

электротехника

7 1993

Энергоатомиздат

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор КОЧЕТКОВ В. Д.

**АЛЕКСАНДРОВ Г. Н., БУЛАТОВ О. Г., КОВАЛЕВ Ф. И., КОЗЛОВ В. Б., КОПЫЛОВ И. П.,
КОРТКОВ Г. С., КУБАРЕВ Л. П., ЛУРЬЕ А. И., МОСКАЛЕНКО В. В., ОБОЛЕНСКИЙ Н. А.,
ОРЛОВ Е. Г., ПЕШКОВ И. Б., ПОДАРУЕВ А. И., ПОЗДЕЕВ А. Д., ПОПОВ А. Н.,
ПОПОВ В. В., ПРЕСНОВ Ю. Л., РУСАКОВ В. Г. (зам. главного редактора), СУВОРОВ Н. И.,
ТРУБАЧЕВ С. Г., ЮНЬКОВ М. Г.**

Редактор отдела Кунавина О. В.

Адрес редакции: 123242, Москва, Зоологическая ул., 11, комн. 212

Телефон: 254-11-52



ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ
ИЗДАЕТСЯ ПРИ СОДЕЙСТВИИ АССОЦИАЦИИ
ИНЖЕНЕРОВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ
И АССОЦИАЦИИ "АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ
ЭЛЕКТРОПРИВОД"

ИЗДАЕТСЯ С ЯНВАРЯ 1930 ГОДА

№ 7 ИЮЛЬ 1993

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

Бабушкин Г. И., Ершов А. Г., Миттельман М. В. Электропривод и социальный прогресс в металлургии	2
Борцов Ю. А. Адаптивные электроприводы и следящие системы	4
Дралок Б. Н., Браун А. Е., Конторович Б. И., Тикоцкий А. Е. Микропроцессорное управление в автоматизированном электроприводе станов и агрегатов цехов холодной прокатки	8
Бабаев М. Б., Голубев А. Н. Микропроцессорная система управления асинхронным электроприводом с АД повышенной частоты	12
Парфенович О. Н., Коваль А. С., Скарыню Б. Б. Асинхронный электропривод с тиристорным преобразователем напряжения и специальным режимом квазичастотного управления	14
Бондаренко В. И., Писанко В. В., Кацалап С. М. Дискретный электропривод с микропроцессорным управлением	15
Астахов Д. С., Микеров А. Г., Яковлев А. В. Бесконтактный моментный привод для аппаратуры социального и медико-биологического назначения	17
Осипов Ю. М. Силомоментное управление безредукторным электроприводом	20
Нуждин В. Н., Колганов А. Р., Дурдин М. Ю. Компьютерная технология функционального проектирования электропривода	22
Осипов О. И., Суворов Г. В., Бугаков С. М., Гербер С. В. Диагностирование тиристорного электропривода внешними микропроцессорными средствами	23
Горнов А. О., Киселев А. В. Расширение разрешающей способности устройств защиты и диагностики асинхронных двигателей	25
Бару А. Ю., Гинзбург М. А., Калашников Б. Е. Новая серия тиристорных преобразователей частоты ПЧТ-1М универсального назначения	28
Брагилевский Е. Л., Иванов А. В., Орлов В. Б. Комплектные электроприводы для роботов термической резки	29

Игуменов В. Т., Константинов В. М. Преобразователи Холла для бесконтактных двигателей постоянного тока 32

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

Смирнов А. Ю. Расчет электромагнитного момента экранированной индукторной машины	34
Новожилов А. Н., Полищук В. И. Выбор метода расчета магнитного поля для определения параметров КИП	37
Волохов С. А. Косвенное определение качества шихтовки роторов электрических машин	39

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

Громовенко В. М., Опре В. М. Электромагнитные процессы в высоковольтном генераторе импульсов регулируемой длительности с рекуперацией энергии	41
Зиганшина Е. Х., Кизеветтер В. Е., Рыбаков В. Ф., Фирсов А. В. Исследование параметров кольцевых подсущенных зон на поверхности загрязненной и увлажненной покрышки ОПН	46

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Месенник Я. З., Ушаков В. В. Исследования характеристик гибких комбинированных экранов герметизированных кабелей	52
--	----

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

Здрок А. Г., Шамарин А. В., Здрок С. А. Оценка некоторых энергетических показателей выпрямительных преобразователей для зарядки аккумуляторных батарей	61
--	----

НАШИ ЮБИЛЯРЫ

А. И. Лурье	65
-----------------------	----

ХРОНИКА	69
-------------------	----

Андроник Гевондович Иосифьян	70
--	----

В этом разделе помещена часть докладов XI Всесоюзной конференции по автоматизированному электроприводу (Сузdalь, 1991 г.), которые были рекомендованы секциями для опубликования в периодических изданиях.

УДК [62-83:669].001.2

ЭЛЕКТРОПРИВОД И СОЦИАЛЬНЫЙ ПРОГРЕСС В МЕТАЛЛУРГИИ

Г. И. БАБУШКИН, А. Г. ЕРШОВ, М. В. МИТЕЛЬМАН

Центрэнергочермет

Черная металлургия в СНГ — одна из базовых отраслей народного хозяйства. Эта же отрасль является наибольшим (по суммарной мощности) потребителем электротехнической продукции. Поэтому надежность и технический уровень этой продукции существенно влияют на всю социальную обстановку в стране.

Суть проблемы заключается в том, что оборудование предприятий отрасли загружено при нормальном обеспечении топливом и электроэнергией более, чем на 95–98 %. Предприятия отрасли — это длинные цепочки последовательно связанных между собой мощных агрегатов. Поэтому отказ основного электрооборудования, в первую очередь электродвигателей, приводит в лучшем случае к остановке всей технологической цепи производительностью сотни тысяч или миллионы тонн стали в год. Возможны и более тяжелые последствия, в том числе экологические. Это является одной из причин высоких требований отрасли к надежности поставляемого оборудования.

Вторая причина высоких требований отрасли к надежности поставляемого электрооборудования — это огромные затраты на ремонт. В отрасли вследствие незаинтересованности производителя в выпуске надежного, отвечающего по исполнению условиям эксплуатации электрооборудования, ремонтом и обслуживанием его занято более 7600 человек; кроме того, ежегодно на предприятиях черной металлургии расходуется на ремонтные цели тысячи тонн обмоточных проводов, изоляционных материалов, лаков и т. д.

В то же время значительная часть электротехнической продукции, выпускаемой в стране, отличается низкой надежностью, что подтверждается таким фактом, что при сравнительно низкой стоимости эта продукция совершенно неконкурентоспособна на мировом рынке.

Но даже такая продукция поставляется некомплектно, в ряде случаев практически россыпью. Неизвестно по какой причине основной элемент электропривода — приводной электродвигатель не включается в состав комплекта электропривода.

Другая обстановка сложилась на мировом рынке. В передовых в техническом отношении странах давно пришли к выводу о нецелесообразности выпуска дешевого электрооборудования. Там основное направление технического прогресса — создание высоконадежного электрооборудования, не требующего капитального ремонта за расчетный срок эксплуатации и имеющего большое число исполнений для разных условий эксплуатации (по степени защиты от воздействия окружающей среды, по устойчивости к динамическим воздействиям и т. д.). Подобные решения позволяют почти не иметь ремонтного персонала не только на мелких и средних, но и на крупных предприятиях и свести к минимуму обслуживающий персонал.

В наших условиях, когда, например, электродвигатели приходится за расчетный срок эксплуатации несколько раз подвергать капитальному ремонту, затраты на ремонт значительно превышают затраты на покупку нового электродвигателя повышенной надежности, а потери от простоеов превышают экономический эффект от выпуска дешевого, но недостаточно надежного электродвигателя в десятки раз. Затраты труда и материалов на капитальный ремонт, например, за время эксплуатации электродвигателя, в несколько раз выше затрат на производство нового электродвигателя повышенной надежности. Как следствие — острый недостаток электродвигателей для ремонтного фонда, для замены электродвигателей, не подлежащих ремонту.

Большие простои, потери продукции при частых отказах электрооборудования, нарушение, как следствие, сроков поставки металла снижают конкурентоспособность металлургической продукции на мировом рынке и может привести вместе с другими факторами к тяжелым социальным последствиям для отрасли.

Аналогичное положение с мелкими вспомогательными электродвигателями переменного тока и в основном металлургическом производстве. В общем наибольшие потери металлургия несет от отказов основного элемента электропривода — электродвигателя.

Поясним сказанное рядом примеров, касающихся конкретных серий электрических машин, полупроводников.

