разбивку рабочих органов в зависимости от величины скорости вала на 4 скоростные группы и в зависимости от величины мощности также на 4 группы.

В таблице 2 приведены результаты такой разбивки.

Таблица 2

Скоростные группы рабочих органов или механизмов	Количество рабочих органов или механизмов	
	шт.	% от общего количества
Тихоходная группа рабочих органов $n < 200$ об/мин	11	23,8
Группа рабочих органов, имеющих среднюю скорость 200 об/мин $< n < 750$ об/мин	9	19,4
Группа быстроходных рабочих органов 750 об/мин $< n < 3000$ об/мин	25	54,4
Высокоскоростная группа $n > 3000$ об/мин	1	2,3

Приведенные данные показывают, что значительная часть рабочих органов машин — 54,4% имеет относительно большую скорость и входит в группу быстроходных машин.

Две другие группы — тихоходная и среднескоростная — менее обширны и составляют, соответственно, 23,8% и 19,4% (вместе — 43,2%). Как уже отмечалось, наиболее характерным приводом для рассмат-

риваемой группы машин является привод от вала отбора мощности, скорость вращения которого в среднем равна 500 об/мин. Таким образом, абсолютное большинство рабочих органов (73,8%) имеют скорости, значительно отличные от скорости вала отбора мощности. Поэтому в приводах на этих машинах применяются различного типа повышающие или понижающие передачи. Причем первых больше, чем вторых. Отсюда следует, что применение быстроходных двигателей для привода рабочих органов даже при их существующих скоростях может привести к уменьшению количества передач и непосредственному соединению двигателя с рабочим органом. В данном случае может оказаться целесообразным применение электродвигателей повышенной частоты.

В то же время применение быстроходных двигателей для машин с тихоходными рабочими органами приводит к увеличению передаточного числа передачи.

Так как изменение передаточного числа передачи в довольно широком диапазоне не оказывает существенного влияния ни на КПД, ни на размеры и стоимость самой передачи [9], то использование быстроходных двигателей является, очевидно, целесообразным.

Таблица 3

Группы мощностей рабочих органов или механизмов	Количество механизмов или рабочих органов	
	шт.	% от общего количества
$P < 1 \text{ кВт}$	8	16,3
$1 \text{ кВт} < P < 3 \text{ кВт}$	19	38,8
$3 \text{ кВт} < P < 10 \text{ кВт}$	17	34,7
$P > 10 \text{ кВт}$	5	10,2

Из данных таблицы 3 следует, что группа рабочих органов, мощность которых не превышает 3 кВт, составляет несколько больше половины (53,1%) всех рабочих органов. Таким образом, больше половины рабочих органов маломощны.

В то же время следует отметить, что значительная часть рабочих органов (44,9%) имеет мощность, превышающую 3 кВт, что благоприятствует применению быстроходных электродвигателей повышенной частоты [10].

Распределение рабочих органов или механизмов по принятым скоростным группам в зависимости от мощности приведено в таблице 4.

Таблица 4

Скоростные группы	Группы мощностей			
	$P < 1 \text{ кВт}$	$1 \text{ кВт} < P < 3 \text{ кВт}$	$3 \text{ кВт} < P < 10 \text{ кВт}$	$P > 10 \text{ кВт}$
	количество			
	шт.	шт.	шт.	шт.
$n < 200 \text{ об/мин}$	5	2	4	—
$200 \text{ об/мин} < n < 750 \text{ об/мин}$	2	3	4	—
$750 \text{ об/мин} < n < 3000 \text{ об/мин}$	—	14	7	4
$n > 3000 \text{ об/мин}$	—	—	—	1

Из таблицы 4 видно, что рабочие органы, мощность которых превышает 1 кВт, в большинстве (26 из 46) являются быстроходными.

Группу тихоходных составляют в основном рабочие органы, мощность которых менее 1 кВт.

Наличие тихоходных рабочих органов при мощности менее 1 кВт несколько отрицательно влияет на целесообразность использования повышенной частоты.

Известно [10], что асинхронные двигатели мощностью 1 кВт и меньше и 3000 об/мин при повышенных частотах (200 гц) неконструктивны, и весо-габаритные параметры их хуже, чем у аналогичных асинхронных двигателей при $f = 50 \text{ гц}$.

При большем числе оборотов (6000—8000 об/мин) весо-габаритные параметры этих двигателей улучшаются, но возрастает влияние веса и габаритов передаточного устройства (редуктора) на общие показатели привода.

Однако и для таких случаев рекомендуется [10] применять высоко-скоростные электродвигатели, соединяя их с рабочим механизмом через понижающий редуктор.

Таким образом, анализ пока только двух энергетических показателей рабочих органов группы машин для садов и виноградников позволяет сделать предварительный вывод о целесообразности применения электродвигателей повышенной частоты для привода рабочих органов этих машин. В подтверждение сделанного вывода можно сослаться на работы, проведенные в ВИЭСХ и ТСХА [11, 12].

ЛИТЕРАТУРА

1. Применение электрической энергии в сельском хозяйстве 1961—1963, АН СССР, Институт научной информации. Итоги науки и техники. М., 1964.
2. Примерные технологические карты по производству плодов и винограда в колхозах и совхозах Молдавской ССР. Госиздат «Карта Молдовеныскэ», Кишинев, 1964.
3. Сельскохозяйственная техника. Справочник, М., 1962, 1963. Дополнение к справочнику. М., 1964.
4. Опыт механизированной закладки новых насаждений виноградников и уход за ними. Молдавская Гос. зональная МИС. Всесоюзное объединение «Сельхозтехника». Бюро технической информации и рекламы. М., 1964.
5. П. Н. Листов. Применение электрической энергии в сельском хозяйстве, Издательство сельскохозяйственной литературы. М., 1961.
6. В. И. Буромский. Электропривод передвижных сельскохозяйственных агрегатов. Труды ВИМ., т. 33. М., 1963.
7. Ю. А. Рослов. Электротрансмиссии на широкозахватных сенокосилках. «Сельхозмашина», 1955, № 2.
8. В. А. Веников, В. С. Кулебакин. Повышение частоты переменного тока и нахождение ее оптимального значения для дальнейшей электрификации СССР. Электричество, 1963, № 3.
9. Л. Б. Гейлер. О токе повышенной частоты 100 гц в промышленном электрооборудовании. Электричество, 1936, № 2.
10. Г. И. Китаенко. Судовые электроэнергетические системы повышенных параметров. Изд-во «Судостроение». Л., 1964.
11. П. Н. Листов, Н. Ф. Мякишев. Ручная электрифицированная машина для обработки приствольных кругов. Известия ТСХА, 1960, № 1 (32).
12. Н. Ф. Мякишев. Исследование приемов использования повышенной частоты в некоторых сельскохозяйственных машинах (кандидатская диссертация). М., 1963.

М. А. НЕПОМНЯЩИЙ

О ПРИМЕНЕНИИ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПОГРУЖНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Погружные электронасосы для скважин выпускаются диаметром 150, 200, 250 и 300 мм. Уменьшение диаметра скважин и насосов удешевляет водонасосные установки.

Рассмотрим вопрос изменения диаметра насоса при удвоении его оборотов.

Принимаем неизменной мощность насоса, то есть

$$N = \frac{QH\gamma}{102 \cdot 3600 \cdot \eta^*} = \text{const}, \quad (1)$$

тогда величины, входящие в (1), не должны изменяться.

Сопоставляем величины, определяющие производительность и напор при удвоении оборотов:

$$Q_1 = D_{b_1} b_1 \text{tg} \beta_1 n_1,$$

$$Q_2 = D_{b_2} b_2 \text{tg} \beta_2 n_2.$$

Принимаем $\beta_1 = \beta_2$, тогда:

$$D_{b_1} b_1 = 2 D_{b_2} b_2,$$

$$H_1 \approx 10^{-4} \varphi n_1^2 D_{n_1}^2 i_1,$$

$$H_2 \approx 10^{-4} \varphi n_2^2 D_{n_2}^2 i_2.$$

При неизменном напоре получим

$$D_{n_2} = \frac{D_{n_1}}{2} \left(\frac{i_1}{i_2} \right)^{1/2}. \quad (2)$$

Так как увеличивать количество ступеней нерационально, то D_{n_2} изменяется от $0,5 D_{n_1}$ при $i_2 = i_1$ до D_{n_1} при $i_2 = \frac{1}{4} i_1$.

Наружный диаметр насоса будет изменяться пропорционально внешнему диаметру рабочих колес.

Рассмотрим вопрос удвоения скорости вращения погружного электродвигателя. При проектировании электрических машин обычно пользуются «машинной постоянной», которая в данном случае отсутствует. Так как важным техникоэкономическим показателем является диаметр двигателя, то этой величиной необходимо руководствоваться при определении основных размеров.

* Для упрощения к.п.д. принимаем неизменным.

Выпускаемые заводом погружные электродвигатели имеют наименьший диаметр расточки статора около 70 мм и наибольший 135 мм, при этом наружный диаметр жестей изменяется от 130 до 255 мм.

Наименьший диаметр расточки определяется: $q_1 = 4$; $m = 3$; $2p = 2$; $t_{z_1} = 9,2$ мм. Уменьшить диаметр двигателя, сохранив мощность, можно увеличить его длину, что приведет к усложнению технологии и удорожанию. Второй путь — увеличение числа оборотов при увеличении частоты тока.

При принятых 6000 об/мин частота 100 гц наиболее целесообразна, так как можно сохранить $2p = 2$.

Рассмотрим влияние некоторых величин на расчетный диаметр асинхронного двигателя:

$$D = \frac{2p\tau}{\pi}.$$

Так как

$$z_1 = q_1 m 2p,$$

а

$$2p\tau = z_1 t_{z_1},$$

то

$$\tau = q_1 m t_{z_1},$$

$$P = m E I \approx B l \tau f \omega m I \approx q_1 t_{z_1} f \omega.$$

При сравнении двигателей одинаковой мощности при 50 и 100 гц получим

$$q_{1(50)} \cdot t_{z_{1(50)}} \cdot 50 \cdot \omega_{1(50)} = q_{1(100)} \cdot t_{z_{1(100)}} \cdot 100 \cdot \omega_{1(100)}.$$

При $t_{z_{1(50)}} = t_{z_{1(100)}}$ и изменении $q_{1(100)}$ от 4 до 1 (завод выпускает при $D = 70$ мм, $q_{1(50)} = 4$), число витков $\omega_{1(100)}$ будет меняться от $0,5 \omega_{1(50)}$ до $2 \omega_{1(50)}$.

Наиболее целесообразно принять $q_{1(100)} = 3$ при $\omega_{1(100)} = 0,67 \omega_{1(50)}$.

Тогда

$$D_{100} = 0,75 D_{50}. \quad (3)$$

Сохранение t_{z_1} без изменения, при уменьшении числа проводов в пазу, позволит увеличить ширину зубцов и относительно уменьшить потери в железе.

Наружный диаметр двигателя также зависит от величины магнитного потока в спинке статора. При неизменном напряжении сети получим

$$\Phi_{1(50)} \cdot \omega_{1(50)} \cdot f_{1(50)} = \Phi_{1(100)} \cdot \omega_{1(100)} \cdot f_{1(100)}.$$

При

$$\omega_{1(100)} = 0,67 \omega_{1(50)}; \quad \Phi_{1(100)} = 0,75 \Phi_{1(50)}.$$

Следовательно, высоту спинки статора при неизменной расчетной длине машины и изменившейся частоте примем

$$h_{j(100)} = 0,75 h_{j(50)}. \quad (4)$$

Выпускаемые двигатели имеют размеры, приведенные в таблице 1.

Таблица 1

Тип двигателя	$D_{н50}$, мм	h_{50} , мм	$D_{н100}$, мм	$\frac{D_{н100}}{D_{н50}}$, %
ПЭДВ—4,5—140	130	11,5	91,7	70,5
ПЭДВ—8—140	130	11,5	91,7	70,5
ПЭДВ—11—140	130	12,7	91,1	69,5
МАПЗМ—18	168	18,5	116,7	69,7
МАПЗМ—21,9	205	21,2	143,4	70,0
МАПЗМ—23	216	28,2	147,9	68,7
МАПЗМ—27	255	32,0	175,0	68,8

Согласно (3) и (4) $D_{н100} = 0,75 D_{н50} - 0,5 h_{50}$. Из таблицы видно, что при принятых условиях при 100 гц $D_{н(100)} \approx 0,7 D_{н(50)}$.

Учитывая изложенное, следует принять соответствующий диаметр насоса. Из (2), принимая $D_{н2} = 0,7 D_{н1}$, получим

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{2},$$

то есть число ступеней вдвое меньше, чем при 3000 об/мин.

ВЫВОДЫ

1. Уменьшение весов и размеров определено при том же напоре и производительности, что и при 3000 об/мин, 50 гц. При уменьшении диаметра двигателя и насоса на 30% и уменьшении длины насоса на 50% вдвое уменьшается число ступеней и вес агрегата. Вследствие этого облегчаются условия его монтажа.

2. Количество типоразмеров по диаметрам скважин вместо четырех можно принять равным двум, что видно из таблицы 2.

Таблица 2

Существующие типоразмеры скважин по диаметрам при электронасосах на 50 гц	Предлагаемые типоразмеры скважин по диаметрам при электронасосах на 100 гц
150 мм	150 мм
200 мм	150 мм
250 мм	150 мм
300 мм	200 мм

Ориентировочный экономический эффект на примере МССР определится следующим:

а) примерное количество бурения в год — 75000 м.

б) средний диаметр скважин — 200 мм.

При переходе скважин с диаметра 200 мм на 150 мм экономия составит около 300 тыс. руб. в год. Уменьшение веса электродвигателя и насоса создает экономию порядка 120 тыс. руб. в год.

Из сказанного экономичность применения частоты 100 гц очевидна как для насосов, так и для скважин.

ОБОЗНАЧЕНИЯ:

- H — напор, развиваемый насосом;
- N — мощность насоса;
- Q — производительность насоса;
- γ — плотность жидкости;
- η — КПД насоса;
- Q_1 — производительность насоса при 3000 об/мин;
- Q_2 — производительность насоса при 6000 об/мин;
- $D_{в1}$ — внутренний диаметр входа рабочего колеса насоса при 3000 об/мин;
- $D_{в2}$ — внутренний диаметр входа рабочего колеса насоса при 6000 об/мин;
- b_1 — ширина лопатки рабочего колеса насоса при 3000 об/мин;
- b_2 — ширина лопатки рабочего колеса насоса при 6000 об/мин;
- β_1 — угол наклона лопатки при входе в рабочее колесо при 3000 об/мин;
- β_2 — угол наклона лопатки при входе в рабочее колесо при 6000 об/мин;
- n_1 — первоначальное число оборотов насоса, равное 3000 об/мин;
- n_2 — увеличенное число оборотов насоса, равное 6000 об/мин;
- H_1 — напор, создаваемый насосом при 3000 об/мин;
- H_2 — напор, создаваемый насосом при 6000 об/мин;
- $D_{н1}$ — наружный диаметр рабочего колеса насоса при 3000 об/мин;
- $D_{н2}$ — наружный диаметр рабочего колеса насоса при 6000 об/мин;
- i_1 — количество ступеней насоса при 3000 об/мин;
- i_2 — количество ступеней насоса при 6000 об/мин;
- φ — коэффициент, определяющий конструктивные данные насоса;
- q_1 — число пазов на полюс и фазу статора;
- m — число фаз статора;
- p — число пар полюсов;
- t_{z1} — зубцовый шаг статора;
- D — расчетный диаметр двигателя по расточке статора;
- τ — полюсное деление по расточке статора;
- Z_1 — число зубцов статора;
- P — внутренняя электромагнитная мощность машины;
- E — э. д. с. фазы обмотки статора;
- I — ток в фазе обмотки статора;
- B — индукция в межжелезном зазоре;
- l — расчетная длина машины;
- f — частота тока сети;
- W — число витков в фазе;
- D_{50} — расчетный диаметр машины по расточке статора при $f = 50$ гц;
- D_{100} — расчетный диаметр машины по расточке статора при $f = 100$ гц;
- A_{50} — линейная нагрузка статора при $f = 50$ гц;
- A_{100} — линейная нагрузка статора при $f = 100$ гц;
- B_{50} — индукция в межжелезном зазоре при $f = 50$ гц;

- B_{100} — индукция в междуфазном зазоре при $f=100$ гц;
 $\Phi_{1(50)}$ — магнитный поток на полюс статора при $f=50$ гц;
 $\Phi_{1(100)}$ — магнитный поток на полюс статора при $f=100$ гц;
 $h_{1(50)}$ — высота спинки статора при $f=50$ гц;
 $h_{1(100)}$ — высота спинки статора при $f=100$ гц;
 $D_{н50}$ — наружный диаметр статора при $f=50$ гц;
 $D_{н100}$ — наружный диаметр статора при $f=100$ гц;

ЛИТЕРАТУРА

1. А. И. Степанов. Центробежные и осевые насосы. Машгиз. М., 1960.
2. В. И. Киселев. Насосы, компрессоры и вентиляторы. Машгиз. М., 1961.
3. И. М. Постников. Проектирование электрических машин. Гостехиздат, УССР, 1960.
4. Каталог ЕРЕР, сб. № 22. Финиздат. М., 1960.
5. Ценник № 1, ч. I. Финиздат. М., 1956.