В стране есть только одна серия электродвигателей переменного тока широкого применения —

4А и ее последующие модификации (АИР и т. д.). Эта серия имеет крайне низкую надежность, может работать только при практическом отсутствии вибраций и ударов (допустима группа условий эксплуатации только М1 по ГОСТ 17516-72). Эта серия фактически не может работать при предусмотренных ГОСТ 13109-87 колебаниях напряжения. Модификации этой серии, способные работать в реальных условиях предприятий (вибрации с частотой до 100 Гц и ускорением 1 g, т. е. в соответствии с действующими в нашей стране стандартами на комплектные электроприводы), не разработаны. В результате те почти два миллиона электродвигателей, которые эксплуатируются в металлургии, ремонтируются в среднем более одного раза в год. Следует также отметить, что предыдущие серии, например, 2А, имели большую надежность и большее число модификаций.

Та же тенденция ухудшения качества электродвигателей от серии к серии наблюдается и в отношении краново-металлургических электродвигателей переменного тока. Как показал проведенный анализ, в среднем для последовательно освоенных выпуском трех серий краново-металлургических двигателей переменного тока наблюдалось снижение средней наработка на отказ на 30–50 % по сравнению с предыдущей серией. Несколько медленнее, но также снижалась надежность от серии к серии у электрических машин постоянного тока, что и обусловило преимущественное применение постоянного тока в металлургии, а это приводит к дополнительным затратам все дорожающей электроэнергии. Тут следует отметить, что только серия электродвигателей Д800, в особенности ее экскаваторная ветвь, оказалась значительно менее надежной по сравнению с предыдущей серией краново-металлургических электродвигателей ДП.

Примечательно, что в тех случаях, когда отдельные серии электродвигателей постоянного тока производились на нескольких предприятиях, т. е. существовала даже минимальная конкуренция, снижения надежности практически не происходило.

Низкую фактическую надежность, не соответствующую мировому уровню, имеет преобразовательная техника. Даже замена тиристоров у многоамперных преобразователей при помощи поставляемого запасного комплекта затруднена вследствие большого разброса параметров. Недостаточен уровень жесткости испытаний на заводах выпускавшей преобразовательной техники, что приводит к длительному приработочному процессу на металлургических заводах и большим материальным и психологическим потерям. Продукция наших электротехнических предприятий обладает к тому же фактической недостаточной технической надежностью, требует длительной наладки. Тут следует также сказать: такая политика наших производителей электротехнической продукции

вызывает еще гипертрофированную и далее растущую потребность в ремонтниках и приводит к значительным социальным перекосам, к снижению конкурентоспособности металлургической промышленности.

Это положение можно преодолеть только созданием высоконадежных комплектных электроприводов, собранных из элементов, обеспечивающих физический ресурс электрооборудования до первого капитального ремонта, больший ресурса морального старения и ресурса технологического оборудования до замены. В этом случае резко снизилась бы потребность в ремонтниках, сократились простои и потери продукции, а качество обслуживания выросло бы весьма значительно. При этом замена электроприводов на современные с отвечающими требованиям времени системами управления позволит обеспечить конкурентоспособность продукции металлургической промышленности в рыночных отношениях.

Рассмотрим ряд причин создавшегося положения, которое необходимо исправить, в особенности в связи с интенсивным переходом к рыночным отношениям.

1. Серьезная ошибка Госстандарта России, определившего наиболее важным показателем качества электрических машин и даже тиристорных преобразователей массогабаритные показатели, а не основные потребительские качества, в том числе надежности.

2. Техническая и организационная политика бывшего Минэлектроприборпрома, направленная на узкую специализацию каждого предприятия на определенных видах и типоразмерах продукции, делала практически все предприятия монопольным производителем своих видов продукции. Монополисты не заинтересованы в совершенствовании видов продукции, в особенности в повышении надежности, так как низкая надежность при отсутствии конкуренции приводит к дефициту продукции и, следовательно, снижению потребительности потребителей.

3. Монополизм производителей привел к замедлению из-за отсутствия побудительных стимулов внедрения научных достижений.

4. Существовавшая система головных институтов по видам продукции приводила их, с одной стороны, к перегрузке далекими от науки заданиями министерств и ведомств, а с другой стороны, превращала их в монополистов, что не способствовало научному творчеству и также снижало их усилия по внедрению передовых достижений в производство.

5. Монопольное положение производителей и дефицитность их продукции привели еще к некоторым тяжелым последствиям для эксплуатации – к отсутствию необходимого набора исполнений по устойчивости к механическим воздействиям, защите от воздействий внешней среды и т. д.

6. Система головных институтов по видам про-

дукции привела к устраниению конкуренции между разработчиками и, наряду со сказанным, вызвала существенное отставание или просто провал в технической политике.

В результате электротехническая промышленность и опирающиеся на ее продукцию отрасли оказались в тяжелом положении, продукция ненадежна и неконкурентоспособна на мировом рынке и социальные последствия для трудящихся и рабочих, ИТР и научных работников будут весьма тяжелы. Как пример создавшегося положения следует указать, что в ряде случаев наши заводы, выпускающие конкурентоспособную продукцию, охотнее покупают зарубежное комплектное оборудование через сложные бартерные сделки, а не советское оборудование, поставляемое практически россыпью, обладающее недостаточной технической готовностью и надежностью.

Что делать в создавшейся обстановке? Нужно

исходить из того, что существующая система научно-технического и организационного управления отраслью и организации ее маркетинга рухнула. Требуются особые меры по организации технической политики. По нашему мнению, в эти меры следует включить:

1. Анализ рынка электрооборудования в стране и в мире и разработку рекомендаций по показателям надежности, типоисполнениям и т. д.

2. Разработку на основании действующих в стране стандартов и требований эксплуатации пакета исходных технических требований на продукцию, конкурентоспособную на мировом рынке.

3. Организовать совместную (потребители и производители) маркетинговую комиссию по комплектным электроприводам и комплектным поставкам.

Нужно объединить наши усилия для выхода из создавшегося положения.

УДК 62-83-523.8

АДАПТИВНЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ И СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ

Ю. А. БОРЦОВ

ЛЭТИ

Актуальность и особенности адаптивного подхода. От показателей качества динамики электроприводов во многом зависят производительность машин и качество выпускаемой ими продукции. Существенными факторами, определяющими динамические свойства электропривода, являются нестандартность (нестабильность) их параметров и внешних воздействий, наличие нелинейностей и упругих звеньев. К этим факторам нужно отнести и трудности получения начальной информации о значениях параметров, а также возможные их изменения в процессе модернизации и ремонта.

Адаптивный подход к совершенствованию автоматизированных электроприводов и его реализация, рассмотренные в статье, обеспечивают:

сохранение требуемых показателей оптимизации на весь период эксплуатации машин и механизмов;

сокращение сроков наладки и переналадки электроприводов;

" заводскую готовность" после ремонта и модернизации машин;

облегчение комплектации электромеханотронных узлов;

сокращение затрат на дефицитные электромеханические материалы и черные металлы;

снижение трудоемкости изготовления машин и стоимости механизмов.

Решение задачи кибернетического управления (оптимизации, идентификации и адаптации) на исполнительном уровне стало возможным лишь на основе сочетания лучших мировых и отечественных научных результатов в области теории автоматического управления (методы А. М. Ляпунова и теория гиперустойчивости В. М. Попова, управляемость и наблюдаемость полного или редуцированного вектора состояний, теория самонастраивающихся систем с использованием разрывных функций) с современными достижениями микроэлектроники и микропроцессорной техники [1–4].

Наиболее быстрые адаптивные процессы достигаются в беспоисковых самонастраивающихся системах (СНС). Наличие в электромеханических системах быстроменяющихся параметров сделало необходимым введение, кроме параметрической самонастройки, отрабатывающей медленные, но существенные изменения (в 5–10 раз) параметров объектов, еще и сигнальной самонастройки, которая не содержит элементов с памятью, блоков умножения и действует непосредственно на вход адаптируемой системы (рис. 1, а). В 1977 г. авторами [1] впервые с позиций современной теории управления теоретически и экспериментально были обоснованы возможность и эффективность применения стационарных динамических наблюдателей в адаптивных электромеханических системах. При решении задачи о рациональных прин-

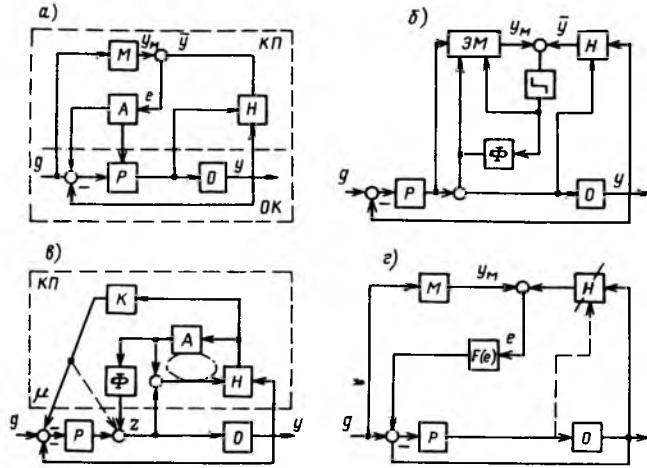


Рис. 1. Рациональные структуры автоматических систем с адаптивным управлением

циках построения адаптивных регуляторов были рассмотрены беспоисковые адаптивные системы с эталонной моделью (АСЭМ) или с настраиваемой моделью (АЧНМ), обеспечивающие наибольшую простоту и высокую надежность адаптивной структуры электропривода. Выбранная адаптивная структура представляет собой автоматическую систему с отрицательной обратной связью, дополненную кибернетической приставкой (КП), осуществляющей функции оптимизации (с помощью модели), идентификации (с помощью наблюдателя) и сигнально-параметрической адаптации. При этом для обеспечения адаптации какого-либо контура необходимо подавать на входы регулятора-приставки только два сигнала: управляющий сигнал g и сигнал обратной связи y [2].

На рис. 1 приведены основные, апробированные на практике и реализованные в промышленности структуры АСЭМ, с комбинированной (параметрической и сигнальной) самонастройкой и стационарным наблюдателем Луенбергера, подробно рассмотренной в [1]. Простейшие структуры АСЭМ, содержащие только сигнальную самонастройку, были первыми с помощью НИИэлектропривода внедрены в промышленные электроприводы широкого применения, главным образом, для станков с программным управлением, роботов-манипуляторов и гибких производственных модулей [2]. Основной трудностью на пути реализации такого рода структур являлась необходимость организации скользящего режима в основном контуре управления.

В структуре адаптивных систем с настраиваемой моделью, сигнальной настройкой и модальным законом управления (рис. 1, б) путем использования настраиваемой модели с сигнальной адаптацией скользящий режим из основного контура переносится в подсистему адаптации наблюдателя. Модальное управление по полному или редуцированному вектору состояния с передаточной матрицей k подается на вход объекта и (или) на вход

типового регулятора системы сигнал μ . Сигнал приведенных возмущений, выделенных на релейном элементе, осуществляет подстройку модели в соответствии с движением переменных объекта. Одновременно этот же сигнал, осредненный фильтром Φ , поступает на вход объекта. Таким образом, осуществляется и его адаптация. Устойчивость адаптивной системы с настраиваемой моделью определяется реализуемостью процессов самонастройки модели на скользящих режимах. Качество работы системы определяется глубиной введения адаптивного сигнала. Это реализуется выбором оптимального фильтра Φ . При малых значениях его постоянной времени улучшается точность компенсации нестабильности параметров объекта, но ухудшаются процессы адаптивной идентификации.

Одной из перспективных структур адаптивного управления в электромеханических системах является АСЭМ с исключением скользящего режима из основного контура регулирования (рис. 1, в). Эталонная модель (ЭМ) и наблюдатель здесь снова разделены. ЭМ имеет две подстройки: под идентификатор нестандартного объекта и под заданный (стационарный) объект управления. Указанная структура настолько эффективно осуществляет самонастройку электропривода, что позволяет рассмотреть возможность выпуска с установкой расчетных параметров типовых регуляторов на заводе-изготовителе без дальнейшей регулировки их коэффициентов передачи в процессе наладки и эксплуатации.

В электроприводах высокопроизводительных непрерывных линий с малыми отклонениями скорости и слабой нестабильностью параметров электромеханической системы [3] высокое качество регулирования достигается при использовании структуры с дуальной моделью или адаптивной структуры с селективной нелинейной коррекцией в контуре ошибки $\bar{e} = \bar{y}_m - \bar{y}$ (рис. 1, г).

Применение в промышленности. В настоящее время электротехническая промышленность выпускает адаптивный тиристорный преобразователь серии ТПЕ (мощностью до 10 кВт, на токи до 25 А), обеспечивающий постоянство заданных динамических характеристик электроприводов при пятикратном изменении любых его параметров и случайном характере внешних возмущений. Применение адаптивного регулятора в составе широко-регулируемых реверсивных электроприводов обеспечивает выполнение следующих технических показателей:

постоянство динамических характеристик электропривода при изменении параметров объекта в 5–7 раз (изменение момента инерции, приведенного к валу двигателя, ослабление поля, замена двигателя и т. п.);

при регулировании частоты вращения в диапазоне 10 000–20 000 (разгон, торможение и реверс);

переходный процесс не более чем с одним колебанием;

перерегулирование не более 5 %;

в линейной области работы электропривода, где не проявляется ограничение по току, время переходного процесса не более 30–40 мс;

в режимах с токоограничением формирование токовой диаграммы, близкой к прямоугольной;

полоса пропускания при включении адаптивного регулятора 35–40 Гц;

уменьшение влияния изменения нагрузки на изменение (выброс, провал) скорости не менее чем в три раза с одновременным уменьшением времени переходного процесса не менее чем в три раза.

С 1981 г. ПО "Электроавтоматика" (г. Ставрополь) освоен серийный выпуск адаптивных регуляторов в комплекте с тиристорным электроприводом ТПЕ/ТПП (старое название УПЛ-1). Тиристорными электроприводами ТПЕ мощностью до 10 кВт комплектуются гибкие производственные модули на базе станков с ЧПУ моделей ТПК-125 ВН2, 6М13ГН, АТ220РТК, выпускаемые СПО "Прогресс" (г. Кимры).

Кооперативное предприятие – завод низковольтной аппаратуры (НВА, г. Москва) освоил и начал в 1991 г. выпуск адаптивных тиристорных электроприводов ЭПУ-2-1-Е мощностью (0,05–2,5) кВт с диапазоном регулирования (50–100):1. При этом обратная связь может осуществляться по ЭДС без применения тахогенератора. И в этом случае допускается подключение двигателей к преобразователю без дополнительной настройки регуляторов. Тип адаптивного регулятора – сигнальный, с настраиваемой моделью. С 1992 г. в НВА планируется расширение выпуска адаптивных электроприводов до 30 000 штук/год.

Обе модификации адаптивных регуляторов защищены авторскими свидетельствами [2, 5].

Адаптивный регулятор упругого нелинейного нестационарного объекта (АРУО) также построен по структуре АСЭМ со стационарным наблюдателем упругого двухмассового объекта, вырабатывающим недостающую информацию о движении объекта, конкретно-упругий момент и скорость вращения второй массы. Минимально необходимой информацией для восстановления вектора состояний упругого механического объекта является наличие датчика скорости вращения двигателя. Допускается применение регулятора в системах с изменением частот механического резонанса и инерционных масс объекта – до 3–5-кратного значения.

Адаптивный регулятор в системах с упругим динамическим объектом используется, в первую очередь, в электроприводах и электромеханических следящих системах, в том числе с подчиненным регулированием двух (положения и скорости) и трех (положения, скорости и тока) переменных. Однако он может быть применен и в механизмах с другими видами привода, например, электрогид-

равлическими, имеющими датчики электрически измеряемых переменных. В зависимости от наличия датчиков тех или иных переменных привода и (или) механизма схемные реализации адаптивного регулятора предусматривают несколько модификаций.

Первая модификация регулятора применяется в условиях, когда измерению доступна только частота вращения привода, что характерно для следящих систем копировально-фрезерных станков, газорезательных машин и приводов роботов-манипуляторов.

Вторая модификация регулятора применяется в условиях, когда измерению доступно положение (угол) упругого механизма, а тахогенератор на валу привода отсутствует, например, в системах ориентации, автопилотах и т. п.

В третьей модификации регулятора используется только измеряемое угловое положение привода (роботы, антенны и т. п.).

Во всех модификациях адаптивный регулятор выполняет задачу подавления упругих колебаний и нормально функционирует в условиях:

изменения частоты резонанса в 5–10 раз и любом коэффициенте демпфирования;

изменения инерционных масс упругого объекта в 3–5 раз;

изменения параметров привода и коэффициентов настроек контуров подчиненного регулирования в 3–5 раз.

Для двухмассовой упругой следящей системы с бесконтактным вентильным двигателем разработан адаптивный модальный регулятор, структурная схема и схема включения которого показаны на рис. 2. Входными величинами регулятора являются управляющее напряжение двигателя и угловое положение механизма, а выходными – оценки скоростей двигателя $\dot{\omega}_1$ и механизма $\dot{\omega}_2$ и упругого момента M_y , а также сигнал адаптации объекта μ .

На схеме обозначены: Φ – фильтр; k_i – коэффициенты обратных связей (параметры модального регулятора); h_i – настраиваемые коэффициенты в цепях адаптации наблюдателя; T_i – коэффициенты, зависящие от параметров объекта; l_i – коэффициенты, обеспечивающие заданную динамику наблюдателя.