В. Г. ЖУРАВЛЕВ

ПЛАНИРОВАНИЕ РАЗВИТИЯ ЭНЕРГЕТИКИ НА ОСНОВАНИИ НАИБОЛЕЕ ВЕРОЯТНОЙ ВЕЛИЧИНЫ ОТНОСИТЕЛЬНОГО ПРИРОСТА ОБЩЕГО ЭЛЕКТРОПОТРЕБЛЕНИЯ

Составление правильных перспективных прогнозов электропотребления — важная народнохозяйственная задача. Научное решение этой задачи привело к созданию целого ряда оригинальных методических разработок, имеющих те или иные условности, те или иные положительные и отрицательные качества. Планомерное развитие экономики страны настоятельно требует дальнейшего уточнения и совершенствования этих методов.

Точность прогнозирования существенно влияет на темпы развития народного хозяйства страны. Известно, что развитие энергетики, которая наращивает свои мощности на основании заниженного прогноза, приводит к перебоям в снабжении потребителей, к ухудшению качества электрической энергии и к появлению большого количества мелких неэкономичных электростанций. Недостаточность энергетической базы сдерживает развитие промышленности и сельского хозяйства страны.

К большим народнохозяйственным потерям приводит и неоправданно высокий прогнозируемый уровень электропотребления, поскольку это вызывает омертвление весьма значительных материальных ценностей, вложенных в мало используемые электростанции и линии электропередач. Это случилось, например, в США, где неоправданное завышение прогноза привело к росту неиспользованной мощности станций до 35,5% [1].

Таким образом, ошибочный прогноз замедляет темпы развития народного хозяйства страны как при занижении, так и при завышении будущего электропотребления.

1. Классификация методов прогнозирования и их сравнительная оценка

Большинство существующих методов прогнозирования еще далеко от совершенствования. Для удобства сопоставления все известные и возможные методы определения перспективного электропотребления были классифицированы по двум различным признакам:

- а) по заблаговременности,
- б) по методам расчета, положенным в основу прогноза.

По заблаговременности (рис. 1) прогнозы можно разделить на календарные и некалендарные. В календарных прогнозах уровень электропотребления предполагается на определенную календарную дату. В некалендарных прогнозах будущий уровень электропотребления не привязан ко времени. Его достижение связано лишь с достижением определенной степени развития экономики республики.

Календарные прогнозы могут быть условно разделены на краткосрочные, заблаговременностью до 3—5 лет, средней заблаговременности (5—8 лет) и долгосрочные, заблаговременностью свыше 8—10 лет.

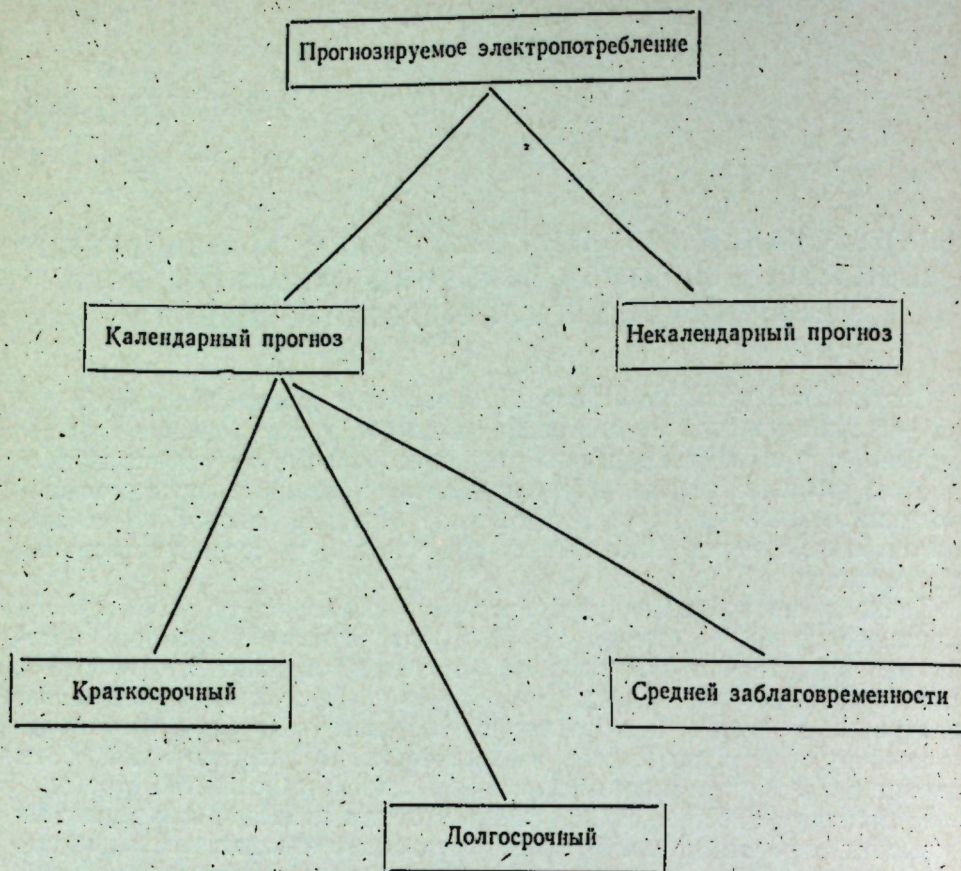


Рис. 1. Классификация прогнозов электропотребления по заблаговременности.

По методам прогнозирования будем различать общий и секторный анализ. Если определение будущего электропотребления может быть произведено в результате анализа общей величины потребления без разбивки на отдельные группы (рис. 2), то это будет **общий анализ** потребления. Если анализ динамики потребления производится по отдельным отраслям, то будем иметь дело с **секторным анализом** потребления.

Общий анализ электропотребления производится обычно с помощью коэффициента годового прироста, под которым подразумевается отношение потребления в каком-либо году к электропотреблению в предыдущем году*. Обычно подсчитывается среднескользящее значение коэффициентов годового прироста за ряд предыдущих лет, и его неизменная величина распространяется на прогнозируемый период (прогнозирование по постоянной величине прироста).

В ряде стран используется убывающая величина прироста**. Убытие приростов аппроксимируется разными законами (логарифмическим, гиперболическим и др.). Убытие приростов объясняют наступлением насыщения в потреблении электроэнергии.

Принципиально новым методом явилось прогнозирование путем установления корреляционной связи между общим (или секторным) по-

* Иногда для анализа используется величина разницы между коэффициентом годового прироста и единицей или обратная ей величина.
 ** Реже используются кривые изменения прироста с точкой перегиба — сначала возрастающий годовой прирост, а затем убывающий.

выше, чем намечалось по прогнозу [3].

Казалось, что определение будущего электропотребления по данным секторного анализа с использованием нормативов удельного расхода является наиболее строгим. Однако неразработанность и условность норм по це-

рис. 3. Календарное изменение величины P , обратной коэффициенту годового прироста электропотребления для Молдавской ССР. Пунктиром показана связь, подсчитанная по методу наименьших квадратов.

греблением и каким-либо фактором (или группой факторов), определяющих это электропотребление. Корреляционная связь при этом может быть как простой (единичной), так и множественной.

Секторный анализ потребления проводится по нормам потребления электрической энергии на выпуск единицы продукции. Как правило, используются постоянные нормы, но есть попытки использования и переменных норм. При этом учитывается или календарное изменение этих норм или изменение, связанное с общим ростом экономики страны.

При секторном анализе, как это было отмечено выше, также возможно применение корреляционных методов. В этом случае устанавливается наиболее вероятная связь между электропотреблением в данной отрасли и выпуском валовой продукции промышленности. В принятую схему классификации хорошо вписываются все известные способы прогнозирования нагрузки.

Сравнивая между собой отдельные методы, можно отметить следующее:

1. Общий анализ потребления несравненно менее трудоемок, чем секторный способ.

2. Общий анализ электропотребления на основании постоянной величины годового прироста следует признать мало обоснованным.

Исследование, проведенное Тодором Милеску для электропотребления в районе г. Бухареста [2], показало, что точность прогнозирования при заблаговременности всего один год составляет лишь 30% и снижается до 20—17% к десятому году.

3. Общий анализ, проводимый на основании переменной величины прироста, также следует считать неудовлетворительным. В отдельные годы неизбежны весьма большие скачки прироста, и выявление тенденции изменения этого коэффициента является весьма проблематичным.

На рис. 3 представлен характер изменения величины, обратной коэффициенту годового прироста для Молдавской ССР. Можно лишь очень условно говорить о тенденции его изменения. Проведенные расчеты показали, что снижение прироста, представленное в виде гиперболической функции, характеризуется коэффициентом корреляции $r=0,4574$. Та же зависимость для СССР в целом характеризуется коэффициентом корреляции $r=0,5287$. Эти цифры говорят о том, что такая связь фактически отсутствует.

Применение этого метода и для условий капиталистических стран, где есть явная тенденция к сокращению прироста, так же мало оправдано. Так, в Англии снижение прироста электропотребления пытались описать гиперболической зависимостью. Согласно этой зависимости прирост потребления в 1960 году должен был снизиться по сравнению с приростом 1956 года почти на 4% и составить величину около 6%. Фактический прирост был в 1960 году около 11%, то есть почти в 2 раза выше, чем намечалось по прогнозу [3].

Казалось, что определение будущего электропотребления по данным секторного анализа с использованием нормативов удельного расхода является наиболее строгим. Однако неразработанность и условность норм по це-

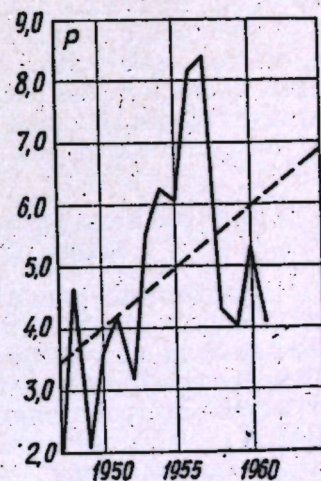


Рис. 3. Календарное изменение величины P , обратной коэффициенту годового прироста электропотребления для Молдавской ССР. Пунктиром показана связь, подсчитанная по методу наименьших квадратов.

нием насыщения в потреблении электроэнергии.

Принципиально новым методом явилось прогнозирование путем установления корреляционной связи между общим (или секторным) по-

* Иногда для анализа используется величина разницы между коэффициентом годового прироста и единицей или обратная ей величина.

** Реже используются кривые изменения прироста с точкой перегиба — сначала возрастающий годовой прирост, а затем убывающий.

лему ряду категорий потребителей, сложность учета динамики изменения норм, а также большая трудоемкость таких методов делают их очень условными и малоэффективными. Особенно усложняет применение такой методики необходимость предугадать правильное соотношение между удельным весом отдельных отраслей.

В качестве примера уместно сослаться на прогноз электропотребления той же Молдавской ССР, составленный Львовским отделением ТЭПа и Московским Главэнергопроектом (таблица 1).

Для удобства сопоставления все прогнозируемые уровни выражены в относительных единицах. За сто процентов принято общее потребление электрической энергии, имеющее место в 1960 году.

Таблица 1

Сравнение прогнозируемого электропотребления Молдавской ССР на 1960 и 1965 гг. по данным Львовского ТЭПа и Главэнергопроекта

Год составления прогноза	Прогнозируемое электропотребление в % к 1960 г.	
	1960 г.	1965 г.
По схеме 1957	82,5	159,2
По схеме 1959	60,8	196,2
По схеме 1961	100,0	304,0
Реально	100,0	273
Максимальное отклонение от прогнозируемого потребления в %	39,2	113,8

Из сопоставления видно, что даже краткосрочный прогноз с заблаговременностью всего в два года был выполнен с отклонением от реального почти в 40%. Различия проработки дают на конец семилетки различие, достигающее почти 150% от уровня потребления в 1960 г. Ясно, что такие разноречивые данные могут привести к большим просчетам при планировании развития экономики республики.

При составлении народнохозяйственного плана для условий СССР, вероятно, наиболее перспективным будет применение методов теории вероятностей, основанных на анализе общего или секторного потребления с помощью установления корреляционных связей между потреблением электрической энергии и группой каких-либо главных факторов, определяющих развитие электропотребления.

Ниже и приводятся некоторые результаты исследований таких связей.

2. Связь между валовым выпуском промышленной продукции и общим потреблением электрической энергии

Исследование динамики электропотребления целого ряда союзных республик показало, что можно выделить некоторые главные показатели развития народного хозяйства республики и связь с ними роста электропотребления методами вероятностных (корреляционных) зависимостей. Экстраполяция этих связей на ожидаемый период позволяет просто и достаточно точно прогнозировать уровень электропотребления на срок до пяти лет.

В качестве таких общих показателей были выбраны:

- производство валовой продукции промышленности,
- рост производительности труда*

* В ФРГ в качестве такого главного фактора был выбран общественный брутто-продукт, представляющий собой произведение трех факторов: числа лиц, имеющих самостоятельный заработок, проработанного времени на одного рабочего и производительности труда [3].

На рис. 4, 5, 6, 7 показана зависимость между ростом валовой продукции всей промышленности Π и ростом суммарного электропотребления \mathcal{E} за 1950—1960 годы. Графики построены на основании данных, опубликованных в [4—8]*. Из них видно, что все реальные точки ложатся близко к некоторым кривым, напоминающим или прямые или кривые степенного типа.

Наличие таких зависимостей объясняется тем, что рост валового выпуска промышленной продукции является одним из главных факторов, определяющих развитие энергетики. Хотя доля промышленного потребления энергии в ряде республик ниже, чем в среднем по СССР, она все же является по абсолютной величине достаточно высокой и по существу определяет все развитие экономики республик.

Коммунально-бытовое и прочее электропотребление в значительной степени развиваются пропорционально промышленному потреблению. Кроме того, бытовое, а также сельскохозяйственное потребление в республиках СССР пока еще невелико по абсолютной величине**.

* График построен в относительных единицах. За сто процентов принята величина \mathcal{E} и Π в том последнем году, в котором удалось найти опубликованные данные. В большинстве случаев это 1959—1960 годы. Относительные единицы в дальнейшем отличаются от абсолютных добавлением индекса звездочки и двух цифр, указывающих на год, принятый в качестве базового.

** Нужно сказать, что такая связь сохраняется и при значительном снижении доли промышленного потребления электрической энергии. Так, эту связь удалось установить для США, где доля промышленного потребления невелика. Связь характеризуется высоким коэффициентом корреляции $z=0,9608$. Связь определялась на основании данных, опубликованных в [9].

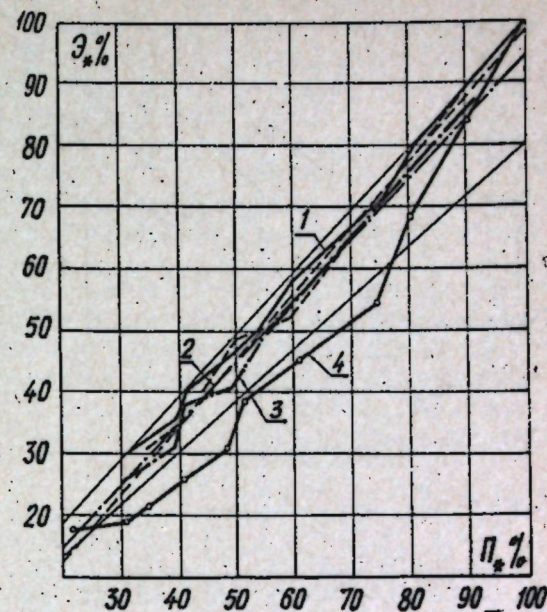


Рис. 4. Зависимость между общим электропотреблением и валовым выпуском промышленной продукции. Для СССР, РСФСР, УССР и Молдавской ССР: 1 — СССР, 2 — РСФСР, 3 — УССР, 4 — Молдавская ССР. Тонкими линиями показаны прямолинейные зависимости, полученные по методу наименьших квадратов.

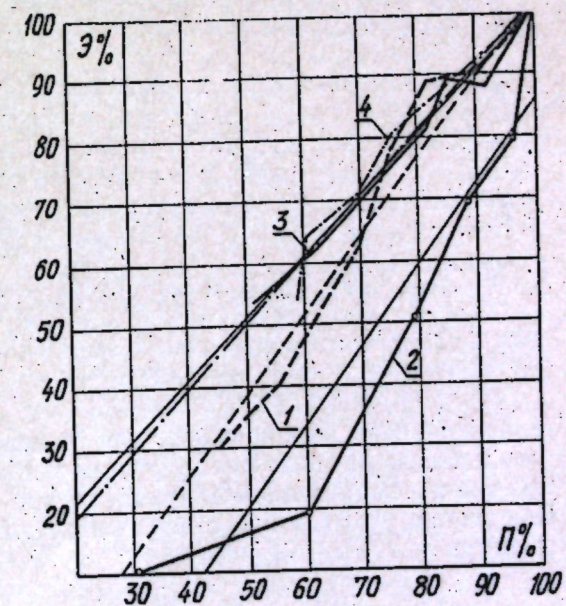


Рис. 5. Зависимость между общим электропотреблением и валовым выпуском промышленной продукции для республик Средней Азии: 1 — Киргизская ССР, 2 — Таджикская ССР, 3 — Узбекская ССР, 4 — Казахская ССР.

установить для США, где доля промышленного потребления невелика. Связь характеризуется высоким коэффициентом корреляции $z=0,9608$. Связь определялась на основании данных, опубликованных в [9].