Как показали экспериментальные исследования на стенде следящей системы с бесконтактным моментным двигателем постоянного тока, разработанный адаптивно-модальный регулятор благодаря введению обратных связей по восстановленным значениям переменных объекта и воздействию сигнала адаптации, использование которого в случае существенной нестабильности параметров объекта обязательно, обеспечивает демпфирование упругих колебаний в системе и увеличивает полосу пропускания и быстродействие следящей системы

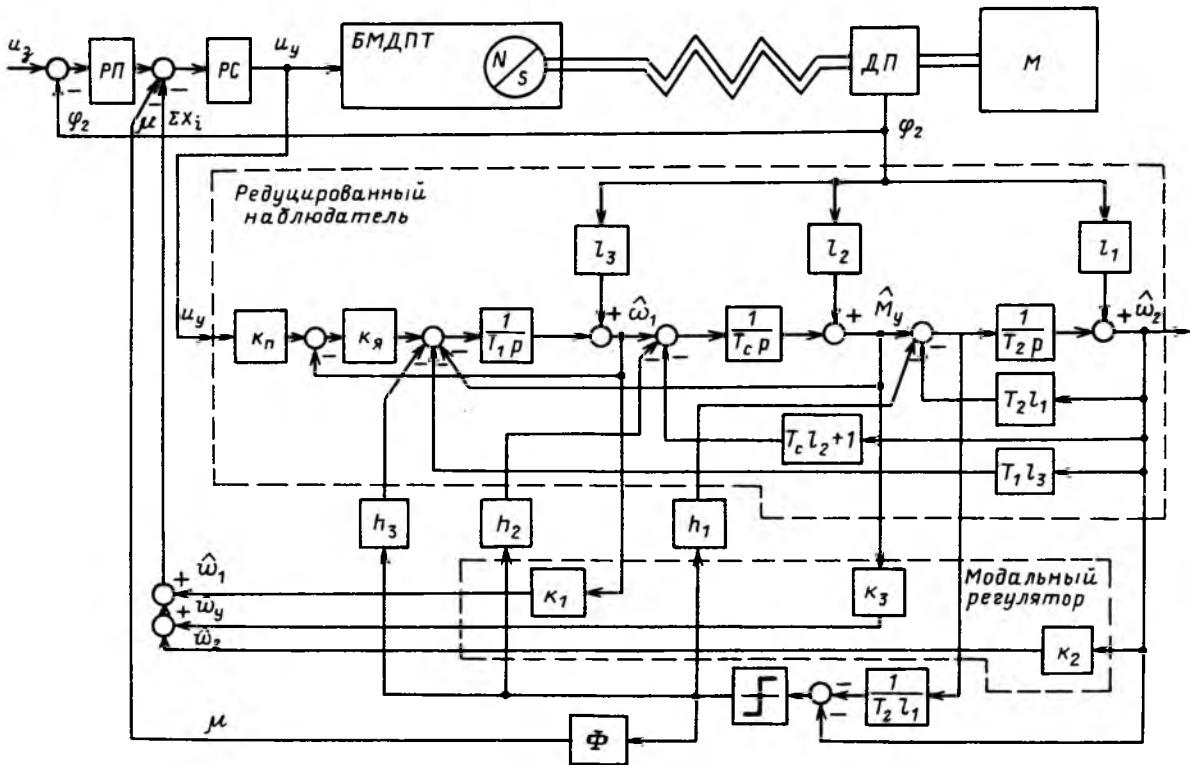


Рис. 2. Структурная схема адаптивно-модального регулятора следящей системы с бесконтактными вентильными двигателями

примерно в три раза по сравнению с традиционно построенной следящей системой, замкнутой обратными связями по положению механизма и скорости двигателя (с помощью тахогенератора). Было установлено, что данная структура оказывается эффективной и при наличии зазора Δ в кинематической связи двигателя с механизмом, поскольку она устраниет возникающие в системе автоколебания, обеспечивая ошибку $\delta = \Delta/2$.

Различные модификации регулятора внедрены на предприятиях станкостроительной, радиотехнической и других отраслях промышленности с общим экономическим эффектом, достигающим 1 млн. руб., защищены авторскими свидетельствами [6–7].

3. В настоящее время кафедрой САУ ЛЭТИ разработана гамма адаптивных регуляторов электроприводов постоянного тока для четырех классов промышленных объектов:

адаптивный регулятор для электроприводов широкого назначения (станки, гибкие производственные модули, термическое оборудование) [1–5];

адаптивный регулятор для электроприводов упругих электромеханических объектов с изменяющимися параметрами и выраженным резонансом (радиотелескопы, бумагоделательные машины, роботы) [6–7];

адаптивный регулятор для упругих многостепенных взаимосвязанных механических объектов (манипуляционные роботы, бортовые антенны, испытательные комплексы механических трансмиссий и других изделий) [8];

адаптивный регулятор для электроприводов непрерывных линий (непрерывные прокатные станы, другие высокопроизводительные технологические линии) [9].

Эти адаптивные регуляторы выполнены по современной технологии печатного монтажа и во всех модификациях схемно реализуются не более чем на 10 операционных усилителях, имея одну-две регулировки при подключении к датчику, и одну регулировку глубины адаптации при введении регулятора в действие. Адаптивные регуляторы выполнены в виде встраиваемых блоков на печатных платах $100 \times 160 \text{ mm}^2$ (на европейском оборудовании 95×170).

Технические характеристики регуляторов

Температура окружающей среды, °С	-5 ÷ +60
Напряжение питания, В	15+15 %
Ток потребления, мА, не более	50
Входное сопротивление по входам, кОм, не менее	30
Сопротивление нагрузки на выход, кОм, не менее	2
Максимальный выходной сигнал, В, не менее ..	10

С 1986 г. по 1990 г. адаптивные электроприводы в виде действующих стендов успешно демонстрировались на ВДНХ СССР и на международных выставках в Пекине (КНР), Будапеште (Венгрия), Лейпциге (Германия), Дели (Индия) и Турку (Финляндия). Адаптивный регулятор для упругих электромеханических объектов был на-

гражден большой Золотой медалью Лейпцигской международной ярмарки (1988 г.).

Разработанные кафедрой САУ ЛЭТИ с участием НИИэлектропривода, ОКБС, УкрНИИСИП и концерна "Ленинец" самонастраивающиеся системы электропривода не только удовлетворяют требованиям международных стандартов, но и обеспечивают "строгое" выполнение исполнительным уровнем всех заданий системы высшего уровня в условиях существенной нестабильности параметров, наличия механических резонансов и случайных изменений нагрузки. Они не требуют трудоемкой наладки автоматических систем как на стадии ввода в строй производственных комплексов, так и в процессе их модернизации или ремонта, не загружают центральную ЭВМ информацией о своих "внутренних конфликтах и трудностях". Как показали результаты широкого внедрения в промышленности, электроприводы, включая следящие системы и системы позиционирования, после доукомплектации типовых регуляторов приставками, обладающими свойствами оптимизации, идентификации и адаптации САУ, обеспечивают заметное увеличение производительности установок и качества выпускаемой ими продукции, облегчают комплектацию электрооборудования, снижают аварийность и металлоемкость установок. Использование однокристальных ЭВМ (К1816, 18096), сигнальных процессоров (К1813 и др.) и трансьютеров (Т212, Т414, Т800) делает в ближайшие годы возможным применение еще более сложных и эффективных законов управления электроприводами.

Список литературы

1. Борцов Ю. А., Поляков Н. Д. Применение стационарных наблюдателей в адаптивных электромеханических системах с эталонной моделью. // Автоматизация производства. Л.: Изд-во ЛГУ. 1977. Вып. 3. С. 28–46.
2. Борцов Ю. А., Поляков Н. Д., Путов В. В. Электромеханические системы с модальным управлением. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд.-ние, 1984.
3. Борцов Ю. А., Юнгер И. Б. Автоматические системы с разрывным управлением. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд.-ние, 1986.
4. Борцов Ю. А. Совершенствование электромеханических систем с использованием средств микроэлектронной техники // Электротехника. 1984. № 7. С. 20–24.
5. А. с. 843140 СССР. Устройство для управления электроприводом. Ю. А. Борцов, В. В. Путов, Н. Д. Поляков и др. // Открытия. Изобретения. 1981. № 24.
6. А. с. 941923 СССР. Система управления объектом с упругими связями / Ю. А. Борцов, В. А. Васильев, В. Б. Второв и др. // Открытия. Изобретения. 1982. № 25.
7. А. с. 1580516 СССР. Вентильный электропривод / Ю. А. Борцов, Н. С. Благодарный, В. Б. Второв и др. // Открытия. Изобретения. 1990. № 27.
8. А. с. 1460640 СССР. Автоматический стенд для испытания трансмиссий / Ю. А. Борцов, В. Ф. Запорожченко, Н. Д. Поляков // Открытия. Изобретения. 1989. № 7.
9. А. с. 1196811 СССР. Устройство для управления электроприводом / Ю. А. Борцов, В. А. Булавин, И. Б. Юнгер и др. // Открытия. Изобретения. 1985. № 45.
10. Astrom K. J., Wittenmark B. Adaptive control (Lund Institute of Technology) // Addison-Wesley Publishing Company. 1989.
11. Unbehauen H. Entwurf und Realisierung neuer adaptiver Regler nach dem Modellvergleichsverfahren // Automatisierungs-technik, at 37. (1989)7. S. 249–255.