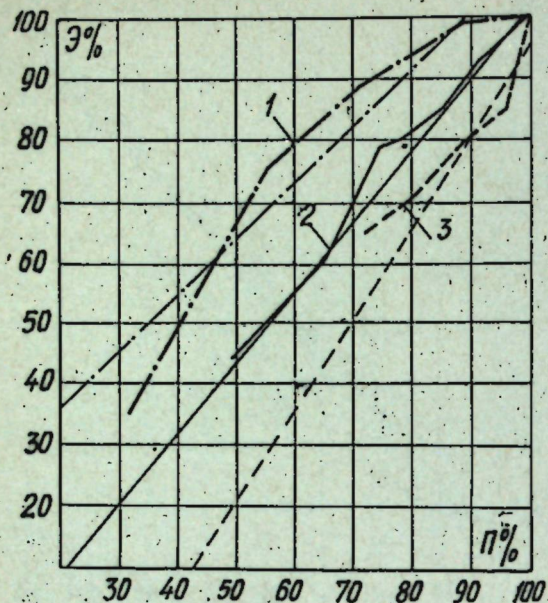


Рис. 6. Зависимость между общим электропотреблением и валовым выпуском промышленной продукции для закавказских республик: 1 — Армянская ССР, 2 — Азербайджанская ССР, 3 — Грузинская ССР.

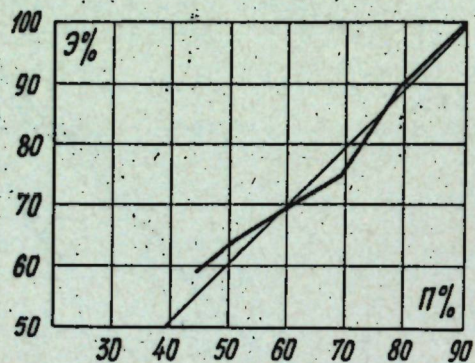


Рис. 7. Зависимость между общим электропотреблением и валовым выпуском промышленной продукции для Литовской ССР.

величиной. При планировании для ее использования нужно установить дополнительную связь между ростом выпуска валовой продукции и ростом электровооруженности труда, то есть переходить к множественной корреляции, что связано с дополнительными трудностями и с потерями точности.

3. Анализ связи между выпуском валовой продукции, производительностью труда и потреблением электрической энергии

Для установления связей между ростом валового выпуска промышленной продукции, производительностью труда и потреблением энергии был обработан статистический материал в основном за период с 1950 по 1960 год. Ряд наблюдений сравнительно короткий, однако анализ более длительного периода нецелесообразен ввиду того, что условия

Другая тесная связь между производительностью труда и общим потреблением энергии объясняется тем, что производительность труда является наиболее общим показателем, характеризующим технический прогресс в народном хозяйстве республики. Повышение производительности труда в настоящее время немыслимо без применения электрификации и автоматизации. Рост производительности труда, таким образом, тесно связан с общим потреблением электрической энергии. Результаты анализа связи между производительностью труда и общим электропотреблением в данной работе не приводятся.

Кроме этих двух можно установить и ряд других связей. Есть, например, тесная связь между общим потреблением электрической энергии и ростом электровооруженности труда в промышленности. Оценка характера и тесноты этой связи может представлять определенный теоретический и практический интерес. Однако для прогнозирования роста потребления энергии эту связь непосредственно использовать невозможно. Электровооруженность труда не является независимой

развития народного хозяйства в предвоенные годы резко отличаются от нынешних. Учет более отдаленного периода, по нашему мнению, не увеличит, а скорее снизит точность прогнозирования.

Короткий ряд, положенный в основу расчета, не может дать надежной гарантии полученным результатам. Приводимые ниже цифры следует считать поэтому лишь приближенными и использовать их для целей планирования нужно с известной осторожностью, обязательно с учетом местных особенностей отдельных республик.

Известную трудность представил выбор типа корреляционной связи между общим энергопотреблением, с одной стороны, и между валовым выпуском продукции и общей производительностью труда, с другой стороны. Был исследован ряд зависимостей между энергией и валовым выпуском продукции. Оказалось, что хорошее совпадение дают две корреляционные зависимости, записанные: а) в логарифмических координатах

$$\lg \mathcal{E}_* = A + B \lg \Pi_*;$$

б) в обычных координатах

$$\mathcal{E}_* = A' + B' \Pi_*,$$

где A , B , A' и B' — постоянные, определяемые по способу наименьших квадратов известными методами линейной корреляции. Эти методы подробно излагаются в целом ряде пособий (см., например, [10]). Вопрос о применимости прямолинейного или логарифмического типа связи требует, вероятно, дополнительного изучения. Ниже будут приведены лишь некоторые соображения по этому поводу.

Подобный анализ был проведен по 11 республикам и по СССР в целом. Итоги его приведены в табл. 2. Из ее рассмотрения можно сделать следующие выводы:

1. Существует очень тесная связь между валовым выпуском промышленной продукции и общим потреблением электрической энергии. Есть все основания предполагать, что эта связь сохранится и при дальнейшем развитии энергетики. Теснота этой связи характеризуется весьма высокими коэффициентами корреляции, которые лежат в пределах 0,9223—0,9998 для прямолинейного типа связи и 0,9463—0,9995 для логарифмического.

2. Для ряда республик: Грузинской, Азербайджанской, Киргизской и Казахской — более тесным является прямолинейный тип связи, для других республик — логарифмический.

3. Полученные уравнения связи позволяют определить будущее электропотребление в функции от предлагаемой величины валового выпуска промышленной продукции путем экстраполяции связей в зону более высокого потребления.

Планирующие организации могут использовать эти связи в том виде, как это представлено в таблице 2. Можно, однако, предложить иную форму записей этих уравнений, введя более принятое в практике понятие нормы. В отличие от обычных повседневно применяемых норм это будут некоторые обобщенные нормы, названные относительным приростом общего электропотребителя.

4. Планирование развития энергетики на основании наиболее вероятной величины прироста общего потребления электроэнергии

Для целей планирования удобнее использовать величину первой производной от общего электропотребления по величине валового выпуска промышленной продукции. Эту производную предлагается именовать

Таблица 2
Корреляционная связь между общим электропотреблением и валовым выпуском промышленности в некоторых республиках (сводная таблица)

Республики	Число точек	Год, принятый в качестве базового	Коэффициент корреляции	Прямая линейная связь Уравнение регрессии	Коэффициент корреляции	Логарифмическая связь Уравнение регрессии
СССР	11 с 1950 по 1960	1960	0,998	$\mathcal{E}_* = 1,011\Pi_* - 2,52$	0,9994	$\lg \mathcal{E}_* = 1,055 \lg \Pi_* - 0,11597$
РСФСР	11 с 1950 по 1960	1960	0,998	$\mathcal{E}_* = 1,061\Pi_* - 7,48$	0,9983	$\lg \mathcal{E}_* = 1,0871 \lg \Pi_* - 0,1826$
Украинская ССР	11 с 1950 по 1960	1960	0,999	$\mathcal{E}_* = 1,007\Pi_* - 1,19$	0,9995	$\lg \mathcal{E}_* = 1,1634 \lg \Pi_* - 0,3298$
Молдавская ССР	11 с 1950 по 1960	1960	0,979	$\mathcal{E}_* = 1,081\Pi_* - 16,78$	0,9913	$\lg \mathcal{E}_* = 1,3204 \lg \Pi_* - 0,7$
Грузинская ССР	5 с 1956 по 1960	1960	0,974	$\mathcal{E}_* = 1,2\Pi_* - 24,14$	0,9565	$\lg \mathcal{E}_* = 1,2520 \lg \Pi_* - 0,5252$
Азербайджанская ССР	8 50, с 54 по 1960	1960	0,990	$\mathcal{E}_* = 1,11\Pi_* - 7,68$	0,9889	$\lg \mathcal{E}_* = 1,1471 \lg \Pi_* - 0,2741$
Армянская ССР	8 50, с 54 по 1960	1960	0,922	$\mathcal{E}_* = 0,907\Pi_* + 19,60$	0,9463	$\lg \mathcal{E}_* = 0,9151 \lg \Pi_* + 0,2340$
Казахская ССР	6 с 1955 по 1960	1960	0,985	$\mathcal{E}_* = 1,044\Pi_* - 0,13$	0,9846	$\lg \mathcal{E}_* = 1,0639 \lg \Pi_* - 0,1088$
Киргизская ССР	9 с 1951 по 1959	1959	0,990	$\mathcal{E}_* = 1,38\Pi_* - 32,70$	0,9897	$\lg \mathcal{E}_* = 1,6013 \lg \Pi_* - 1,1536$
Таджикская ССР	6 50, 55 по 1961	1961	0,949	$\mathcal{E}_* = 1,331\Pi_* - 44,90$	0,9595	$\lg \mathcal{E}_* = 2,0802 \lg \Pi_* - 2,2220$
Узбекская ССР	9 с 1950 по 1958	1958	0,980	$\mathcal{E}_* = 0,87\Pi_* + 10,41$	0,9818	$\lg \mathcal{E}_* = 0,8659 \lg \Pi_* + 0,2567$
Литовская ССР	6 с 1950 по 1959	1959	0,996	$\mathcal{E}_* = 0,9499\Pi_* + 4,60$	0,9986	$\lg \mathcal{E}_* = 0,9227 \lg \Pi_* + 0,1516$

относительным приростом общего электропотребления или обобщенной нормой $\bar{\mathcal{E}}$.

$$\bar{\mathcal{E}} = \frac{\Delta \mathcal{E}_*}{\Delta \Pi_*},$$

где $\Delta \mathcal{E}_*$ и $\Delta \Pi_*$ — некоторые, достаточно мелкие приращения общего электропотребления и валового выпуска промышленной продукции.

Физический смысл относительного прироста можно получить, если положить величину приращения валового выпуска промышленной продукции, равной одному проценту. Тогда прирост общего электропотребления численно равен росту общего электропотребления в процентах при увеличении валового выпуска промышленной продукции на один процент.

Определение предполагаемого электропотребления на следующий после базового год может быть получено перемножением предполагаемого прироста валового выпуска промышленной продукции на норму и прибавлением полученной величины к величине электропотребления в базовом году. Полученная величина становится базовой для следующего года и к ней, в свою очередь, прибавляется произведение нормы на величину прироста Π и так далее.

Выше было отмечено, что в качестве связей были выбраны два типа: логарифмический и прямолинейный. Эти связи дают достаточно близкое совпадение и, казалось бы, безразлично, какую из них выбрать. Однако это не так. Для суждения о целесообразности выбора того или иного типа было проведено исследование относительного прироста общего потребления.

Нетрудно показать, что величина прироста для прямолинейной связи является постоянной величиной, равной коэффициенту регрессии величины \mathcal{E} на величину Π . Для логарифмической связи величина прироста является не постоянной, а переменной величиной, изменяющейся по некоторой показательной функции. При этом, если указанный коэффициент регрессии в последнем типе связи оказывается больше единицы, то норма возрастает при возрастании валового выпуска промышленной продукции.

Следует думать, что по мере развития экономики страны и по мере значительного роста электровооруженности труда величина относительного прироста будет увеличиваться. Это подтверждается данными развития энергетики США. Там величина прироста для промышленного типа связи оказалась равной 1,77. Это значительно выше, чем в СССР, где величина прироста равна 1,013.

Все сказанное приводит к тому, что логарифмический тип связи является, очевидно, предпочтительным.

В таблице 3 приведены величины прироста общего электропотребления, подсчитанные для принятых типов связи. При краткосрочном прогнозировании (до трех лет) возможно использование постоянных величин приростов, при заглаговременности 3—5 лет лучше переходить к переменным возрастающим величинам прироста.

Для Армянской, Узбекской и Литовской республик нужно принимать постоянную норму, поскольку для них переменная норма оказалась падающей. Это, вероятно, связано с очень коротким рядом, положенным в основу расчета связи (шесть лет для Литовской, восемь для Армянской и девять для Узбекской ССР).

Расчет показательной функции довольно сложен. Для упрощения показательная функция заменялась прямолинейной, близко с ней совпадающей. На основании этой прямолинейной связи, приведенной в таб-

Сводная таблица величины относительного прироста общего электропотребления

Республика	Прямолнейная связь		Логарифмическая связь	
	Относительный прирост общего электропотребления	Относительный прирост общего электропотребления (точная формула)	Относительный прирост общего электропотребления (точная формула)	Относительный прирост общего электропотребления (приближенная формула)
СССР	1,013	$\mathcal{E}_* = 0,8077 \Pi^{0,055}$	$\mathcal{E}_* = 0,8077 \Pi^{0,055}$	$\mathcal{E}_* = 0,00048 \Pi_* + 0,992$
РСФСР	1,062	$\mathcal{E}_* = 0,7138 \Pi^{0,0871}$	$\mathcal{E}_* = 0,7138 \Pi^{0,0871}$	$\mathcal{E}_* = 0,00074 \Pi_* + 0,992$
Украинская ССР	1,007	$\mathcal{E}_* = 0,5452 \Pi^{0,1634}$	$\mathcal{E}_* = 0,5452 \Pi^{0,1634}$	$\mathcal{E}_* = 0,0016 \Pi_* + 0,995$
Молдавская ССР	1,075	$\mathcal{E}_* = 0,2634 \Pi^{0,3204}$	$\mathcal{E}_* = 0,2634 \Pi^{0,3204}$	$\mathcal{E}_* = 0,00336 \Pi_* + 0,816$
Грузинская ССР	1,200	$\mathcal{E}_* = 0,3736 \Pi^{0,2520}$	$\mathcal{E}_* = 0,3736 \Pi^{0,2520}$	$\mathcal{E}_* = 0,00256 \Pi_* + 0,937$
Азербайджанская ССР	1,110	$\mathcal{E}_* = 0,6113 \Pi^{0,1171}$	$\mathcal{E}_* = 0,6113 \Pi^{0,1171}$	$\mathcal{E}_* = 0,00146 \Pi_* + 1,058$
Армянская ССР	0,907	$\mathcal{E}_* = 1,5736 \Pi^{-0,0949}$	$\mathcal{E}_* = 1,5736 \Pi^{-0,0949}$	$\mathcal{E}_* = -0,00078 \Pi_* + 1,095$
Казахская ССР	1,044	$\mathcal{E}_* = 0,8279 \Pi^{0,06389}$	$\mathcal{E}_* = 0,8279 \Pi^{0,06389}$	$\mathcal{E}_* = 0,00054 \Pi_* + 1,057$
Киргизская ССР	1,380	$\mathcal{E}_* = 0,11244 \Pi^{0,6013}$	$\mathcal{E}_* = 0,11244 \Pi^{0,6013}$	$\mathcal{E}_* = 0,0099 \Pi_* + 0,8020$
Таджикская ССР	1,330	$\mathcal{E}_* = 0,01252 \Pi^{1,220}$	$\mathcal{E}_* = 0,01252 \Pi^{1,220}$	$\mathcal{E}_* = 0,442 \Pi_* + 0,7820$
Узбекская ССР	0,870	$\mathcal{E}_* = 1,5629 \Pi^{-0,1341}$	$\mathcal{E}_* = 1,5629 \Pi^{-0,1341}$	$\mathcal{E}_* = -0,0009 \Pi_* + 0,933$
Лиговская ССР	0,9499	$\mathcal{E}_* = 1,3102 \Pi^{-0,0773}$	$\mathcal{E}_* = 1,3102 \Pi^{-0,0773}$	$\mathcal{E}_* = -0,00054 \Pi_* + 0,971$

лице 3, и рекомендуется определить величину нормы при планировании электропотребителя.

В заключение хочется отметить, что целесообразно было бы использовать ту же методику определения относительного прироста электропотребления для отдельных наиболее важных отраслей народного хозяйства. Полученные цифры могли бы быть укрупненными нормами для этих отраслей.

ВЫВОДЫ

1. Установлена весьма тесная связь между валовым выпуском промышленной продукции и общим электропотреблением. Указанная связь исследована для 11 республик страны и для СССР в целом и характеризуется очень высокими коэффициентами корреляции.

2. Эта связь может быть использована для краткосрочного (до 3—5 лет) прогнозирования общего электропотребления республики.

3. Введено понятие об обобщенных нормах общего электропотребления, позволяющим легко подсчитывать предполагаемый прирост электропотребления. Подсчитаны величины обобщенных норм общего электропотребления для 11 республик страны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Американские прогнозы развития электроэнергетики США, «Энергохозяйство за рубежом», 1962, № 6.
2. Тодор Милеску. Точность прогноза. Edetinstde d'Academie de la R. P. R., Revue d'Electrotechnique et d'Energetique, T. V. N 2, 1960.
3. Fischer Klas-Dietor, Die Voraussichtliche Entwicklung des Elektrizitätsbedarf in der Bundesrepublik Deutschland bis 1975 «Elektrizitätswirtschaft», 1962, 61, N 11, 352—358.
4. Народное хозяйство СССР в 1960 году. Статистический ежегодник. Госстатиздат, М., 1961.
5. Народное хозяйство РСФСР в 1960 году. Статистический ежегодник. Госстатиздат, М., 1961.
6. Радянська Україна в цифрах, Госстатиздат, 1960.
7. 20 лет Советской Литвы, Вильнюс, 1960.
8. Народное хозяйство Киргизской ССР в 1959 году. Госстатиздат, Фрунзе, 1960.
9. Структурные изменения в промышленности США, Англии и ФРГ в послевоенные годы. НИЭИ. Госэкономсовет. Изд-во экономической литературы. М., 1962.
10. А. Длин. Математическая статистика в технике, Изд-во «Советская наука», 1958.

Ц. И. ГОРОХОВИР, В. Г. ЖУРАВЛЕВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ РАСЧЕТОВ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОЙ ВЕЛИЧИНЫ И РАЗМЕЩЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

1. Постановка задачи

Целью настоящей работы является поиск способа такого размещения и выбора величины источников электрической энергии, который обеспечивает минимум расчетных затрат на генерацию и распределение электрической энергии.

В [1, 2] описан способ оптимального размещения источников реактивной мощности в энергосистемах при заданном оптимальном распределении активных мощностей.