УДК 62-83-52:621.771.06

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ В АВТОМАТИЗИРОВАННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ СТАНОВ И АГРЕГАТОВ ЦЕХОВ ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ

Б. Н. ДРАЛЮК, А. Е. БРАУН, Б. И. КОНТОРОВИЧ,
А. Е. ТИКОЦКИЙ
НИИтяжмаш ПО "Уралмаш"

Повышающиеся требования к качеству управления агрегатами, появление необходимых программных и аппаратных средств, результаты теории и практики цифрового управления предопределяют развитие микропроцессорного управления в автоматизированном электроприводе.

В статье описан ряд систем микропроцессорного управления для станов и агрегатов цехов холодной прокатки полосы.

Микропроцессорная система управления электроприводом моталки стана холодной прокатки полосы выполнена на микропроцессорном устройстве Б02-86, разработанном НИИ ХЭМЗ для тиристорных электроприводов серии ЭКТ [1].

Для пятилетнего стана бесконечной прокатки системы управления главных приводов выполнены НИИ ХЭМЗ (г. Харьков) с аналоговыми регуляторами токов якоря и возбуждения, скорости вращения и ЭДС двигателя и микропроцессорным устройством для ввода задания скорости, цифрового корректора скорости, диагностики и релейного управления.

Аналогично этому выполнено управление электроприводом моталки, но функции микропроцессорного устройства (МПУ) здесь значительно шире, так как оно выполняет также все задачи собственно управления моталкой с выдачей задания регуляторам тока якоря, тока возбуждения, скорости вращения и индикацией натяжения полосы. МПУ принимает сигналы задания натяжения от АСУ стана и оператора и вычисляет зада-

ние тока якоря с учетом необходимого технологического изменения натяжения при намотке рулона, компенсации динамического момента и потерь в приводе, радиуса рулона и тока возбуждения. Управление возбуждением двигателя производится в функции заданного момента натяжения [2], что повышает точность регулирования натяжения при малом натяжении и обеспечивает такую же динамичность привода при больших натяжениях как и регулирование, зависимое от напряжения двигателя. Измерение радиуса рулона выполняется по сигналам датчика импульсов клети и моталки за каждый полный оборот моталки, при этом выделяются режимы намотки, заправки и обрыва полосы, учитывается диаметр рабочего вала. Вычисляется задание скорости вращения моталки по скорости прокатки и радиусу рулона, а также с учетом требуемого превышения скорости моталки над скоростью полосы в зависимости от натяжения и скорости. Вычисляется коэффициент коррекции (усиления) регулятора скорости, учитывающий поток возбуждения двигателя и момент инерции моталки с рулоном. Выполняется функция прямого регулятора натяжения полосы с реализацией псевдолинейного множительного фильтра и ПИ-регулятора с параметрической коррекцией в функции скорости прокатки, радиуса рулона, сечения полосы.

Микропроцессорная система управления электроприводом моталки введена в эксплуатацию на четырехклетевом стане холодной прокатки Верх-Исетского металлургического завода.

Системы управления и автоматизации, описанные ниже, построены на микропроцессорной базе разработанной и изготовленной ОПТП "Уралчерметавтоматика". Основой является микропроцессорный комплект К580. Кроме процессора и памяти (ОЗУ и ППЗУ), входящих в блок микроЭВМ, комплект имеет достаточный набор цифровых и аналоговых блоков ввода-вывода с гальваническим разделением. Многие из этих блоков выполняют предварительную обработку входных сигналов. Это позволяет создавать достаточно быстродействующие системы, хотя используется сравнительно медленный восьмиразрядный процессор. Связь с пультом управления и индикаторными табло выполнена по четырехпроводной линии последовательного обмена.

Разработанная система автоматического управления гидронажимным устройством (САУ ГНУ) в отличие от аналогичных систем фирм "Davy McKee", "Clesim", "Simens" построена на одном процессоре, причем в принятой элементной базе это сравнительно медленный процессор KP580ИК80А. При этом все требования, предъявляемые к таким системам по быстродействию, точности, выполняемым функциям обеспечиваются в полной мере. Квантование по времени выходного сигнала САУ ГНУ, управляющего электрогидрав-

лическим усилителем, не превышает 4,5 мс, цена младшего разряда в позиционировании гидронажимного устройства — 2 мкм, цена младшего разряда в регулировании усилия — 1 т.

Система автоматического управления ГНУ действует в комплекте с индуктосиними датчиками положения поршней гидроцилиндров, работающих в диапазоне 130 мм. Предварительная обработка выходных сигналов с индуктосиних датчиков и питание датчиков осуществляются субблоками, входящими в состав САУ ГНУ. Информация о положении поршней гидроцилиндров и усилий по сторонам прокатки передается от САУ ГНУ на цифровые табло индикации, расположенные на пультах управления.

Основными функциями, выполняемыми в САУ ГНУ, являются:

измерение положения поршней гидроцилиндров [3];

регулирование положения и перекоса поршней ГНУ [4] по ручному заданию от оператора, от систем регулирования толщины и натяжения, регулирования профиля полосы, от системы предварительной настройки стана;

регулирование суммарного усилия прокатки или давления в гидроцилиндрах ГНУ в режиме "абсолютно мягкая клеть";

автоматическая настройка одинаковых по левой и правой сторонам прокатки усилий;

автоматическое восстановление начального перекоса валков;

ограничение координат регулирования на допустимом режиме.

Разработанная САУ ГНУ находится в эксплуатации на стане "1400" Карагандинского металлургического комбината. Из приведенных испытаний следует, что время отработки "малого" скачка задания положения не превышает 25–30 мс при точности ± 5 мкм. Аналогичная система изготавливается для ГНУ дрессировочного стана "1700" Череповецкого металлургического комбината.

Разработана и сдана в промышленную эксплуатацию система автоматического управления электроприводом нажимных винтов (САУ НВ) четырехклетевого стана "1300" Верх-Исетского завода. Функции, выполняемые САУ НВ, аналогичны функциям САУ ГНУ при исключении режима "абсолютно мягкая клеть". Измерителями положения нажимных винтов являются датчики ВК-3 (разработки и изготовления ОПТП "Уралчерметавтоматика"), в одном корпусе такого датчика находятся врачающиеся трансформаторы точного и грубого отсчета. После предварительной обработки выходных сигналов врачающиеся трансформаторов задача формирования информации о положении винтов осуществляется программно вместе с задачами регулирования одним и тем же процессором как и в САУ ГНУ. Выходными сигналами микропроцессорной части САУ НВ являются

аналоговые сигналы задания скорости (ЭДС) электроприводов левого и правого нажимных винтов. Квантование по времени этих сигналов составляет 4 мс, точность позиционирования синхронизации $\pm 0,01$ мм. Объем памяти, занимаемой программой, не превышает 8 Кбайт.

Преимуществами разработанных САУ ГНУ и САУ НВ являются простота и малый объем аппаратной части, благодаря совмещению функций измерения и регулирования в составе одной программы.

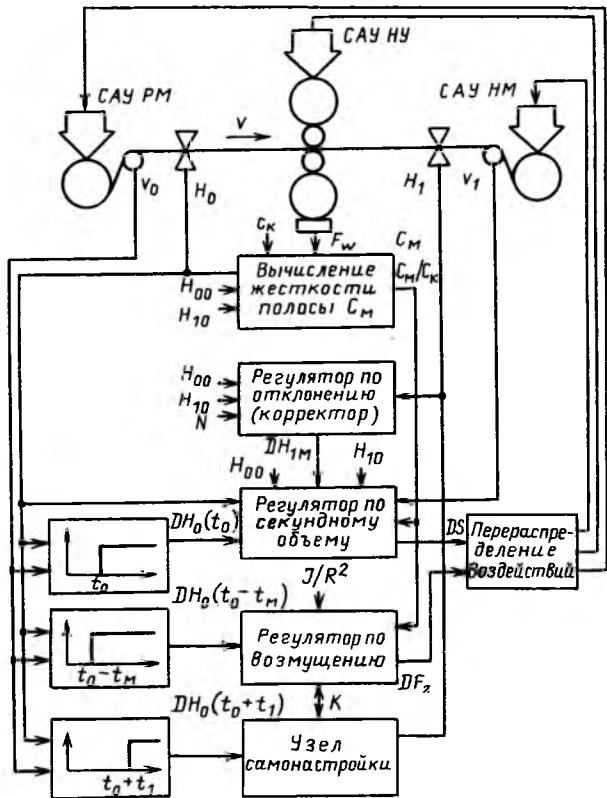
Разработана и изготовлена система автоматического регулирования толщины (САРТ) для реверсивного стана холодной прокатки. Структурная схема системы представлена на рисунке. САРТ включает в себя три канала регулирования: канал регулирования по возмущению, канал регулирования, реализующий закон постоянства секундного объема, и канал регулирования по отклонению.