В данной работе делается попытка обобщения этого метода для определения оптимального размещения и величины источников не только реактивной мощности, но и величины источников активной мощности при заданной конфигурации системы и заданных местах установки источников активной мощности. Метод предназначается для решения задач оптимального проектирования энергосистем.

Оптимальными считаются такие величины источников активной мощности и такое размещение источников реактивной мощности, которое обеспечивает минимум функции расчетных затрат на производство и распределение электрической энергии:

$$Z_{\Sigma} = Z(I) + Z(\Delta P) + Z(C), \quad (1)$$

где $Z(I)$ — расчетные затраты на источники (затраты на производство активной и реактивной энергии),

$Z(\Delta P)$ — расчетные затраты на компенсацию потерь активной мощности и энергии в элементах электрической сети,

$Z(C)$ — расчетные затраты на сооружение и эксплуатацию электрической сети.

Так как сеть задана, то затраты на сеть не зависят от размещения и величины источников энергии. Поэтому в данном случае задача сводится к отысканию минимума функции:

$$Z_{\Sigma} = Z(I) + Z(\Delta P). \quad (2)$$

Уравнением связи для функции (2) является баланс активных и реактивных мощностей.

2. Основные допущения

Ввиду того, что решается проектная задача, точность решения может быть значительно ниже, чем при решении эксплуатационной задачи распределения мощностей.

Учитывая это, считаем возможным ввести следующие допущения:

а) учет потерь активной и реактивной мощности производится на втором этапе расчета. На первом этапе определяются величины источников «нетто»;

б) расчетные затраты на производство электрической энергии относятся на единицу установленной мощности источника и принимаются прямо пропорциональными величине источника;

в) стоимость 1 квт.ч потерь активной энергии известна и принимается одинаковой для всей системы.

3. Определение расчетных затрат

Затраты на источники могут быть представлены в виде:

$$Z(I) = \sum_{i=1}^m a_i P_i + \sum_{j=1}^n b_j Q_j, \quad (3)$$

где $\sum_{i=1}^m a_i P_i$ — расчетные затраты на источники активной мощности (затраты на производство активной энергии),

$\sum_{j=1}^n b_j Q_j$ — расчетные затраты на источники реактивной мощности (затраты на производство реактивной энергии),

i — текущий индекс источников активной мощности,

m — количество источников активной мощности,

a_i — удельные расчетные затраты на единицу установленной мощности i -го источника активной мощности (затраты на производство активной энергии, выработанной за год единицей установленной мощности источника),

P_i — установленная мощность i -го источника активной мощности,

j — текущий индекс источников реактивной мощности,

n — количество источников реактивной мощности,

b_j — удельные затраты на единицу установленной мощности j -го источника реактивной мощности,

Q_j — установленная мощность j -го источника реактивной мощности.

Потери активной мощности на участке $f-s$ могут быть выражены

$$\Delta P_{f-s} = \frac{S_{f-s}^2}{U_{f-s}^2} r_{f-s} = \frac{P_{f-s}^2}{U_{f-s}^2} r_{f-s} + \frac{Q_{f-s}^2}{U_{f-s}^2} r_{f-s},$$

где $f-s$ текущие индексы элементов сети.

Расчетные затраты на компенсацию потерь активной энергии выражаются формулой:

$$Z(\Delta P) = \sum \frac{Z_{п \cdot \tau}}{U_{f-s}^2} (P_{f-s}^2 r_{f-s} + Q_{f-s}^2 r_{f-s}), \quad (4)$$

где $Z_{п \cdot \tau}$ — расчетные затраты на компенсацию 1 квт.ч потерь, [4]
 τ — время потерь.

Примем, что все сопротивления приведены к напряжению U . Обозначим:

$$\frac{3_{\Sigma}}{U^2} = A. \quad (5)$$

Тогда выражение (4) примет вид

$$3(\Delta P) = A [\sum P_{f-s}^2 r_{f-s} + \sum Q_{f-s}^2 r_{f-s}]. \quad (6)$$

Подставляя значения $3(I)$ и $3(\Delta P)$ в (2), получим:

$$3_{\Sigma} = \sum_{i=1}^m a_i P_i + A \sum P_{f-s}^2 r_{f-s} + \sum_{j=1}^n b_j Q_j + A \sum Q_{f-s}^2 r_{f-s}. \quad (7)$$

4. Нахождение минимума функции суммарных расчетных затрат

Рассмотрим линию с двусторонним питанием. В точках питания приложены источники активной мощности P_1 и P_2 и источники реактивной мощности Q_1 и Q_2 . Для упрощения выводов примем только две нагрузки p_1 и p_2 (активные) и q_1 и q_2 (реактивные) (см. рис. 1).

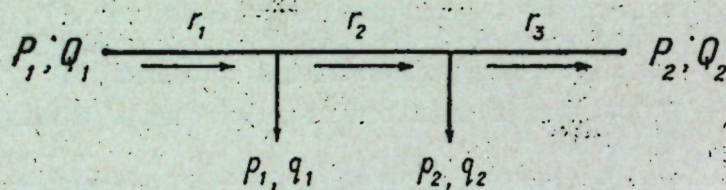


Рис. 1.

Применим метод неопределенных множителей Лагранжа для отыскания минимума функции (7) при ограничениях, заданных в виде балансов активной мощности:

$$\begin{aligned} P_1 + P_2 - p_1 - p_2 &= 0, \\ Q_1 + Q_2 - q_1 - q_2 &= 0. \end{aligned}$$

Вспомогательное уравнение для схемы рис. 1 имеет вид:

$$\begin{aligned} F = & a_1 P_1 + a_2 P_2 + A [P_1^2 r_1 + (P_1 - p_1)^2 r_2 + (P_1 - p_1 - p_2)^2 r_3] + \\ & + b_1 Q_1 + b_2 Q_2 + A [Q_1^2 r_1 + (Q_1 - q_1)^2 r_2 + (Q_1 - q_1 - q_2)^2 r_3] + \\ & + \lambda_1 (P_1 + P_2 - p_1 - p_2) + \lambda_2 (Q_1 + Q_2 - q_1 - q_2), \end{aligned} \quad (8)$$

где λ_1 и λ_2 — неопределенные множители Лагранжа.

Условием минимума функции (7) с учетом уравнений связи является решение системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial P_1} &= 0 \\ \frac{\partial F}{\partial P_2} &= 0 \\ \frac{\partial F}{\partial Q_1} &= 0 \\ \frac{\partial F}{\partial Q_2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Решая эту систему, получим

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \frac{p_1(r_2 + r_3) + p_2 r_3}{r_1 + r_2 + r_3} + \frac{a_2 - a_1}{2A(r_1 + r_2 + r_3)} \\ P_2 &= \frac{p_1 r_1 + p_2(r_1 + r_2)}{r_1 + r_2 + r_3} - \frac{a_2 - a_1}{2A(r_1 + r_2 + r_3)} \\ Q_1 &= \frac{q_1(r_2 + r_3) + q_2 r_3}{r_1 + r_2 + r_3} + \frac{b_2 - b_1}{2A(r_1 + r_2 + r_3)} \\ Q_2 &= \frac{q_1 r_1 + q_2(r_1 + r_2)}{r_1 + r_2 + r_3} - \frac{b_2 - b_1}{2A(r_1 + r_2 + r_3)} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Введем обозначения:

$$\frac{a_i}{2A} = E_i; \quad \frac{b_j}{2A} = E_j, \quad (11)$$

где E_i — экономический потенциал i -го источника активной мощности кВ^2 ,
 E_j — то же j -го источника реактивной мощности кВ^2 .

Подставив (11) в (10), получим:

$$\left. \begin{aligned} P_1 &= \frac{p_1(r_2 + r_3) + p_2 r_3}{r_1 + r_2 + r_3} + \frac{E_{i2} - E_{i1}}{r_1 + r_2 + r_3} \\ P_2 &= \frac{p_1 r_1 + p_2(r_1 + r_2)}{r_1 + r_2 + r_3} - \frac{E_{i2} - E_{i1}}{r_1 + r_2 + r_3} \\ Q_1 &= \frac{q_1(r_2 + r_3) + q_2 r_3}{r_1 + r_2 + r_3} + \frac{E_{j2} - E_{j1}}{r_1 + r_2 + r_3} \\ Q_2 &= \frac{q_1 r_1 + q_2(r_1 + r_2)}{r_1 + r_2 + r_3} - \frac{E_{j2} - E_{j1}}{r_1 + r_2 + r_3} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Эти выражения аналогичны формулам для определения потоков распределения в линиях с двусторонним питанием при разных напряжениях источников [4]. Отличие их состоит лишь в том, что вместо напряжений приложены экономические потенциалы с противоположным по сравнению с напряжением знаком и действительные сопротивления заменены их активной составляющей.

Такая же аналогия формул наблюдается при любой конфигурации сети и любом количестве нагрузок и источников.

Следовательно, для определения оптимальной величины источников электрической энергии может быть использована электрическая модель,

представляющая собой две условные сети, аналогичные реальной, но состоящие только из активных сопротивлений.

В первой условной сети в местах установки источников активной мощности приложены соответствующие потенциалы E_i , а во второй — в местах установки источников реактивной мощности — соответствующие потенциалы E_j .

Первая условная сеть служит для определения оптимальной величины источников активной мощности, а вторая — для источников реактивной мощности.

Экономический потенциал пропорционален отношению затрат на производство электрической энергии к затратам на передачу этой энергии по линии сопротивлением 1 ом и имеет размерность кв².

Такая размерность объясняется тем, что экономический потенциал выступает в формулах как напряжение, но при делении разности экономических потенциалов (кв²) на сопротивление (ом) получается мощность (мвт или мвар), которую экономически целесообразно передавать по линии данного сопротивления, соединяющей источники энергии.

Таким образом, закон Ома для участка сети в предлагаемой модели имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{E_{i2} - E_{i1} (\text{кв}^2)}{r_{1-2} (\text{ом})} &= P_{1-2} (\text{мвт}) \\ \frac{E_{j2} - E_{j1} (\text{кв}^2)}{r_{1-2} (\text{ом})} &= q_{1-2} (\text{мвар}) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Расчеты с помощью предлагаемой модели можно производить на расчетном столе постоянного тока и с помощью ЦВМ.

5. Учет потерь

Учет потерь производится итерационным методом.

На первом этапе расчета определяются мощности источников нетто (не учитывающие потери мощности). По полученным мощностям источников определяется потокораспределение и активные и реактивные потери. Потери разносятся по концам участков и суммируются с нагрузками. Величины мощности источников уточняются по полученным нагрузкам и т. д.

6. Определение экономических потенциалов

а) Экономические потенциалы источников активной мощности

Определение величины экономического потенциала для конденсационных станций производится по укрупненным показателям согласно [3].

Удельные затраты на 1 квт установленной мощности источника активной мощности определяются по формуле:

$$a_i = (K_c + \Pi_m) p_n + I_n + I_{\text{топл}}; \quad (14)$$

где K_c — удельные капитальные затраты в станцию, руб/квт,

Π_m — удельный ущерб от замораживания капиталовложений за период строительства до года ввода в эксплуатацию первого агрегата, руб/квт,

I_n — ежегодные удельные издержки производства без топлива

$$I_n = (K_c \cdot p_a + 0,2 K_c p_a + K_{\text{ш}} \cdot 10^{-3} \cdot 1300) \cdot 1,3, \quad (15)$$

p_a — коэффициент амортизационных отчислений,

0,2 — коэффициент, учитывающий расходы на текущий ремонт,

$K_{\text{ш}}$ — штатный коэффициент, чел/мвт,

1300 руб. — средняя заработная плата одного работника в год,

1,3 — коэффициент, учитывающий общестанционные и прочие расходы,

$I_{\text{топл}}$ — ежегодные удельные издержки производства на топливо, отнесенные на 1 квт установленной мощности станции:

$$I_{\text{топл}} = av T_m \cdot 10^{-6} \left(1 + \frac{\alpha^c}{100}\right), \quad (16)$$

a — стоимость тонны условного топлива, определенная с учетом затрат в топливную базу и транспорт топлива, руб/тонну,

v — удельный расход топлива на один выработанный квт·ч с учетом режима работы станций, г/квт·ч,

T_m — число часов использования максимума установленной мощности станции, час,

α^c — расход электроэнергии на собственные нужды в %.

Подставляя (14) в (11), получим:

$$E_i = \frac{(K_c + \Pi_m) p_n + I_n + I_{\text{топл}}}{2 \cdot 3_n \cdot \tau} I^2. \quad (17)$$

б) Экономические потенциалы источников реактивной мощности определяются по следующей формуле:

$$E_j = \frac{K_j (p_a + p_n) + \Pi_j \cdot 3_n \cdot t_j}{2 \cdot 3_n \cdot \tau} I^2,$$

где K_j — удельные капитальные вложения в источник реактивной мощности, руб/квар,

p_a — коэффициент эксплуатационных отчислений,

p_n — нормативный коэффициент эффективности,

Π_j — удельные потери активной мощности в источнике реактивной мощности, квт/квар,

t_j — время приключения j -го источника реактивной мощности, часов.

7. Пример

а) Расчет величины экономического потенциала для КЭС мощностью 1200 мвт (6×200). Исходные данные взяты из работы [3]. Удельные капитальные вложения

$$K_c = 75 \text{ руб/квт.}$$

Распределение капиталовложений по годам строительства до ввода 1-го агрегата: 10, 22, 23 млн. рублей. Тогда

$$\Pi_m \% = 0, \quad 1/10 + 22 + 22/ = 5,4\%,$$

$$\Pi_m = 75 \times 0,054 = 4 \text{ руб/квт,}$$

$$p_n = 0,1$$

$$p_a = 0,07$$

$$K_{\text{ш}} = 0,55 \text{ чел/мвт}$$

Топливо: уголь марки АШ: себестоимость 5,2 руб/т,

удельные кап. вложения в топливную базу 18 руб/т,

себестоимость перевозки 0,14 коп/т. км,

кап. вложения в транспорт 0,7 коп/т. км,

расстояние перевозки 500 км.

Стоимость тонны условного топлива определится следующим образом:

$$a = 5,2 + 18 \cdot 0,1 + (0,0014 + 0,007 \cdot 0,1) \cdot 500 = 8 \text{ руб/т}$$

$$T_n = 6000 \text{ ч}$$

$$b = 343 \text{ г/квт} \cdot \text{ч}$$

$$\tau = 4800 \text{ ч}$$

$$Z_n = 0,01 \text{ руб/квт} \cdot \text{ч}$$

$$\alpha^c = 6,8\%$$

По формуле (17) получим:

$$F_j = \frac{(75+4) \cdot 0,1 + (75 \cdot 0,07 + 0,2 \cdot 75 \cdot 0,07 + 0,55 \cdot 10^{-3} \cdot 1350) \cdot 1,3 + 8 \cdot 343 \cdot 10^{-6} \cdot 6000 \left(1 + \frac{6,8}{100}\right)^{1/2}}{2 \cdot 0,01 \cdot 4800}$$

При $u = 110 \text{ кв}$

$$E_j = 0,35 u^2 = 4325 \text{ кв}^2.$$

б) Расчет величины экономического потенциала для конденсаторной батареи $u = 110 \text{ кв}$.

Исходные данные:

$$K_j = 7 \text{ руб/квар},$$

$$p_a + p_n = 0,225,$$

$$P_j = 0,003 \text{ квт/квар},$$

$$Z_n = 0,01 \text{ руб/квт} \cdot \text{ч},$$

$$t_j = 6000 \text{ ч},$$

$$\tau = 4800 \text{ ч}.$$

По формуле (18) получим:

$$E_l = \frac{7 \cdot 0,225 + 0,003 \cdot 0,01 \cdot 6000}{2 \cdot 0,01 \cdot 4800} u^2 = 0,018 \cdot u^2.$$

При $u = 110 \text{ кв}$

$$E_l = 217,8 \text{ кв}^2.$$

ВЫВОДЫ

1. Предложена электрическая модель технико-экономических расчетов комплексного решения проектной задачи выбора оптимальной величины источников активной мощности и размещения источников реактивной мощности в энергосистемах.

2. Используя метод последовательного уточнения исходных данных и метод последовательных приближений при учете потерь; можно повысить точность расчетов с помощью ЦВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Г. Холмский, Ю. В. Щербина. Выбор оптимальных проектных решений по компенсации реактивной мощности в энергосистемах с помощью электронных вычислительных машин. Материалы к конференции-курсам по методике технико-экономических расчетов в энергетике. Киев, 1962.
2. В. Г. Холмский, Ю. В. Щербина, В. А. Сулейманов. Расчет на цифровых машинах оптимального размещения дополнительных компенсирующих устройств в электрических сетях энергосистем. Материалы конференции «Применение вычислительной техники в электроэнергетике». М., 1964.
3. Методика определения экономической эффективности гидроэлектростанций, ГЭИ, 1961.
4. А. А. Глазунов и А. А. Глазунов. Электрические сети и системы, ГЭИ, 1960.

М. А. ГРИЦАИ

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ МАТРИЦЫ ПРОВОДИМОСТЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ДЛЯ НАХОЖДЕНИЯ ОПРЕДЕЛЯЮЩИХ УЗЛОВЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Состояние равновесия электрической системы, имеющей $n+1$ узлов, описывается системой n уравнений узловых потенциалов, записанных в матричной форме.

$$\dot{Y} \dot{U} = \dot{I} \text{ или } \dot{Y} \dot{U} = \frac{\hat{S}}{\hat{U}}, \quad (1)$$

где \dot{Y} — матрица проводимостей порядка n ;

\dot{U} — вектор напряжений в узлах;

$\frac{\hat{S}}{\hat{U}} = \dot{I}$ — вектор токов нагрузки в узлах.

Матрица \dot{Y} сложных электрических сетей имеет много нулевых элементов, так как каждый узел обычно соединен не со всеми, а только с несколькими узлами. Эта особенность матрицы проводимостей позволяет применить так называемый метод определяющих величин для решения исходного уравнения [1—3].

Предварительно остановимся на одном частном решении системы линейных уравнений

$$Ax = b; \quad (2)$$

где A является нижней треугольной матрицей.

Решение такого уравнения достигается раскрытием (2) по строкам

$$a_{11} x_1 = b_1$$

$$a_{21} x_1 + a_{22} x_2 = b_2$$

$$a_{31} x_1 + a_{32} x_2 + a_{33} x_3 = b_3$$

$$\dots \dots \dots$$

$$a_{n1} x_1 + a_{n2} x_2 + \dots + a_{nn} x_n = b_n.$$

В каждом уравнении такой системы содержится не более одного неизвестного, если решать их в последовательности раскрытия.

В матрице проводимостей \dot{Y} (1) можно менять местами любые две строки или любые два столбца, меняя соответствующие компоненты векторов \dot{I} или \dot{U} .

Не нарушая общего выражения, элементарными преобразованиями можно уравнение (1) свести к виду

$$\begin{pmatrix} \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} \\ \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_{11} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где \dot{Y}_{22} — нижняя треугольная подматрица порядка $n-k$;

k — порядок подматрицы \dot{Y}_{11} .

Целью указанного преобразования является получение возможно большего порядка подматрицы \dot{Y}_{22} . Запишем (3) в виде двух уравнений

$$\dot{Y}_{11} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{12} \dot{U}_{11} = \dot{I}_1 \quad (4)$$

$$\dot{Y}_{21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{U}_{11} = \dot{I}_{11}.$$

\dot{U}_1 — есть вектор определяющих напряжений, состоящий из k компонент.

Смысл названия «определяющих напряжений» становится понятен после рассмотрения второго уравнения системы (4):

$$\dot{Y}_{21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{U}_{11} = \dot{I}_{11}.$$

Действительно, считая условно \dot{U}_1 известным, видим, что это уравнение легко разрешается относительно \dot{U}_{11} :

$$\dot{Y}_{22} \dot{U}_{11} = \dot{I}_{11} - \dot{Y}_{21} \dot{U}_1. \quad (5)$$

Это уравнение совершенно аналогично уравнению (2), и его решение не представляет трудностей. Таким образом, определяющие напряжения представляют такую совокупность напряжений узлов, зная которую, можно легко определить все остальные напряжения схемы. Если матрица \dot{Y}_{22} в (3) имеет максимально возможный порядок, то число определяющих напряжений минимально.

Задача теперь сводится к нахождению самих определяющих напряжений.

Вектор \dot{U}_1 находится из матричного уравнения [3]

$$\dot{D} \dot{U}_1 = \dot{d}, \quad (6)$$

$$\text{где } \dot{D} = \dot{Y}_{11} - \dot{Y}_{12} \dot{Y}_{22}^{-1} \dot{Y}_{21}, \quad \dot{d} = \dot{I}_1 - \dot{Y}_{12} \dot{U}_{11}^{(0)}.$$

Элементы матрицы коэффициентов \dot{D} и вектора свободных членов могут быть определены по-другому.

Зададим $\dot{U}_1 = \dot{U}_1^{(0)} = 0$, из (5) по $\dot{U}_{11}^{(0)}$ находим $\dot{U}_{11}^{(0)}$. Подставив $\dot{U}_1^{(0)}$ и $\dot{U}_{11}^{(0)}$ в первое уравнение системы (4)

$$\dot{Y}_{11} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{12} \dot{U}_{11} = \dot{I}_1,$$

найдем небаланс, так как $\dot{U}_1 = 0$ не является решением системы

$$\dot{Y}_{11} \dot{U}_1^{(0)} + \dot{Y}_{12} \dot{U}_{11}^{(0)} - \dot{I}_1 = \dot{\Delta}^{(0)}. \quad (7)$$

Величина $\dot{\Delta}^{(0)}$ определяет вектор свободных членов

$$\dot{d} = -\dot{\Delta}^{(0)}.$$

Приравняв все источники э. д. с. и тока нулю, зададим \dot{U}_1 последовательно единичные значения

$$\dot{U}_1^{(1)} = (1, 0, 0, \dots, 0),$$

$$\dot{U}_1^{(2)} = (0, 1, 0, \dots, 0),$$

$$\dots$$

$$\dot{U}_1^{(k)} = (0, 0, 0, \dots, 1).$$

Решая последовательно уравнения (5) и (7), находим $\dot{\Delta}^{(1)}, \dot{\Delta}^{(2)}, \dots, \dot{\Delta}^{(k)}$, которые определяют матрицу коэффициентов \dot{D} .

Уравнение определяющих напряжений (6) может быть записано в виде

$$\| \dot{\Delta}^{(1)} \dot{\Delta}^{(2)} \dot{\Delta}^{(3)} \dots \dot{\Delta}^{(k)} \| \cdot \dot{U}_1 = -\dot{\Delta}^{(0)}. \quad (8)$$

Это уравнение благодаря преобразованию матрицы \dot{Y} может иметь значительно меньший порядок, чем исходное (1).

Если в узлах заданы мощности, задача решается итерационно. Каждый раз токи в узлах уточняются после нахождения всех напряжений по формуле

$$\dot{I}_i = \frac{\hat{S}_i}{\hat{U}_i}.$$

В качестве первого приближения можно взять номинальное напряжение.

Возможность применения метода определяющих напряжений в основном зависит от того, насколько легко может быть осуществлено разбиение матрицы проводимостей на блоки. Преобразование матрицы \dot{Y} является одной из трудных частей данного метода.

В [2] предлагается находить определяющие величины путем проб, подбирая минимальное число этих величин. Для одной цепи можно найти несколько систем определяющих величин.

Такой способ для сложных электрических схем замещения с числом узлов порядка ста и более становится затруднительным. Чтобы получить в таком случае одну из возможных систем определяющих напряжений, необходимо определенное общее правило (алгоритм), которым можно было бы руководствоваться при последовательном преобразовании матрицы проводимостей.

Ниже приводится одно из возможных правил преобразования. Оно состоит из нескольких шагов.

1. Отыскивается i -я строка матрицы \dot{Y} с минимальным числом ненулевых элементов. Если таких строк несколько, то выбирается та из них, которая связана со столбцами, содержащими наибольшее число ненулевых элементов. Строка i -я считается связанной со столбцом j -м, если на пересечении их находится ненулевой элемент u_{ij} .

В ходе преобразования может оказаться, что в строке (учитывая шаг 3) нет ненулевых элементов. Такая строка не используется и пропускается.

2. Каждый элемент этой строки u_{ij} связан в (1) с напряжением \dot{U}_i . Все напряжения, кроме одного, связанные с элементами i -й строки, считаем определяющими. Для удобства этим напряжениям можно присваивать какую-либо метку, индекс или выписывать в специальную

графу. Оставшееся одно напряжение легко находится из уравнения баланса токов в i -м узле, поэтому его не следует считать определяющим. Считаем все напряжения, связанные с элементами i -й строки, известными.

3. Из дальнейшего рассмотрения исключаются i -я строка и столбцы, соответствующие известным напряжениям.

4. В оставшихся строках отыскивается такая, в которой был бы только один элемент, или, что то же самое, одно неизвестное напряжение. Если такая строка находится, то, выписав номер строки и номер напряжения, считаем последнее известным. Снова повторяем шаги 3 и 4. Если такой строки с одним элементом нет, повторяются шаги с 1-го по 4-й. В результате шага 1 найдется новая строка с числом элементов более одного и число определяющих напряжений увеличится на число элементов в этой строке без одного.

В ходе реализации указанных шагов число определяющих напряжений будет постоянно возрастать, пока их не станет достаточно для определения всех остальных напряжений схемы. Число определяющих напряжений будет возрастать всякий раз, когда будет повторяться шаг 1. Циклическое применение шагов 3 и 4 увеличивает порядок подматрицы Y_{22} .

После того, как будет найдено последнее напряжение, в матрице Y останется k неиспользованных строк, равное числу определяющих напряжений. В этих узлах будут составляться балансы токов и найдутся величины невязок, или небалансов Δ .

Возможности метода иллюстрируются примером.

Пример. Рассмотрим преобразование матрицы проводимостей схемы, изображенной на рис. 1.

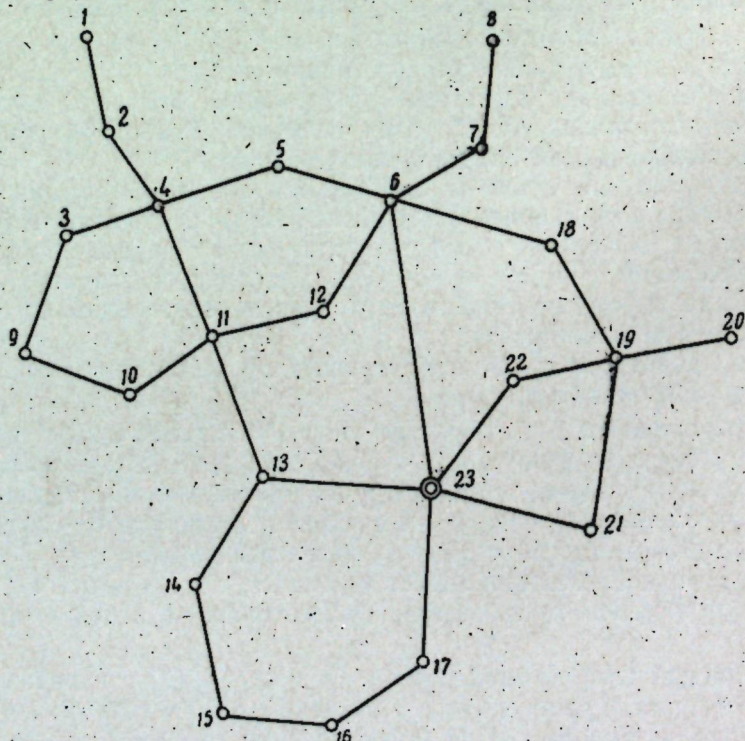


Рис. 1.

Нумерация узлов схемы произвольна. Последний номер присваивается узлу с опорным напряжением. Параметры схемы заданы, в каждом узле задана нагрузка. Составим для этой схемы матрицу проводимостей. Поскольку в данном случае представляет интерес лишь само преобразование матрицы, то вместо элементов y_{ij} матрицы ставятся точки. Полученная точечная диаграмма (рис. 2) топологически эквивалентна матрице проводимостей. Обозначим ее Y' .

$Y' =$

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	
1	•																						
2	•	•																					
3			•	•					•														
4			•	•	•	•						•											
5				•	•	•	•																
6					•	•	•	•					•						•				
7						•	•	•															
8							•	•															
9			•						•	•													
10									•	•	•												
11				•						•	•	•	•										
12					•						•	•	•	•									
13											•	•	•	•									
14												•	•	•	•								
15													•	•	•	•							
16														•	•	•	•						
17															•	•	•	•					
18																•	•	•	•				
19																	•	•	•	•	•		
20																		•	•	•	•	•	
21																			•	•	•	•	•
22																				•	•	•	•

Рис. 2.

Первый шаг. Преобразование матрицы начинаем со строк, содержащих наименьшее число элементов. Такими строками будут 1, 8, 17, 20, 21, 22. Берем первую по порядку.

Второй шаг. Напряжение U_1 считается определяющим, то есть условно известным. U_2 определяется из уравнения баланса токов в 1-м узле.

Шаг третий. Исключаем из рассмотрения строку 1 и столбцы 1 и 2.

Четвертый шаг. Отыскивается в оставшихся строках такая, в которой содержится один элемент. Это строка 2.

Повторяем шаг третий. Исключаем строку 2 и столбец 4. Повторяем шаг четвертый, но строки с одним элементом нет. Теперь снова возвращаемся к первому шагу, отыскиваем строку с наименьшим числом элементов и т. д. В ходе построения отмечаем определяющие напряжения и запоминаем с помощью таблицы последовательность обхода по узлам. Таблица имеет следующий вид (см. стр. 66).

В первой строке записываются номера узлов, в которых составляется уравнение баланса токов. Напряжение узла, находимого из этого уравнения, записывается соответственно во второй строке. Например, составляя уравнения в узлах 3, 4, 9, находим напряжения U_3 , U_{11} и U_{10} .

Третья и четвертая строки независимы от первых двух. В одной из них записываются номера определяющих напряжений (1, 8, 3), а во второй—номера узлов, в которых будут определяться небалансы (10, 17, 19). Первая и вторая строки таблицы имеют строго фиксированную последовательность цифр и определяют подматрицу Y_{22} нижнюю треугольную. Строки третья и четвертая не имеют между собой жесткой связи и цифры в них могут иметь любую последовательность.

Строка баланса	1	2	8	7	5	3	4	9	12	11	13	14	15	16	6	18	20	21	22	
Столбец \dot{U}	2	4	7	6	5	9	11	10	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	
№№ \dot{U} опр.	1	8	3																	
Δ	10	17	19																	

Теперь легко может быть построена преобразованная матрица (см. рис. 3).

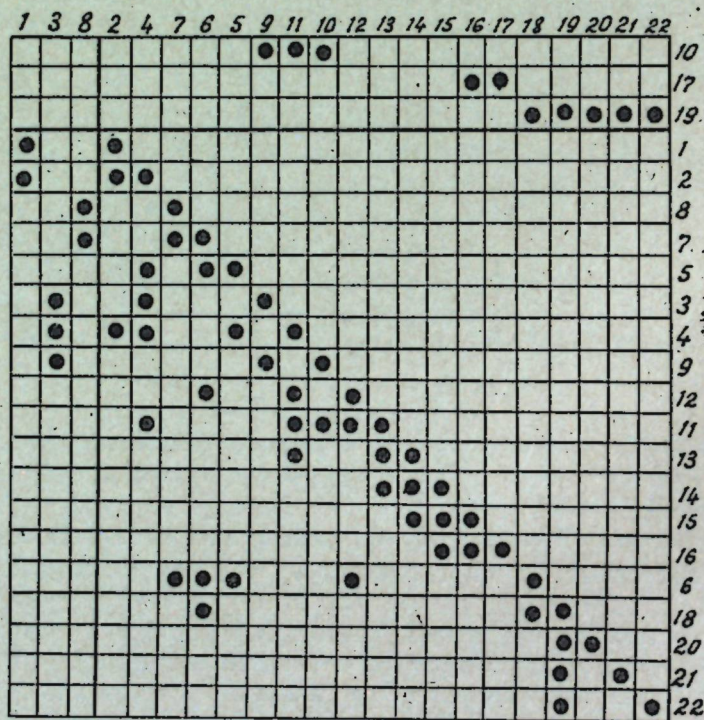


Рис. 3.

Вектор напряжений имеет последовательность компонент, что и номера столбцов матрицы, а вектор токов нагрузок — последовательность строк. Таким образом, в данном случае решение практически сводится к нахождению трех определяющих напряжений.

В самом деле, зная напряжения узлов 1, 3, 8, напряжения остальных узлов находятся из уравнений баланса токов в узлах путем последовательного обхода последних в порядке расположения строк под-

матрицы Y_{22} . Таким образом, составляя уравнения для узлов 1, 2, 8, 7 и т. д. в порядке следования строк Y_{22} , можно найти напряжения 2, 4, 7, 6 и т. д. в порядке расположения столбцов Y_{22} .

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Г. Максимович. Линейные электрические цепи и их преобразования. ГЭИ, 1961.
2. Н. Г. Максимович. О применении определяющих контурных токов и определяющих узловых напряжениях к расчету электрических цепей, «Электричество», 1963, № 2.
3. Н. Г. Максимович. Об одном методе решения системы алгебраических уравнений в применении к расчету электрических цепей, Тр. семинара по методам математического моделирования и теории электрических цепей, вып. I, АН УССР, Институт кибернетики. Киев, 1964.

О. К. БАЗИЛЕНКО

О СДВИГЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ КОДОВЫХ СЛОВ В СИСТЕМАХ С ИНФОРМАЦИОННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В [1] и [2] было исследовано поведение чувствительной к сдвигу системы, соответственно однократной и циклической передачи информации, причем в рассмотренных системах ряд кодовых слов передается в ряд адресов и после передачи каждого слова используется решающая обратная связь, работающая по ненадежному каналу.

Покажем, что полученные в [1] и [2] результаты полностью справедливы и для систем с информационной обратной связью.

Для того, чтобы можно было отличить повторяемое кодовое слово от передаваемого впервые в системах с информационной обратной связью либо перед каждым кодовым словом передается префикс A , указывающий на первую передачу, или префикс R , указывающий на повторение кодового слова, либо передается перед повторением особое кодовое слово E , указывающее на то, что следующее за ним слово должно быть записано на месте ошибочного предыдущего (очевидно, E не должно совпадать ни с одним из информационных кодовых слов C_k ($k = \overline{1, M}$), k — номер слова в списке разрешенных, M — число слов в списке).