Регулирование по возмущению ведется на основании отклонения входной толщины, сопровожденной до клети. Регулирующее воздействие выдается с учетом инерционности исполнительного механизма, причем время упреждения и коэффициент передачи канала оптимизируются по результатам прокатки. Это наиболее быстродействующий канал регулирования, устраняющий главным образом высокочастотные составляющие в отклонении выходной толщины.

В канале регулирования по секундному объему (РСО) рассчитывается отклонение выходной толщины, исходя из входной толщины, сопровожденной до клети, и измеренного обжатия полосы. Для коррекции возможных ошибок этого канала служит регулятор по отклонению, вычисляющий среднее значение отклонения выходной толщины и выдающий корректирующий сигнал на задание канала РСО.

Для возможности регулирования толщины полос металлов широкого диапазона физических свойств по всем каналам регулирования выполняется автоматическая подстройка коэффициентов передач по измеряемым параметрам полосы. С целью повышения быстродействия САРТ вычисляется динамическая коррекция управляющего воздействия на моталки, пропорциональная сигналу динамической коррекции.

Выполняется перераспределение воздействий между моталками и нажимным устройством в зависимости от частоты колебаний входной толщины. Низкая частота с большой амплитудой отрабатывается нажимным устройством, высокая частота с малой амплитудой — моталками. Регулирование ведется по длине полосы по прерываниям с датчика импульсов на входе, а также от внутреннего таймера системы. В дополнение к аппаратуре производства ОПТП "Уралчерметавтоматика" для повышения вычислительной мощности системы разработан и изготовлен арифметический расширитель на базе микросхемы K588BP2.



Функциональная схема САРТ:

САУ НУ, САУ РМ, САУ НМ — системы автоматического управления нажимным устройством, разматывающей моталкой, наматывающей моталкой; v — скорость прокатки; v_0 — скорость полосы на входе; v_1 — скорость полосы на выходе; H_0 — толщина полосы на входе; H_1 — толщина полосы на выходе; E — усилие прокатки; C_k — жесткость клети; C_m — жесткость полосы; H_{00} — уставка толщины полосы на входе; H_{10} — уставка толщины полосы на выходе; DH_{1M} — среднее отклонение толщины полосы на выходе за число тактов регулирования N ; $DH_0(t_0)$ — отклонение толщины полосы на входе, сопровожденное до клети; $DH_0(t_0 - t_M)$ — отклонение толщины полосы на входе, сопровожденное до клети с учетом инерции исполнительного механизма; $DH_0(t_0 + t_1)$ — отклонение толщины полосы на входе, сопровожденное до выходного толщиномера; DS — коррекция положения нажимного устройства; DF_z — коррекция натяжения; J/R^2 — сигнал динамической коррекции, где J — момент инерции моталки с рулоном; R — радиус рулона; K — коэффициент

Система вводится в работу на реверсивном одноклетьевом стане холодной прокатки "1700" Челябинского металлургического комбината.

Одной из наиболее ответственных систем автоматики на реверсивных станах холодной прокатки является система точного останова и сопровождения дефектов (ССД). Эта система предназначается для автоматического замедления и полной остановки стана в конце каждого пропуска, а также для снижения скорости прокатки до заданного значения при пропуске через клеть сварного шва либо дефектного участка полосы. Отметка задан

ного положения остановки барабана моталки выполняется оператором в первом и во втором пропусках. Далее система обеспечивает остановку с заданным недокатом, который определяется технологией. Оператором задаются места нахождения швов и дефектов на полосе.

К системе предъявляются определенные требования при круглосуточном режиме работы:

точность остановки в конце пропуска относительно заданного недоката + 50 мм;

точность сопровождения дефектных участков полосы + 500 мм;

количество швов и дефектов на одном рулоне – 8;

количество типов сопровождаемых дефектов – 3.

Система обеспечивает цифровую индикацию на пульте в удобном для оператора виде номера пропуска и следующих параметров каждой моталки: длины рулона в витках с необходимой точностью, положения ближайшего дефекта и его типа, текущего количества дефектов полосы на моталках, текущего состояния системы.

МикроЭВМ в ССД выполняет следующие функции:

измерение текущих значений угловых скоростей двигателей моталок и клети, а также запаса полосы на моталках путем обработки информации от соответствующих датчиков;

прием команд ручного управления станом и сигналов из системы управления электроприводами стана;

выдача сигналов управления скоростью прокатки на основе анализа торможения;

подготовка информации для выдачи на пульт оператора стана;

контроль значений технологических параметров с целью предотвращения аварийных ситуаций на стане.

Запас полосы на моталках стана определяется по сигналам импульсных фотодатчиков, связанных с двигателями моталок, а угловые скорости – по напряжениям соответствующих тахогенераторов и по сигналам тех же импульсных датчиков. Аппаратно реализована функция измерения периода следования импульсов, а расчет угловых скоростей выполняет микроЭВМ.

Для повышения надежности системы и упрощения алгоритмов измерения разработаны специальные блоки реверсивных счетчиков для приема и подсчета импульсов от датчиков с учетом направления вращения. МикроЭВМ в любой момент может обратиться к одному из счетчиков для чтения измеренного им запаса полосы на моталке. Предусмотрено дублирование канала измерения угловых скоростей (тахогенераторы и импульсные датчики) в целях взаимного контроля достоверности данных о скоростях и о запасе полосы.

Для модификации и отладки рабочих программ системы в реальном масштабе времени, наладки аппаратуры и имитации различных ситуаций на стане предусмотрено быстрое переключение внешних сигналов ССД со стана на его электронную модель, входящую в состав системы.

Автоматическое функционирование ССД сопровождается выдачей сигналов вальцовщикам о приближении дефекта или конца рулона (миганием соответствующей сигнальной лампы), о прохождении дефекта между моталками или об окончательном торможении (непрерывным свечением тех же индикаторов) и о сбое системы. Любой сбой в расчетах или в измерении приводит к немедленной выдаче команды форсированного останова стана.

Опытный образец системы успешно эксплуатируется на стане "2000" холодной прокатки с 1990 г. В настоящее время проводится комплексная наладка ССД на стане холодной прокатки "1700" Челябинского комбината.

Таким образом, необходимые показатели качества управления разработанных систем достигнуты на базе достаточно простых микропроцессорных средств. Алгоритмы разработанных систем прошли доводку в условиях непрерывной эксплуатации в прокатных цехах ряда металлургических предприятий. Эти алгоритмы легко могут быть реализованы на любом современном комплекте микропроцессорных средств, предназначенных для построения систем автоматического управления рассматриваемого класса. Более подробно программная и аппаратная реализация всех представленных в статье систем управления описана в очередном сборнике трудов НИИтяжмаша ПО "Уралмаш" [5].

Список литературы

1. Чесов И. К., Кондратюк В. Н., Перельмутер В. М. Комплектный тиристорный электропривод с микропроцессорным управлением // Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1990, с. 469–472.
2. Дралюк Б. Н., Тикоцкий А. Е. Новые системы автоматизированного электропривода смоточно-размоточных механизмов // Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1990, с. 259–264.
3. А. с. 1593763 СССР. Устройство измерения перемещения гидронажимного механизма прокатной клети / А. Е. Браун, Е. В. Савинкова, А. Е. Тикоцкий // Открытия. Изобретения. 1990. № 35.
4. Управление координатами гидронажимного устройства прокатной клети / А. Е. Браун, Б. Н. Дралюк, А. Е. Тикоцкий, Е. В. Савинкова // Электропривод и автоматизация мощных машин. Свердловск: НИИтяжмаш. 1988. С. 40–51.
5. Электропривод и автоматизация мощных машин / Под ред. Б. Н. Дралюка, Б. В. Ольховикова. Свердловск: НИИтяжмаш, 1991.

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С АД ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

М. Б. БАБАЕВ, А. Н. ГОЛУБЕВ

иэи

Перспективность систем электропривода (ЭП) с микропроцессорным управлением не вызывает сомнения. В то же время при реализации быстродействующих систем, особенно на базе асинхронных двигателей (АД), до сих пор существуют серьезные трудности, вызванные, с одной стороны, ограниченным быстродействием современных микроЭВМ, с другой стороны, – необходимостью построения сложных алгоритмов управления с большим объемом вычислительных операций при значительном числе операций умножения, что часто вынуждает разработчиков прибегать к многопроцессорным системам. С целью минимизации необходимого числа микропроцессоров при разработке асинхронного ЭП следует ориентироваться на системы, обеспечивающие требуемое качество при достаточной простоте и экономичности структурной реализации. При этом САУ рационально выполнить комбинированной – аналого-цифровой.