Рассмотрим систему с префиксом. В этом случае, если из-за ошибок в прямом канале префикс R перейдет в A , то в последовательности приходящих из канала кодовых слов появится лишнее относительно действительной последовательности источника слово, то есть последовательность источника окажется сдвинутой на шаг вперед относительно последовательности адресов. Если же из-за ошибок в прямом канале префикс A перейдет в R , то в последовательности приходящих из канала слов выпадает одно слово и последовательность источника окажется сдвинутой на шаг назад относительно последовательности адресов. Обозначив через α_k и β_k соответственно вероятности сдвига вперед и назад при передаче слова C_k (при допущении, что α_k и β_k не зависят от времени), можно записать ($P_{\text{ис}}^{(s)}$ — вероятность несовпадения обратной информации с требуемой при s -том повторении; r — допустимое число повторений):

$$\alpha_k = \sum_{s=1}^{s=r-1} p(AC_i | RC_k)^{(s)} P_{\text{ис}}^{(s)}; \quad i = \overline{1, M}; \quad (1)$$

$$\beta_k = p(RC_i | AC_k)^{(1)} (1 - P_{\text{ис}}^{(s)}); \quad i = \overline{1, M}. \quad (2)$$

Поскольку сдвиг обусловлен только искажениями префиксов при прямой передаче, то передача по обратному каналу информации о пре-

фиксе пришедшего из канала слова не повышает устойчивости системы к сдвигу. Передача этой информации может оказаться полезной только при наличии дополнительного канала, по которому передается адрес кодового слова при несоответствии обратной информации о префиксе требуемой.

В системе с особой комбинацией стирания E при переходе E в одно из слов C_i ($i = \overline{1, M}$) из-за ошибки в прямом канале появляется лишнее (ложно возникшее) кодовое слово и последовательность источника оказывается сдвинутой на шаг вперед относительно последовательности адресов. При переходе же любого слова C_k в E одно слово выпадает, и последовательность источника оказывается сдвинутой на шаг назад.

В этом случае для α_k и β_k можно записать:

$$\alpha_k = p(C_i | E) \sum_{s=1}^{s=r-1} P_{\text{ис}}^{(s)}; \quad i = \overline{1, M}; \quad (3)$$

$$\beta_k = p(E | C_k) \sum_{s=1}^{s=r} (1 - P_{\text{ис}}^{(s)}). \quad (4)$$

Если любое слово C_k появляется на каждой временной позиции с постоянной вероятностью, то α_k и β_k можно заменить их средними значениями.

Из сказанного выше следует, что в системах с информационной обратной связью сдвиги при передаче каждого слова происходят так же, как и в рассмотренных ранее [1, 2] системах с решающей обратной связью, и, следовательно, полученные в [1, 2] результаты справедливы для систем передачи информации с любым типом обратной связи. Однако в системах с информационной обратной связью сдвиг обусловлен ошибками в прямом канале (в системах с решающей обратной связью сдвиг обусловлен ошибками в обратном канале), и даже при абсолютно надежной обратной связи ошибки из-за сдвига следует в таких системах учитывать (если система имеет получатель, чувствительный к сдвигу, то есть получатель, в котором запись слова по «чужому» адресу является ошибкой).

ЛИТЕРАТУРА

1. О. К. Базиленко. Об ошибках в системе передачи информации с переспросом. Изв. АН МССР, 1964, № 2.
2. О. К. Базиленко. Об ошибках в циклической системе передачи информации при наличии обратной связи. Сб. «Вопросы теории управляющих систем». Изд. АН МССР. Кишинев, 1965.

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В РАССРЕДОТОЧЕННЫХ СИСТЕМАХ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

1. Ошибки в рассредоточенных системах

На практике встречаются случаи [1], когда сообщения от одного источника I поступают через общую линию связи на несколько приемников P_i (случай рассредоточенного получателя сообщений) или от нескольких источников I_i сообщения поступают одному получателю P (случай рассредоточенного источника сообщений).

Рассмотрим случай, когда между различными источниками или приемниками имеет место временное разделение каналов, от каждого (или каждому) из них передается некоторое кодовое слово и при передаче этого слова применяется обратная связь.

Если последовательность получателей (источников) фиксирована и передача начинается также с фиксированного получателя (источника), то пункт P_i (I_i), которому (от которого) передается слово $C_k^{(t)}$ с номером t в последовательности кодовых слов и с номером k в списке разрешенных слов, определяется числом переданных с момента начала передачи кодовых слов с определенными свойствами, зависящими от типа обратной связи (см. таблицу).

Таблица

Тип обратной связи	Рассредоточенный получатель	Рассредоточенный источник
Решающая	Число переданных от начала передачи подтверждений приема A от всех остальных получателей. Подсчитывается каждым P_i .	Число переданных от получателя с момента начала передачи подтверждений приема A . Подсчитывается каждым I_i .
Информационная с префиксом	Число передач с префиксом A , включаемым перед первой передачей слова. Подсчитывается каждым P_i .	Число передач с префиксом A от всех остальных источников. Подсчитывается каждым I_i .
Информационная с комбинацией стирания	Число слов, которым не предшествует E . Подсчитывается каждым P_i .	Число слов, которым не предшествует E . Подсчитывается каждым I_i .

Каждая пара $(I; P_i)$ или $(P; I_i)$ может рассматриваться как сосредоточенные источник и получатель, однако режимы их работы существенно отличаются от рассмотренных ранее [2-4].

При однократной передаче всем P_i или от всех I_i для данного P_i (I_i) указанная выше пара «сосредоточенный источник—сосредото-

ченный получатель» работает «полезно» лишь при передаче одного кодового слова. В циклических системах такая пара «полезно» работает при передаче одного из кодовых слов цикла. Все остальное время пара работает «вхолостую», только для подсчета кодовых слов, переданных другим (от других) P_i (I_i). При этом в системах однократной передачи подсчитываются лишь слова для P_j (I_j), предшествующих данному в фиксированной последовательности. Поэтому в каждой из пар $(I; P_i)$ или $(P; I_i)$ сдвиг возможен в течение всего времени работы системы, тогда как ошибки при прямой передаче возможны только во время «полезной» работы пары.

Ниже будет рассмотрено поведение систем с рассредоточенным получателем или источником при различных типах обратной связи. При этом системы однократной передачи будут рассматриваться как циклические с одним циклом передачи.

2. Решающая обратная связь в системе с рассредоточенным получателем

Сообщения обратной связи A (указатель приема) и R (запрос повторения) от любого P_i принимаются на всех P_j ($j \neq i$) и I . При этом возможна различная степень корреляции ошибок в сообщениях решающей обратной связи, принимаемых в различных местах: а) события A/R и R/A на всех P_i и I происходят независимо друг от друга с одинаковой или разной вероятностью; б) вероятности искажения сообщений решающей обратной связи зависят (вероятность искажения на любых двух пунктах одновременно больше, чем в первом случае; в) события A/R и R/A происходят одновременно на всех P_j ($j \neq i$) и I . Очевидно, случаи а) и в) являются предельными для б).

Допустим, что на различных P_j ($j \neq i$) и I сдвиги вперед и назад при передаче кодового слова происходят с одинаковыми для всех пунктов вероятностями α и β . Тогда вероятности сдвига при передаче $C_k^{(t)}$ для каждого из P_i и I будут определяться по формулам из [2], однако средняя вероятность ошибки из-за сдвига будет отличаться от определенной в [2,3].

Пусть слово $C^{(t)}$ с номером t в последовательности источника адресовано получателю P_i ($i=t$) в системе однократной передачи и $i=t-a E\left[\frac{t}{a}\right]$ в циклической системе (a — число пунктов в цикле,

$E[x]$ — целая часть x). Очевидно, что на всех P_j ($j \neq i$) в случае приема $C^{(t)}$ будет ошибочным. Прием же слова, предназначенного для P_i , в P_j возможен, если имеет место сдвиг последовательности источника по отношению к последовательности, отсчитанной на P_j , и величина этого

сдвига равна $i-j + \sum_{k=1}^{E\left[\frac{t}{a}\right]} k$ (здесь последовательность получателя

эквивалентна последовательности адресов в [2,3]). Поскольку обычно $\alpha; \beta \ll 1$, то можно ограничиться рассмотрением сдвига не более чем на один шаг ($j=i+1; i-1$).

Рассмотрим первый из приведенных выше случаев — случай а). Условимся заранее, что нигде не будем учитывать многократные сдвиги в одну или разные стороны, а также совпадение сдвигов (только в случае а) на разных пунктах (допущение приемлемо при $a \ll \frac{1}{\alpha}; \frac{1}{\beta}$).

Пусть ошибка при приеме сигнала обратной связи происходит на источнике. Очевидно, что в этом случае последовательность источника окажется сдвинутой относительно всех Π_i , что приведет к накоплению ошибки, полностью аналогичному накоплению в сосредоточенной системе. Вероятность такого сдвига перед передачей слова $C^{(n)}$ определится по полученной в [1] формуле:

$$P_c^{(n)} = (t-1) (\alpha + \beta). \quad (1)$$

Предположим теперь, что сдвиг произошел на одном из Π_i . Пусть последовательность источника оказалась сдвинутой на шаг назад (для этого пункта). Тогда при передаче слова, адресованного Π_i на Π_i , ничего не будет принято, а в канал обратной связи не поступит никакого сигнала. Последнее обстоятельство может быть использовано для обнаружения сдвига. Если для передачи сигнала обратной связи не используется полная пассивная пауза, то вероятностью необнаружения сдвига можно пренебречь. Для устранения обнаруженного сдвига следует иметь дополнительный канал. Если такого канала нет, то после отсутствия сигнала обратной связи от Π_i можно перейти к передаче слова, адресованного Π_{i+1} . Дальнейшая работа системы при этом не нарушится, но на Π_i в следующем цикле произойдет ошибка. Вероятность рассмотренного сдвига, очевидно, равна $(t-1)\beta$.

Пусть теперь последовательность источника оказалась сдвинутой на шаг вперед относительно Π_i из-за сдвига на Π_i с вероятностью $(t-1)\alpha$. Тогда на Π_i будет принято слово, адресованное Π_{i-1} , а после передачи слова, адресованного Π_i , в канал обратной связи ничего не поступит. В дальнейшем поведение системы аналогично рассмотренному выше. В этом случае на Π_i происходит ошибка.

На основании сказанного выше для вероятности ошибки из-за сдвига при передаче слова $C^{(n)}$ в системе с рассредоточенным получателем и с независимыми искажениями сообщений решающей обратной связи можно записать приближенную формулу (при отсутствии дополнительного корректирующего канала):

$$P_{oc}^{(n)} \approx 2(t-1)(\alpha + \beta), \quad (2)$$

при наличии дополнительного канала.

$$P_{oc}^{(n)} \approx \begin{cases} (t-1)(\alpha + \beta); E\left[\frac{t}{a}\right] = 0; \\ (t-1)(\alpha + \beta) + (a-1)\alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1. \end{cases} \quad (2a)$$

В системе однократной передачи $E\left[\frac{t}{a}\right] \equiv 0$.

Рассмотрим теперь случай β). Пусть передается слово, адресованное Π_i . Вследствие того, что сигналы обратной связи одновременно и одинаково искажаются на всех Π_j ($j \neq i$) и I_i , синхронность последовательностей I и Π_j сохраняется. Между последовательностями же I и Π_i происходит сдвиг. При сдвиге вперед с вероятностью α при ненужном повторении слова для Π_i в канал обратной связи ничего не поступит, что может быть использовано для обнаружения сдвига. При наличии дополнительного канала сдвиг этот может быть скорректирован. Обнаружение сдвига назад в случае α) невозможно. По мере роста

числа циклов вероятность сдвига до передачи слова $C^{(n)}$ растет пропорционально $E\left[\frac{t}{a}\right]$; при отсутствии дополнительного канала

$$P_{oc}^{(n)} \approx E\left[\frac{t-a}{a}\right] (\alpha + \beta); \quad (3)$$

и при наличии такого канала:

$$P_{oc}^{(n)} \approx E\left[\frac{t-a}{a}\right] \beta. \quad (3a)$$

Для случая β) можно записать неравенства:

при отсутствии дополнительного канала

$$E\left[\frac{t-a}{a}\right] (\alpha + \beta) < P_{oc}^{(n)} < 2(t-1)(\alpha + \beta); \quad (4)$$

при наличии дополнительного канала.

$$E\left[\frac{t-a}{a}\right] \beta < P_{oc}^{(n)} < \begin{cases} (t-1)(\alpha + \beta); E\left[\frac{t}{a}\right] = 0; \\ (t-1)(\alpha + \beta) + (a-1)\alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1. \end{cases} \quad (4a)$$

Из сказанного следует, что в системах с рассредоточенным получателем и решающей обратной связью увеличение корреляции искажений сообщений обратной связи на различных пунктах ведет к уменьшению вероятности ошибки из-за сдвига.

3. Решающая обратная связь в системе с рассредоточенным источником

Сообщения обратной связи A и R от Π принимаются на всех I_i . Будем рассматривать три случая: a) искажения сообщений обратной связи независимы, β) искажения зависимы, γ) искажения происходят одновременно.

Рассмотрим случай a) при допущениях, принятых в предыдущем параграфе. Пусть в результате события A/R последовательность источника I_i оказывается сдвинутой на шаг назад относительно Π . Тогда при ожидании передачи от I_i в канал ничего не поступит. При наличии дополнительного канала отсутствие сигнала в канале можно использовать: вызвать ожидаемый источник и тем самым скорректировать сдвиг. При отсутствии такого канала при ожидании передачи следующего кодового слова будут работать два источника (I_i и I_{i+1}) одновременно, что значительно увеличивает вероятность ошибки при прямой передаче (так как одновременная работа двух источников по одному каналу эквивалентна передаче слова, каждый символ которого является дизъюнкцией символов слов от каждого из источников). Правильный прием произойдет только, если от I_i и I_{i+1} передаются одинаковые кодовые слова. Вероятностью такого события при большом числе кодовых слов можно пренебречь и считать, что сдвиг назад на I_i , происходящий с вероятностью $(t-1)\beta$, приводит (при отсутствии дополнительного канала) к появлению ошибки в слове от I_{i+1} .

Пусть теперь в результате события R/A произойдет сдвиг вперед. Тогда, при отсутствии сдвига вперед на I_{i-1} (а вероятностью такого совместного сдвига мы условились пренебрегать), будут одновременно передаваться слова от I_{i-1} и I_i . После этого, когда должно передаваться слово от I_i , передача будет отсутствовать, что может быть использовано для обнаружения сдвига вперед на I_i . При наличии дополнительного канала можно скорректировать сдвиг, вызвав ожидаемый источник; при отсутствии дополнительного канала сдвиг на I_i сохраняется. Слово от I_{i-1} будет принято ошибочно в любом случае.

Учитывая сказанное, можно записать для вероятности ошибки из-за сдвига при независимости искажений сообщений решающей обратной связи и при наличии дополнительного канала:

$$P_{\text{ош}_c}^{(i)} \approx \begin{cases} (t-1)\alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] = 0 \\ (a-1)\alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1; \end{cases} \quad (5)$$

при отсутствии дополнительного канала $P_{\text{ош}_c}^{(i)} = P_c^{(i)}$ определится по (1).

В промежуточном случае β) при отсутствии дополнительного канала справедлива формула (1), а при наличии канала справедливо неравенство:

$$(t-1)(\alpha + \beta) < P_{\text{ош}_c}^{(i)} > \begin{cases} (t-1)\alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] = 0, \\ (a-1)\alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1. \end{cases} \quad (6)$$

Из сказанного следует, что в системах с рассредоточенным источником и решающей обратной связью увеличение корреляции искажений при отсутствии дополнительного канала не изменяет вероятности ошибки из-за сдвига, а при наличии дополнительного канала увеличение корреляции ведет к росту вероятности ошибки в пределе до значения ее в случае сосредоточенной системы.

4. Информационная обратная связь в системе с рассредоточенным получателем

Система с префиксом. В этом случае префиксы A (включаемый при первой передаче слова) и R (включаемый при повторении) принимаются всеми P_i . Событие A/R приводит к сдвигу последовательности источника вперед, R/A — к сдвигу назад.

Будем рассматривать три случая: a) искажения префиксов на различных P_i независимы (и равновероятны), β) искажения зависимы, γ) искажения происходят одновременно на всех P_i .

Сдвиг последовательности источника на шаг назад может быть обнаружен, так как если на P_i произошел сдвиг, то при правильной работе P_{i-1} и P_{i+1} в ответ на передачу слова для P_i в обратный канал не поступит никакой информации. При наличии дополнительного канала сдвиг может быть устранен, при отсутствии такого канала на P_i будет принято слово, предназначенное для P_{i+1} , и остальные слова (для $P_j, j \neq i$) будут приниматься независимо от слова для P_i . На P_i в циклической системе при следующих циклах снова будут происходить ошибки (до обратного сдвига или до конца работы).

При сдвиге вперед (при R/A) будет одновременно поступать в обратный канал информация от P_{i-1} и P_i (при правильной работе P_{i-1}). На P_i при этом будет принято ошибочное слово, предназначенное для P_{i-1} . При передаче слова, предназначенного для P_i , в обратный канал ничего не поступит, что, при наличии дополнительного канала, позволяет скорректировать сдвиг.

Из сказанного следует, что при отсутствии дополнительного канала $P_{\text{ош}_c}^{(i)} = P_c^{(i)}$ определяется по (1), а при наличии такого канала

$$P_{\text{ош}_c}^{(i)} \approx (t-1 - a E\left[\frac{t}{a}\right]) \alpha. \quad (7)$$

В случае γ) здесь рассредоточенный получатель эквивалентен сосредоточенному и $P_{\text{ош}_c}^{(i)} = P_c^{(i)}$ вычисляется по (1).

Для случая β) при отсутствии дополнительного канала справедливо выражение (1), при наличии канала справедливо неравенство (6). В этом случае α и β вычисляются по формулам из [4].

Из сказанного следует, что в системе с рассредоточенным получателем и информационной обратной связью с префиксом увеличение корреляции искажений префикса (в прямом канале) на разных P_i при отсутствии дополнительного канала вероятность ошибки из-за сдвига не изменяет. При наличии дополнительного канала увеличение корреляции ведет к росту вероятности ошибки.

Система с комбинацией стирания по своему поведению при рассредоточенном получателе полностью аналогична системе с префиксом, если вместо искажений префикса рассматривать искажения слов (E/C и $C_i/E; i = \overline{1, M}$).

5. Информационная обратная связь в системе с рассредоточенным источником

Система с префиксом. В этом случае префиксы A и R от I_i принимаются получателем и всеми источниками $I_j (j \neq i)$.

Как и в предыдущем параграфе, рассмотрим три случая:

Случай a). Если на I_i произошел сдвиг вперед, то информация («прямая») будет одновременно передаваться от I_{i-1} и I_i . При этом если слова от I_{i-1} и I_i одинаковы, то ошибки не произойдет. Если слова различны, то возможна ошибка (если обратная информация от получателя будет признана на I_{i-1} или I_i) в слове, ожидаемом от I_{i-1} , или потеря слова от I_{i-1} (если обратная информация на источниках не будет признаваться и число повторений достигнет максимально допустимого). Вероятность потери много больше вероятности ошибки. Когда получатель будет ожидать слово от I_i , из канала ничего не поступит, что при наличии дополнительного канала может быть использовано для коррекции сдвига (для вызова соответствующего получателя). При отсутствии дополнительного канала слово от I_i будет потеряно.

Если на I_i произошел сдвиг назад, то, когда ожидается слово от I_i , из канала ничего не поступит. При наличии дополнительного канала это может быть использовано для коррекции сдвига. При отсутствии дополнительного канала слова от I_i и I_{i+1} будут передаваться одновременно, что приведет к ошибке или потере слова от I_{i+1} .

Обозначим через $P(A)$ вероятность того, что кодовое слово, полученное путем посимвольной дизъюнкции слов от I_i и I_{i+1} , будет при-

нято. Тогда вероятность ошибки из-за сдвига в случае а) будет равна: при отсутствии дополнительного канала

$$P_{\text{ош}_c}^{(t)} \approx p(A) (t-1) (\alpha + \beta); \quad (8)$$

и при наличии канала

$$P_{\text{ош}_c}^{(t)} \approx \begin{cases} P(A) (t-1) \alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] = 0; \\ P(A) (a-1) \alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1. \end{cases} \quad (8a)$$

Соответственно, вероятность потери слова будет равна:

$$P_{\text{пот}_c}^{(t)} \approx [1 - p(A)] (t-1) (\alpha + \beta); \quad (9)$$

$$P_{\text{пот}_c}^{(t)} \approx \begin{cases} [1 - p(A)] (t-1) (\alpha + \beta); E\left[\frac{t}{a}\right] = 0; \\ [1 - p(A)] (a-1) (\alpha + \beta); E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1. \end{cases} \quad (9a)$$

В случае в) синхронность хода Π и I_j ($j \neq i$) не нарушается, но при полезной работе пары возможен сдвиг. Если на I_i происходит сдвиг вперед, то при наступлении нового цикла (после сдвига) от I_i ничего не будет поступать. При наличии дополнительного канала сдвиг можно скорректировать. При отсутствии дополнительного канала будут одновременно передаваться слова от I_i и I_{i+1} . Вероятность ошибки при этой передаче будет равна $p(A) \cdot P_{c_i}^{(t)}$ и вероятность потери слова от I_i будет равна $[1 - p(A)] P_{c_i}^{(t)}$ (практически I_i будет выключен из работы).

При сдвиге назад то же справедливо относительно ошибки и потери слова от I_{i-1} . При этом от I_i также ничего не поступает в канал и сдвиг, при наличии дополнительного канала может быть обнаружен и скорректирован.

Следовательно, в случае отсутствия дополнительного канала вероятности ошибки и потери из-за сдвига соответственно равны:

$$P_{\text{ош}_c}^{(t)} \approx p(A) \cdot E\left[\frac{t-a}{a}\right] (\alpha + \beta); \quad (10)$$

$$P_{\text{пот}_c}^{(t)} \approx [1 - p(A)] \cdot E\left[\frac{t-a}{a}\right] (\alpha + \beta).$$

При наличии дополнительного канала эти вероятности равны нулю (происходят ошибки при прямой передаче, сдвиг корректируется практически с вероятностью единица).

В случае б), при отсутствии дополнительного канала:

$$P(A) E\left[\frac{t-a}{a}\right] (\alpha + \beta) < P_{\text{ош}_c}^{(t)} < P(A) (t-1) (\alpha + \beta);$$

$$[1 - p(A)] E\left[\frac{t-a}{a}\right] (\alpha + \beta) < P_{\text{пот}_c}^{(t)} < [1 - p(A)] (t-1) (\alpha + \beta); \quad (11)$$

а при наличии дополнительного канала:

$$0 < P_{\text{ош}_c}^{(t)} < \begin{cases} P(A) (t-1) \alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] = 0; \\ P(A) (a-1) \alpha; E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1; \end{cases}$$

$$0 < P_{\text{пот}_c}^{(t)} < \begin{cases} [1 - p(A)] (t-1) (\alpha + \beta); E\left[\frac{t}{a}\right] = 0; \\ [1 - p(A)] (a-1) (\alpha + \beta); E\left[\frac{t}{a}\right] \geq 1. \end{cases} \quad (11a)$$

Следовательно, увеличение корреляции искажений увеличивает вероятность ошибки и снижает вероятность потери. Эффективность дополнительного канала с ростом корреляции падает.

Система с комбинацией стирания по поведению при сдвиге аналогична системе с префиксом.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке и применении систем телемеханики с временным разделением каналов и с несколькими многообъектными контролируемыми пунктами.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Ильин. Телеконтроль и телеуправление рассредоточенными объектами. ГЭИ, М., 1963.
2. О. К. Базиленко. Об ошибках в системе передачи информации с переспросом. Изв. АН МССР, 1964, № 2.
3. О. К. Базиленко. Об ошибках в циклической системе передачи информации при наличии обратной связи. Сб. «Вопросы теории управляющих систем», изд. АН МССР, Кишинев, 1965.
4. О. К. Базиленко. О сдвиге последовательности кодовых слов в системах с информационной обратной связью. Изв. АН МССР, 1966, № 5.

ОБ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С БЕСКОНТАКТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Задача создания бесконтактного регулируемого асинхронного электропривода имеет большое народнохозяйственное значение. Особенно важным является обеспечение бесконтактного управления асинхронным двигателем в системах автоматического управления, где чрезвычайно актуальной является проблема надежности.

Существующие системы дроссельного управления асинхронными электродвигателями [1, 2, 4—6] имеют низкие энергетические показатели, связанные со значительными потерями энергии в дросселях и плохим использованием мощности двигателя, характеризуются низким коэффициентом мощности всей установки [0,3—0,5] и значительными габаритами (в 4—5 раз в зависимости от мощности превышающими габариты двигателя).

В настоящей статье рассматриваются некоторые новые системы бесконтактного асинхронного электропривода, имеющего преимущества по сравнению с известным дроссельным электроприводом.

1. Принципиальные схемы бесконтактного асинхронного электропривода (БАЭ)

Принципиальная схема асинхронного электродвигателя с бесконтактным управлением показана на рис. 1. Конструкция двигателя пояснена рис. 2. Электродвигатель состоит из статора *S*, имеющего две статорные обмотки *1С* и *2С*, включенные последовательно, и один общий для обеих половин статора ротор *P*.

Магнитные поля статоров вращаются встречно относительно друг друга. Обмотки статора образуют две независимые магнитные системы, расположенные вдоль общего ротора. Обмотка ротора — фазная без колец и контактов. В магнитопроводах *1С*, *2С* помещаются также подмагничивающие обмотки *1У*, *2У*, которые расположены так, что создаваемый ими магнитный поток замыкается целиком через статор. Потоки подмагничивания обмоток *1У*, *2У* служат для управления степенью насыщения магнитопроводов *1С*, *2С* и перераспределения магнитного потока машины между этими магнитопроводами. Вследствие этого для управления потоками статоров требуется мощность порядка 5—7% полной мощности двигателя.

При некотором начальном одинаковом подмагничивании обмоток *1У*, *2У* напряжения, приложенные к статорным обмоткам *1С*, *2С*, равны; вращающие моменты, создаваемые прямым и инверсным полем, равны, и ротор неподвижен. ЭДС, индуцируемые в роторе, равны по величине

и направлены встречно, вследствие чего ток, потребляемый ротором, равен нулю. Этот режим соответствует холостому ходу двигателя. Двигатель из сети потребляет намагничивающий ток. При увеличении степени подмагничивания одной из обмоток управления и уменьшении подмагничивания другой напряжения, приложенные к обмоткам *1С*, *2С*, перераспределяются и двигатель соответственно начинает вращаться в сторону прямого или инверсного поля. Таким образом обеспечивается управление скоростью двигателя за счет изменения величины напряже-

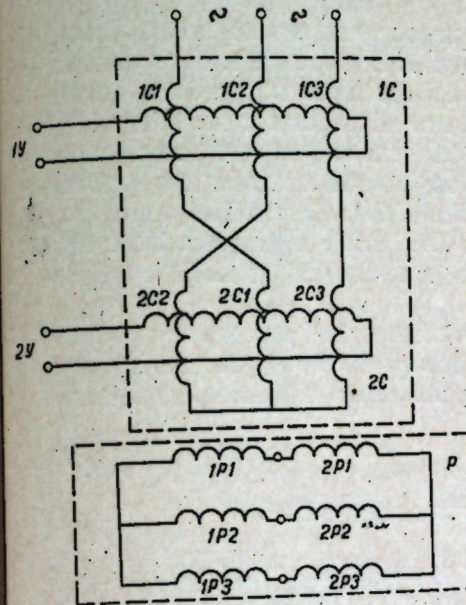


Рис. 1. Принципиальная схема асинхронного электродвигателя с бесконтактным управлением.

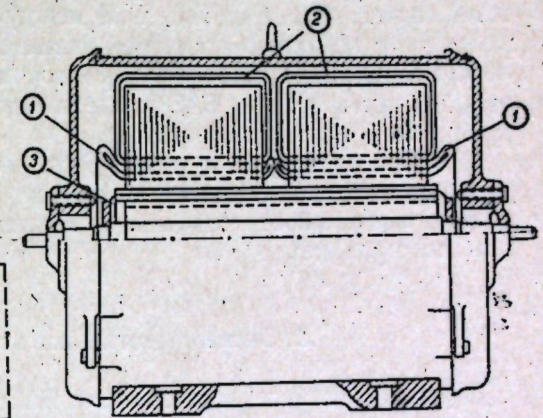


Рис. 2. Эскиз конструкции двигателя. 1 — трехфазная обмотка, 2 — обмотка управления, 3 — обмотка ротора.

нием, приложенного к каждой из статорных обмоток. Это позволяет регулировать также ток двигателя и развиваемый момент. Для обеспечения требуемой жесткости механических характеристик при глубоком регулировании скорости вводится система автоматической стабилизации.

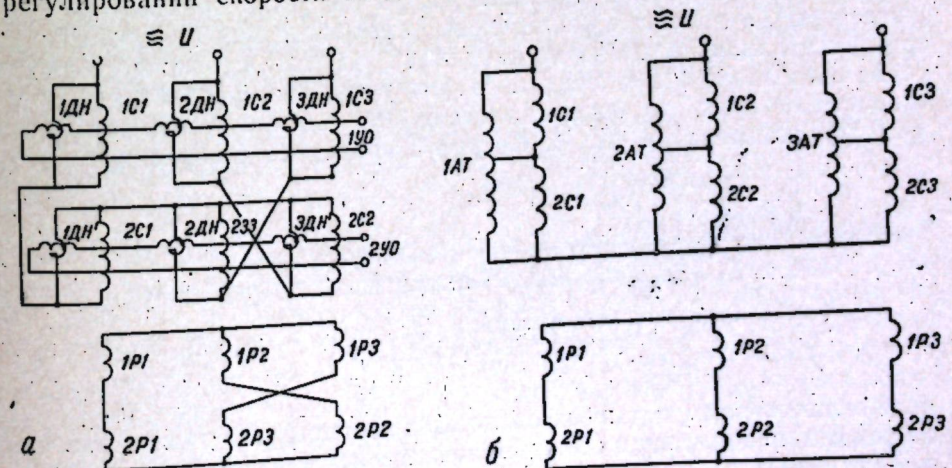


Рис. 3. Схема БАЭ: а — управляемого с помощью ДН; б — посредством автотрансформаторов.

ции, аналогично тому, как это выполняется для дроссельного асинхронного электропривода или регулирование скорости двигателя осуществляется за счет изменения степени подмагничивания $1U$, $2U$ в функции скорости двигателя или в функции против ЭДС, индуцируемых в статоре. В нерегулируемых электроприводах система автоматической стабилизации скорости исключается, и двигатель работает в релейном режиме, управляясь бесконтактно.

БАЭ может управляться не только непосредственным воздействием на магнитные потоки статоров, как на рис. 1. Изменение электромагнитного момента БАЭ и бесконтактное реверсирование могут быть осуществлены воздействием на его внешние цепи посредством изменения напряжений, приложенных к статорным обмоткам. Такая система показана на рис. 3, где напряжение между обмотками статора перераспределяется с помощью дросселей насыщения $1ДН$, $2ДН$, $3ДН$ (рис. 3,а), либо посредством автотрансформаторов $1АТ$, $2АТ$, $3АТ$. (рис. 3,б). При этом характеристики БАЭ существенно отличаются от БАЭ с управляющими обмотками на статоре.

БАЭ по схеме рис. 3 может быть реализован на основе двух асинхронных электродвигателей с фазным ротором. Это существенно расширяет возможности создания и применения БАЭ также в двухдвигательном приводе¹.

2. Экспериментальное исследование БАЭ

Предварительное исследование БАЭ проводилось с помощью двух асинхронных двигателей с фазным ротором типа АК-52/4, валы которых связывались механически, а цепи статоров и роторов включались по схеме рис. 3.

Результаты экспериментального исследования показали, что рассмотренная система электропривода обеспечивает возможность бесконтактного пуска, реверсирования и длительной стоянки. При полном напряжении сети, приложенном к статорной цепи, ток, потребляемый двигателем в режиме стоянки, не превышает $1,4 a$, что составляет 10—12% тока при нагрузке. Это соответствует режиму холостого хода обычного асинхронного двигателя. Ток цепи ротора при этом практически был равен нулю, а линейные напряжения, замеренные между кольцами ротора, составляли 70 в. Фазное напряжение на зажимах каждого из статоров составляло 115 в. Осциллограмма пуска электропривода (набора скорости от нуля до максимальной $n=790$ об/мин соответствующей $n=0,52$) показана на рис. 4. На рис. 5 приведены построенные на ос-

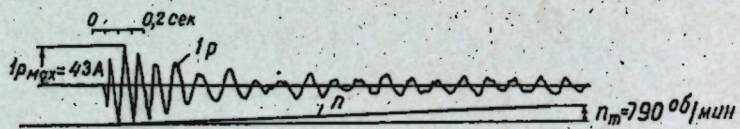


Рис. 4. Осциллограмма изменения тока ротора и скорости (n) при пуске (БАЭ по схеме 3б).

нове осциллограмм и данных опытов зависимости угла сдвига фаз между током и напряжением обычного асинхронного двигателя (φ°) и исследуемого БАЭ (φ_a) от скорости. φ_a — результирующий угол сдвига

фаз, измеряемый в статоре; φ_a учитывает активное и индуктивное сопротивление статора. Для БАЭ приведены экспериментальные зависимости угла сдвига фаз в роторе (φ_r). На рис. 5 приведены также зависимости «косинуса фи» сравниваемых двигателей.

На рис. 5 при работе БАЭ в диапазоне скоростей $0 \div 0,5$ значение «косинуса фи» примерно постоянно и равно 0,55. Это определяет целесообразность применения рассматриваемого электродвигателя в повторно-кратковременных режимах с часто чередующимся пуском и торможением привода.

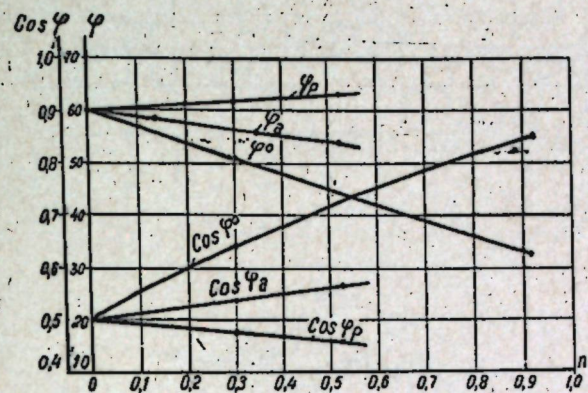


Рис. 5. Изменение $\cos \varphi$ обычного асинхронного двигателя и БАЭ (по схеме рис. 3,б).

Опытные данные для обычного двигателя в исследуемой системе рис. 3 получены при шунтировании одного статора. Как видно из приведенных характеристик, построенных по экспериментальным данным, сдвиг фаз между током и напряжением двигателя при изменении скорости практически не меняется. Незначительное изменение «косинуса фи», измеряемого в цепи статора, объясняется влиянием активного и индуктивного сопротивлений статора.

Экспериментальные исследования БАЭ по схеме рис. 1 были проведены с помощью специально построенного асинхронного двигателя. В пазы статора вместе с трехфазной обмоткой рис. 6, а закладывалась обмотка управления по схеме рис. 6, б. Обмотка ротора без колец и контактов выполнена по схеме рис. 6, в и состоит из двух частей, которые смещены друг относительно друга на полюсное деление. Номинальные данные специального двигателя $U_n=150$ в, $I_n=0,4a$, $M_n=0,036$ кгм, $n=1380$ об/мин.