К наиболее оптимальным структурам данного типа относятся САУ с частотно-токовым управлением, осуществляющие управление АД с непосредственным регулированием модуля тока статора и абсолютного скольжения, при этом последнее при фиксированном токе статора определяет, в первом приближении, электромагнитный момент АД. Действительно, при ориентации системы координат, в которых описывается электромагнитное состояние АД, вектор потокосцепления ротора ψ_r , абсолютное скольжение β вектора ψ_r относительно ротора и электромагнитный момент M АД связаны соотношением

$$\beta = \frac{2R_r}{3z_p} \frac{1}{\psi_r^2} M, \quad (1)$$

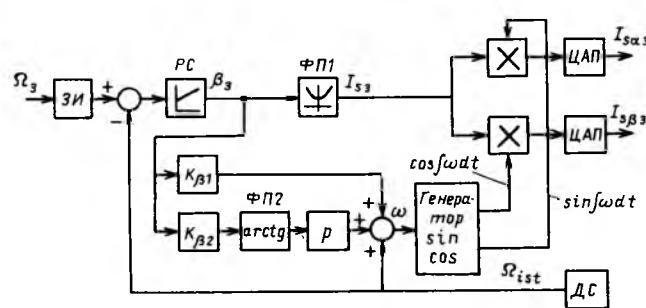


Рис. 1

где R_r и z_p – конструктивные параметры АД.

Из (1) вытекает, что при $|\psi_r| = \text{const}$ абсолютное скольжение β пропорционально электромагнитному моменту M АД. При том же условии угол φ между векторами тока статора и потокосцепления ротора

$$\varphi = \arctg T_r \beta, \quad (2)$$

где T_r – конструктивный параметр АД.

Уравнения (1) и (2) являются теоретическим обоснованием САУ асинхронным электроприводом. На рис. 1: ЗИ – задатчик интенсивности; РС – регулятор скорости; ФП1, ФП2 – функциональные преобразователи; ДС – датчик скорости; p – символ дифференцирования. Каналы регулирования скорости и частоты напряжения выполнены программно на базе микропроцессора. Ток статора из-за необходимости обеспечения высокого быстродействия токовых контуров (на рис. 1 они не показаны) регулируется аналогично релейным регуляторам. При этом аналоговые сигналы задания фазных токов получают с помощью двух цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), затем на аналоговых сумматорах получают трехфазный сигнал.

Наличие в структуре блока дифференцирования p на выходе функционального преобразователя ФП2 снижает помехозащищенность системы. Кроме того, при дифференцировании сигнала, в том числе и в цифровом варианте исполнения, всегда возникают погрешности. В этой связи, учитывая преимущества микропроцессорной реализации по сравнению с аналоговой САУ, канал задания частоты целесообразно трансформировать в структуру, представленную на рис. 2, что позволяет избежать операции дифференцирования и связанных с ней погрешностей. Периодическое сбрасывание значения фазы вектора тока $J \omega dt$ осуществляется автоматически при переполнении регистра микропроцессора в случае выбора соответствующего масштаба по углу.

Изложенный алгоритм был реализован в ЭП на базе АД марки ДМЧЦ-80-2-80М2 (3 кВт, 400 Гц, 6000 об/мин), питаемого от тиристорного ПЧ, 16-разрядного микропроцессора К1801ВМ2 и фотоимпульсного датчика скорости ВЕ-178 (2500 меток на один оборот) с устройством учетверения импульсов. При этом встретились следующие проблемы:

жесткие временные рамки для реализации алгоритма, что обусловило необходимость программирования на языке ассемблера;

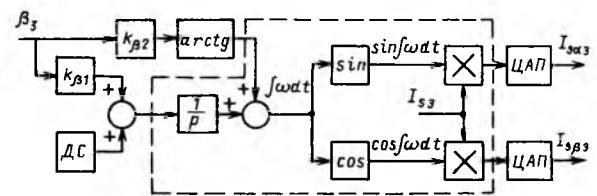


Рис. 2

в ЭП использован АД повышенной частоты (400 Гц, бортовая сеть на судах), что требует необходимости формирования на выходе контура скорости двух ортогональных синусоидальных сигналов задания тока частотой до 440 Гц;

в предложенном микропроцессоре отсутствует возможность изменения приоритета центрального процессора, что затрудняет реализацию нескольких уровней прерывания.

В соответствии с теорией дискретных систем максимальный период квантования в контуре скорости применяющихся АД и ПЧ должен быть не более 2,5 мс. С другой стороны, период в 2,5 мс соответствует частоте 400 Гц. Таким образом, для формирования на выходе контура скорости двух ортогональных синусоид с частотой 440 Гц период квантования должен быть уменьшен еще примерно на порядок. Однако при этом процессор просто не успеет справиться с расчетом алгоритма контура скорости.

Выход был найден в организации внутри алгоритма контура скорости двух уровней прерывания, каждое из которых обслуживается своей программой. При этом период обращения к программе расчета ортогональных синусоидальных сигналов задания тока составляет 0,417 мс (алгоритм, реализуемый этой программой, выделен на рис. 2 пунктиром), а период обращения к программе расчета контура скорости составляет 2,5 мс. Два уровня векторных прерываний от таймера были реализованы без применения специального контроллера прерываний путем использования одного и того же вектора с периодической его перезагрузкой, что позволяет в нужные моменты времени вызывать требуемую программу. Вектор прерываний по необходимости перезагружают сами программы обработки прерываний. Нелинейные элементы, имеющиеся в программах (синус, косинус, два функциональных преобразователя), реализованы в виде таблиц.

Отладочный комплекс САУ был изготовлен на базе микроЭВМ ДВК-3. Фоновая программа отладочного комплекса позволяет реализовать следующие функции: начальное тестирование и инициализацию системы, ввод с клавиатуры задания на скорость, динамический просмотр важнейших переменных системы, просмотр и изменение коэффициентов системы с их последующим сохранением на диске.

На рис. 3 и 4 даны кривые изменения скорости Ω и момента M во времени при пуске АД на номинальную скорость при номинальном моменте с последующим сбросом (при $t = 0,3$ с) и набросом (при $t = 0,5$ с) момента на валу, равного $0,9 M_{\text{ном}}$. Анализ полученных результатов показывает, что

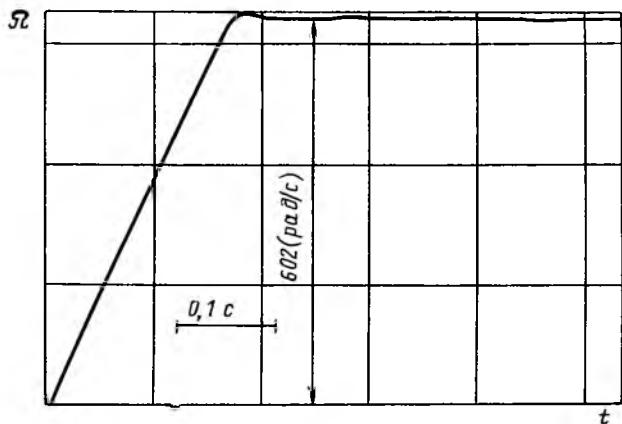


Рис. 3

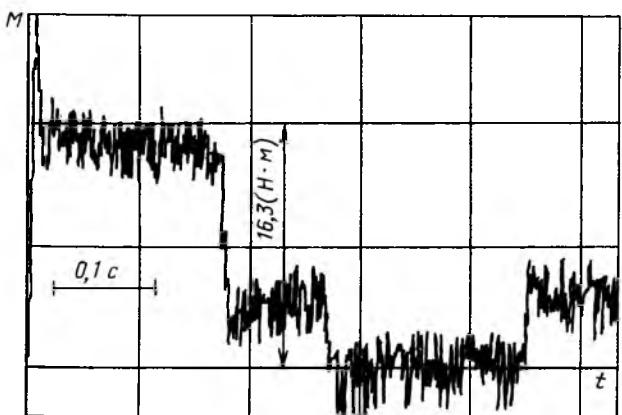


Рис. 4

перерегулирование по скорости при пуске на номинальной скорости $\Omega_{\text{ном}}$ не превышает 3 %; при этом динамическое отклонение скорости при сбросе — набросе момента нагрузки на валу лежит в пределах 1,5 %. При работе на скорости 0,01 $\Omega_{\text{ном}}$ динамическое отклонение скорости при сбросе — набросе нагрузки возрастает до 75 % при времени восстановления 45 мс. При работе на нижней скорости диапазона 100:1 относительные пульсации скорости при $M_c = M_{\text{ном}}$ лежат в пределах 10 %, при снижении нагрузки на валу до $M_c = 0,1 M_{\text{ном}}$ относительные пульсации скорости достигают 70 %.

Электропривод отрабатывает синусоидальный сигнал, имеющий амплитуду $0,01 \Omega_{\text{ном}}$ и частоту 50 Гц с ошибкой по фазе 45° и затуханием 2,7 дБ. Указанные динамические характеристики хуже показателей аналогичного электропривода с аналоговой САУ на 7 % при лучших статических параметрах.