Двигатель исследовался в режимах длительной стоянки, пуска, останова, торможения и реверса. При этом снимались соответствующие статические характеристики — механические и токовые — и исследовалась динамика БАЭ.

В отличие от обычных двигателей в БАЭ при равенстве противоэдс его половин, независимо от скорости, момент равен нулю. При полном напряжении сети и скорости вращения, равной нулю, обеспечивается режим, соответствующий холостому ходу обычного двигателя ($M=0$, $I=0$, $n=0$). Это имеет важное значение для многих сервоприводов и исполнительных устройств, когда при отсутствии сигнала привод должен быть неподвижным. Для схемы рис. 1 подтверждено также практическое постоянство коэффициента мощности исследуемого двигателя. На рис. 7 показаны экспериментальные зависимости $\cos \varphi$ для исследуемого БАЭ и стандартного асинхронного к. з. двигателя той же мощно-

¹ Теоретическое исследование систем БАЭ будет рассмотрено отдельно.

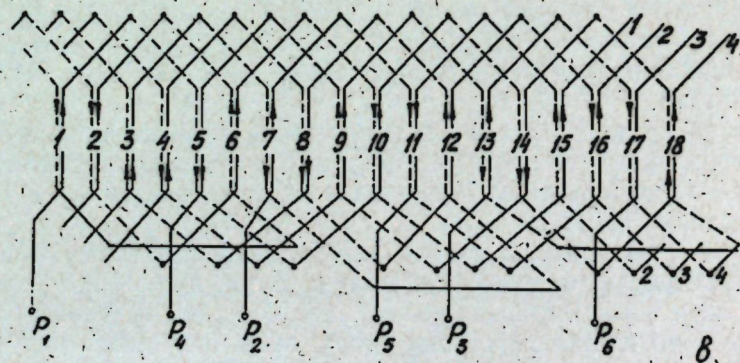
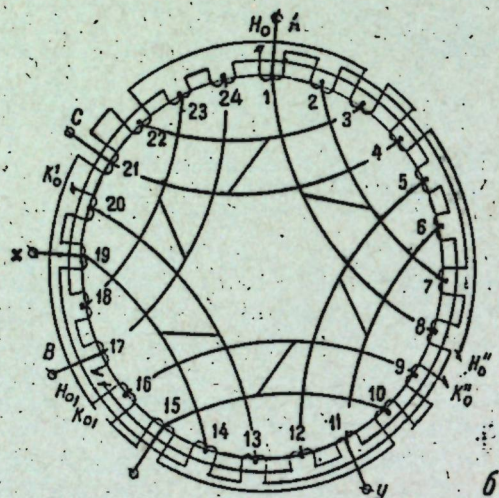
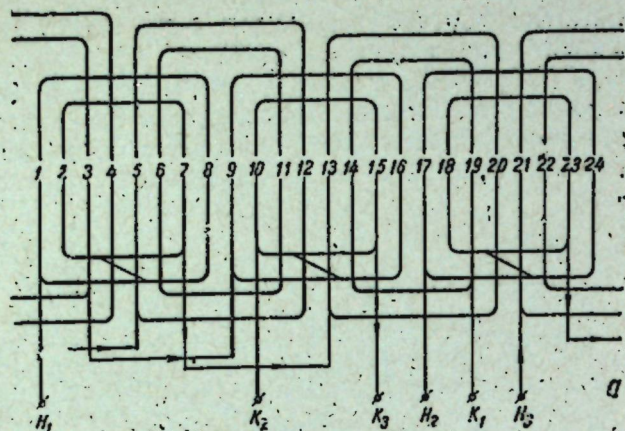


Рис. 6. Схемы обмоток (БАЭ, управляемого постоянным током по схеме рис. 1):

a — обмотка статора — катушечная, однослойная. $z = 24$; $q = 21$; диаметр провода $d = 0,69$ мм; число проводников в пазу 110;
б — обмотка управления — $z = 24$; число проводников в пазу 250; диаметр провода $d = 0,33$ мм; *в* — обмотка ротора — петлевая $z = 18$; $q = 1,5$; диаметр провода $d = 4$ мм.

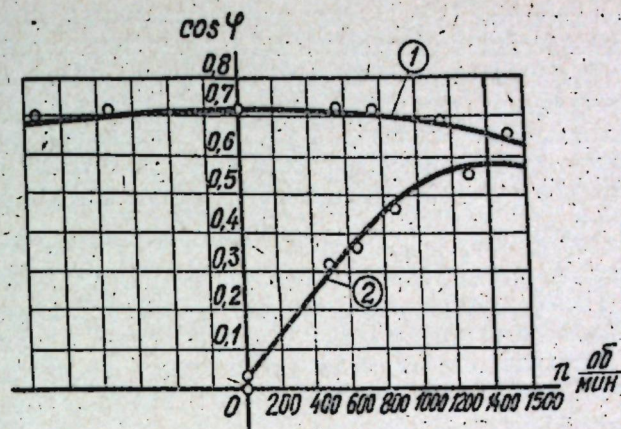


Рис. 7. Сравнительное изменение $\cos \varphi$ БАЭ (по схеме рис. 1) и стандартного асинхронного к. з. двигателя. 1 — для специального двигателя; 2 — для обычного к. з. двигателя.

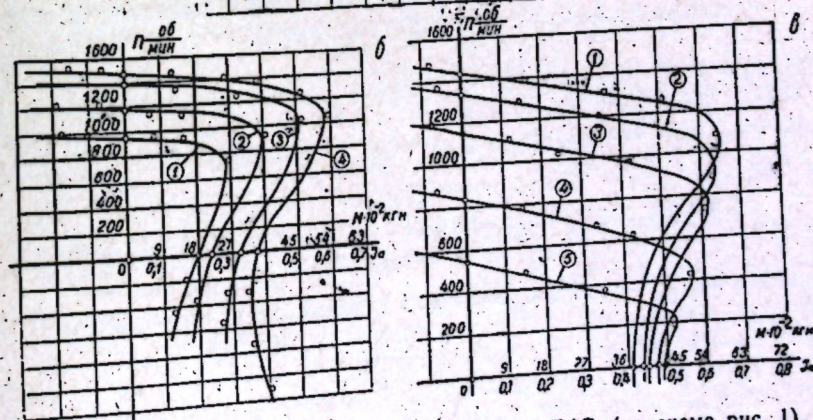
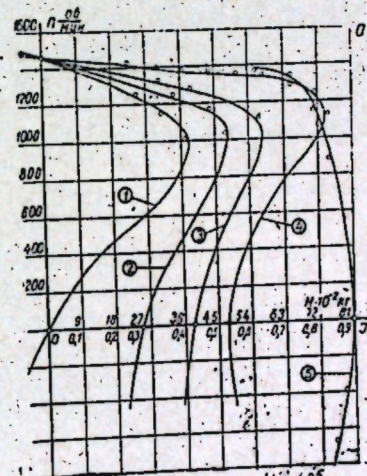


Рис. 8. Механические и токовые характеристики БАЭ (по схеме рис. 1).
a — при изменении тока управления в обмотке IV:
 1 $I_{y1} = 0$ а $I_{y2} = 0$ а
 2 $I_{y1} = 1,5$ а $I_{y2} = 0$ а
 3 $I_{y1} = 2,0$ а $I_{y2} = 0$ а
 4 $I_{y1} = 2,5$ а $I_{y2} = 0$ а
 5 $I_{y1} = 2,5$ а $I_{y2} = 0$ а
б — при одновременном симметричном изменении токов управления:
 1 $I_{y1} = 2,5$ а $I_{y2} = 0$ а
 2 $I_{y1} = 2,2$ а $I_{y2} = 0,3$ а
 3 $I_{y1} = 2,0$ а $I_{y2} = 0,5$ а
 4 $I_{y1} = 2,5$ а $I_{y2} = 1,0$ а
в — при несимметричном изменении токов управления:
 1 $I_{y1} = 0$ а $I_{y2} = 2,5$ а
 2 $I_{y1} = 0,4$ а $I_{y2} = 2,5$ а
 3 $I_{y1} = 0,6$ а $I_{y2} = 2,5$ а
 4 $I_{y1} = 1,0$ а $I_{y2} = 2,5$ а
 5 $I_{y1} = 1,5$ а $I_{y2} = 2,5$ а
 $n = f(\omega)$ для механической характеристики

сти. Важное качество БАЭ — сохранение постоянства $\cos\phi$ — приближает характеристики исследуемого БАЭ к характеристикам асинхронного двигателя с ротором Шенфера [1, 7, 8]. Это определяет целесообразность применения рассматриваемого БАЭ также в регулируемых электроприводах. Как показано в [8], положительный эффект ротора Шенфера при глубоком регулировании скорости с точки зрения постоянства «косинуса фи» почти полностью уничтожается высокими потерями в стали. Соотношение $\frac{r}{x}$ ротора Шенфера не поддается существенной регулировке, вследствие этого значение максимального «косинуса фи» ротора Шенфера ограничено величиной 0,66—0,7. Описанный выше БАЭ при $\cos\phi = \text{const}$ имеет потери в железе ротора, близкие к потерям в обычном асинхронном двигателе. Возможность надлежащего выбора параметров БАЭ имеет важное практическое значение при конструиро-

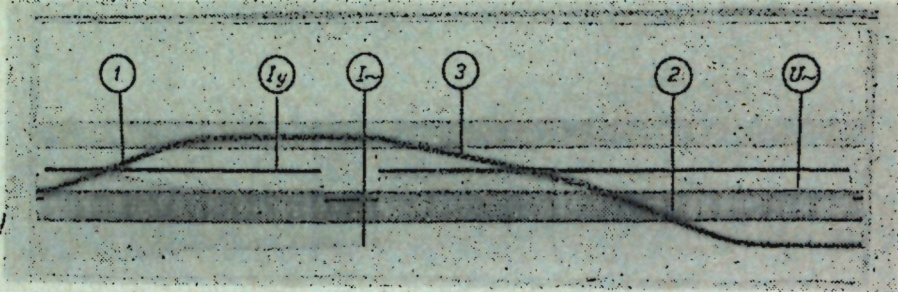


Рис. 9. Осциллограммы переходных процессов в БАЭ (по схеме рис. 1).

вании регулируемого асинхронного электропривода с заданными свойствами. Активные потери цепи ротора БАЭ и обычного асинхронного двигателя при равных, создаваемых на валу моментах, примерно равны. Потери в цепи статоров БАЭ при этом вдвое больше. Механические характеристики исследуемого двигателя, снятые при различных токах подмагничивания, показаны на рис. 8, а, б, в. Видно, что при определенных условиях рис. 8, в — независимом управлении токами подмагничивания обмоток 1У, 2У — можно получить достаточно жесткие механические характеристики регулируемого электропривода в относительно широком диапазоне.

Осциллограммы рис. 9 характеризуют изменение токов управления 1У, тока статора I, напряжения U, скорости n исследуемого двигателя при пуске (кривая 1), реверсе (кривая 2) и торможении (кривая 3).

3. Сопоставление с обычным дроссельным асинхронным электроприводом

По сравнению с известным дроссельным электроприводом БАЭ позволяет создать более рациональный бесконтактный нерегулируемый и регулируемый привод. Низкие энергетические показатели дроссельного электропривода связаны с тем, что в дросселях насыщения бесполезно расходуется энергия, необходимая для снижения мощности и напряжения до значений, соответствующих его холостому ходу и скорости, равной нулю. В БАЭ (рис. 1) вся подводимая из сети энергия расходуется полезно, участвуя в создании момента двигателя. В БАЭ (рис. 3) мощность дросселей насыщения не превосходит 25—30% мощности двигателя. Применение дросселей насыщения БАЭ (рис. 3) позволяет вынести управление двигателем за его пределы. Это упрощает конструкцию и из-

готовление электродвигателя. Улучшается степень использования активных материалов по сравнению с аналогичной схемой с подмагничиванием магнитопровода двигателя (рис. 1). БАЭ по схеме рис. 1 имеет удовлетворительные характеристики в тормозных и двигательных режимах. БАЭ имеет постоянный $\cos\phi$. Выбрав тепловые потери в цепи ротора БАЭ (по рис. 1, 3) и обычного короткозамкнутого двигателя того же габарита одинаковыми, не трудно показать¹, что БАЭ при рациональном выборе его параметров может развивать до 70—80% паспортной мощности обычного асинхронного двигателя того же габарита. С учетом размещения обмотки управления габариты БАЭ по рис. 1 будут в 1,3—1,4 раза больше габаритов стандартного асинхронного двигателя той же мощности с контактным управлением. Габариты БАЭ с ДН (рис. 3) при тех же условиях в среднем составят 1,6—1,7 габаритов стандартного асинхронного двигателя. Однако это обстоятельство с запасом будет скомпенсировано достаточно высокими энергетическими показателями БАЭ, сочетающимися с высокой надежностью бесконтактной системы управления. Расчеты показывают, что по сравнению с нерегулируемым бесконтактным дроссельным электроприводом применение БАЭ позволяет снизить габариты привода в среднем в 2—3 раза. При этом повышается $\cos\phi$ привода, снижаются потери энергии. По сравнению с регулируемым дроссельным реверсивным бесконтактным электроприводом БАЭ позволяет уменьшить вес и габариты привода примерно в 2,5—3 раза. При этом растет «косинус фи» и КПД привода и значительно снижаются потери энергии.

Результаты настоящей работы подтверждают возможность создания бесконтактного асинхронного электропривода, имеющего высокие технико-экономические показатели.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Г. Ивахненко. Автоматическое регулирование скорости вращения асинхронных электродвигателей небольшой мощности. Изд-во АН УССР, 1953.
2. О. И. Авен, С. М. Доманицкий. Бесконтактные исполнительные устройства промышленной автоматики. Госэнергоиздат, 1960.
3. В. М. Терехов. Определение мощности асинхронных двигателей, регулируемых изменением напряжения. Электричество, 1959.
4. В. С. Кулебакин. Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода. Сессия АН СССР по научным проблемам автоматизации производства. Изд-во АН СССР, 1956.
5. В. М. Терехов. Энергетические показатели при дроссельном способе регулирования скорости асинхронных двигателей. Сессия по научным проблемам автоматизации производства. Научно-технические проблемы автоматизированного электропривода. Изд-во АН СССР, 1956.
6. М. Н. Осокин. Энергетические показатели кранового асинхронного электропривода с дросселями насыщения. Электричество, 1959, № 12.
7. И. М. Постников, Г. М. Киричек. Схемы замещения многофазной симметричной машины с массивным ротором. Электричество, 1959, № 11.
8. В. Г. Волин. Экспериментальное исследование асинхронных двигателей с массивным ротором Шенфера. Сб. «Автоматическое управление», Изд-во АН СССР. Институт автоматики и телемеханики, 1962.
9. В. С. Лернер. Блок пропорциональной скорости для схем автоматического регулирования. Вестник электропромышленности, 1958, № 1.
10. В. С. Лернер. О схеме включения асинхронного электродвигателя и магнитного усилителя с внутренней обратной связью. Вестник электропромышленности, 1960, № 8.

¹ Вопрос о рациональном выборе параметров, мощности и габаритов БАЭ требует специального рассмотрения. В данной работе, учитывая ограниченный объем статьи, эта задача не ставится.

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
<i>Г. В. Чалый, В. В. Ермуратский.</i> К вопросу о преобразовании частоты переменного тока на пунктах отбора мощности	3
<i>О. А. Маевский, Г. В. Чалый.</i> Вентильные умножители частоты с огибающей кривой	17
<i>В. В. Ермуратский.</i> К вопросу о коэффициенте гармоник выходного напряжения автономных инверторов тока с параллельными конденсаторами	30
<i>И. М. Эришон.</i> О применении электропривода повышенной частоты на некоторых мобильных сельскохозяйственных машинах	34
<i>М. А. Непомнящий.</i> О применении повышенной частоты для погружных электродвигателей	38
<i>В. Г. Журавлев.</i> Планирование развития энергетики на основании наиболее вероятной величины относительного прироста общего электропотребления	43
<i>Д. И. Гороховир, В. Г. Журавлев.</i> Электрическая модель технико-экономических расчетов выбора оптимальной величины и размещения источников электрической энергии	54
<i>М. А. Грицай.</i> Преобразование матрицы проводимостей электрической цепи для нахождения определяющих узловых напряжений	61
<i>О. К. Базиленко.</i> О сдвиге последовательности кодовых слов в системах с информационной обратной связью	68
<i>О. К. Базиленко.</i> Обратная связь в рассредоточенных системах с временным разделением каналов	70
<i>В. С. Лернер, М. В. Паладий.</i> Об асинхронном электроприводе с бесконтактным управлением	78

ИЗВЕСТИЯ АН МССР № 5
СЕРИЯ ФИЗИКО-ТЕХНИЧЕСКИХ
И МАТЕМАТИЧЕСКИХ НАУК

Редактор *Т. Плинка.*
Художественный редактор *Л. Кирьяк.*
Технический редактор *Н. Жеманян.*
Корректоры *Л. Танасевская, И. Сашкина.*

Сдано в набор 5/IV 1966 г. Подписано к
печати 8/II 1967 г. Формат бумаги
70×108¹/₁₆. Типографская бумага № 2.
Печатных листов 7,70. Уч.-изд. листов 6,42.
Тираж 500. АБ04250. Цена 45 коп.
Зак. № 1091.

Издательство «Карта Молдовеняскэ»,
Кишинев, ул. Жуковского, 44.

Полиграфкомбинат,
Кишинев, ул. Т. Чорбы, 32.