В целом результаты проведенного исследования показывают, что несмотря на относительную структурную простоту синтезированной САУ она обеспечивает необходимые характеристики.

АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ТИРИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ И СПЕЦИАЛЬНЫМ РЕЖИМОМ КВАЗИЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ

О. Н. ПАРФЕНОВИЧ, А. С. КОВАЛЬ, Б. Б. СКАРЫНО
ММИ

Усложнение технологических требований со стороны производственных механизмов и необходимость решения социальных задач приводят к более широкому использованию регулируемых электроприводов, которые целесообразно выполнять на основе асинхронных двигателей (АД) с короткозамкнутым ротором, наиболее широко применяемых.

Решение указанной задачи связано с совершенствованием схем управления асинхронными двигателями с помощью различных полупроводниковых преобразователей, самыми распространенными из которых является тиристорный преобразователь напряжения (ТПН) с фазовым управлением.

Одним из способов улучшения характеристик АД в электроприводах с ТПН является реализация, в качестве специального режима квазичастотного регулирования частоты вращения (КВЧР) [1]. Однако при КВЧР АД работает в режиме прерывистых токов, что позволяет рассматривать его работу как постоянное чередование режима подключения АД к питающей сети с последующим чередованием режимов двухфазного и трехфазного включения и отключения от питающей сети (режимы работы 2, 3, 0). Причем время паузы (режим 0) не может быть произвольной величиной, что связано с алгоритмом работы тиристоров ТПН. Таким образом, работа АД в динамическом установленвшемся режиме при КВЧР сопровождается постоянно протекающими электромагнитными переходными процессами (ЭМПП), что определяет дополнительные потери, колебания момента, скорости и шумы.

Практически используются возможности улучшения технико-экономических показателей КВЧР как за счет усложнения формы питающего напряжения, так и за счет уменьшения зоны прерывистых токов введением дополнительных индуктивностей в цепи статорных обмоток. Это улучшает энергетические характеристики АД при КВЧР, но усложняет реализацию и увеличивает габариты привода с ТПН. Поэтому представляют практический интерес разработка силовых схем ТПН, где обеспечивалось бы управление ЭМПП в АД при КВЧР, внутри периода их повторяемости, когда

использование АД малоэффективно (0, 1, 2) (однофазный режим 1 существует при наличии нулевого провода).

На рис. 1 представлена силовая схема ТПН, где с целью управления ЭМПП при КВЧР применены предвключенные элементы в цепи статора [2]. В этой схеме в периоды времени, когда соответствующие тиристоры при формировании результирующего напряжения при КВЧР закрыты, АД оказывается подключенным к источнику питания через предвключенные элементы, например, резисторы R (или конденсаторы и резисторы). В этом случае исключаются режимы работы АД 1, 2, 0 и они заменяются несимметричными трехфазными режимами (предвключенные элементы включены в одну или две фазы) и симметричным режимом (при наличии предвключенных элементов во всех трех фазах). При этом, наряду со временем существования, еще и дополнительно включенные элементы будут определять характер изменения ЭМПП. Показано [3], что применение предвключенных элементов, например, резисторов, исключает влияние затухающего магнитного потока ротора (существующего в режиме 0) на характер ЭМПП, а при относительном времени существования симметричного режима с предвключенным резисторами $\pi/2$ и определенном значении резисторов — формируются нулевые электромагнитные начальные условия внутри периода повторяемости

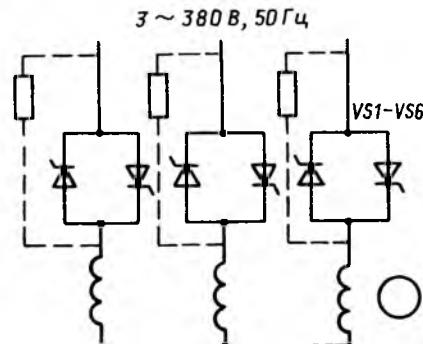


Рис. 1

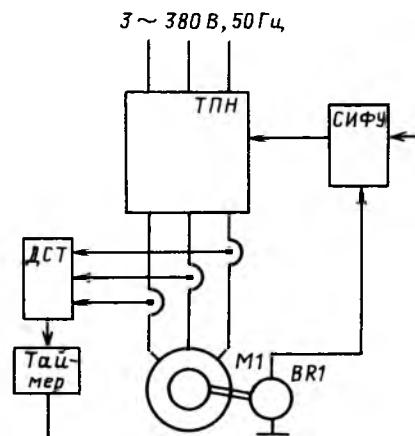


Рис. 2

ЭМПП при переходе как в несимметричные, так и в симметричный трехфазные режимы, обеспечивая ЭМПП без апериодической составляющей электромагнитного момента АД.

На рис. 2 дана силовая схема электропривода с предложенным способом управления. Здесь датчик закрытого состояния тиристоров (ДСТ) определяет момент запирания всех тиристоров ТИН, а таймер по истечении времени 0,005 с формирует импульс на дополнительное включение тиристоров в одной из фаз, ограничивая время существования симметричного режима работы АД с предвключеными резисторами.

Такое управление при КВЧР позволяет уменьшить амплитуду пульсаций момента АД не менее чем на 30 % по сравнению с применяемыми способами КВЧР, расширяя таким образом возможности асинхронных электроприводов с ТИН и КВЧР

в качестве специального режима работы. При этом дополнительные потери в сопротивлениях, например, для АД 4A100S4УЗ, составляют примерно 1,8 % мощности $P_{\text{ном}}$.

Список литературы

1. Глазенко Т. А., Хрисанов В. И. Полупроводниковые системы импульсного асинхронного электропривода малой мощности Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд.-ние, 1983.

2. А. с. 1429271 СССР. Способ управления асинхронным электроприводом / А. С. Коваль // Открытия. Изобретения. 1986. № 37.

3. Коваль А. С. Формирование нулевых начальных электромагнитных условий при квазичастотном регулировании частоты вращения асинхронных двигателей // Оптимизация режимов работы систем электроприводов. Красноярск, 1988. С. 48–51.

УДК 62-83-523.8

ДИСКРЕТНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С МИКРОПРОЦЕССОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

В. И. БОНДАРЕНКО, В. В. ПИСАНКО, С. М. КАЦАЛАП
ЗМСИ

При разработке современных работотехнических комплексов (РТК), автоматизированных линий и других элементов гибкого автоматизированного производства (ГАП) актуальным является создание приводов, реализующих линейное перемещение без дополнительных кинематических преобразований, обеспечивающих сложные циклограммы перемещения с высокой точностью позиционирования и большой диапазон регулирования динамических состояний подвижных органов.

Данными свойствами обладают дискретные электроприводы на базе линейных электромагнитных шаговых двигателей (ЛЭМШД), разрабатываемых на кафедре "Электропривод и автоматизация промышленных установок" Запорожского машиностроительного института. Разработан ряд ЛЭМШД, обеспечивающих линейные усилия от 1 до 3000 Н. На рис. 1 показана конструкция пятифазного ЛЭМШД, состоящего из статора 1 и ротора 2. Статор включает магнитопровод 3 и обмотку возбуждения 4. Ротор состоит из набора ферромагнитных 5 и немагнитных 6 элементов. Обмотка возбуждения с фрагментом ротора, находящегося в зоне данной обмотки, представляет собой электромагнитное ядро (модуль) ЛЭМШД.

Параметры электромагнитного ядра: сечение провода и количество витков обмотки возбуждения, наличие магнитных шунтов и их форма, диаметр ротора – определяют основные данные ЛЭМШД (шаг единичного перемещения и линейное усилие). На рис. 2 приведена зависимость статического синхронизирующего усилия $F_{\text{эм}}$ электромагнитного модуля от координаты перемещения x при разных токах воздействия I .

Усилие, создаваемое электромагнитным модулем

$$F_{\text{эм}} = \frac{(IW)^2}{2} \frac{dG}{dx} \mu, \quad (1)$$

где I – ток в обмотке возбуждения; W – количество витков обмотки возбуждения; G – магнитная проводимость; x – перемещение.

Как видно из выражения (1), основными оперативными управляющими параметрами ЛЭМШД являются ток в обмотке возбуждения I и скорость изменения магнитной проводимости в электромагнитном модуле от перемещения dG/dx которая в

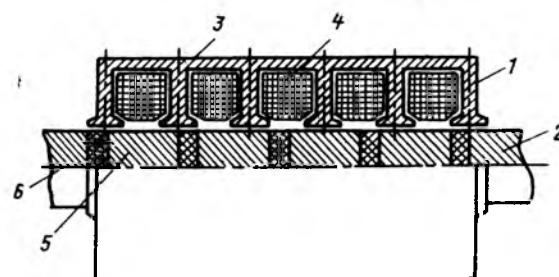


Рис. 1

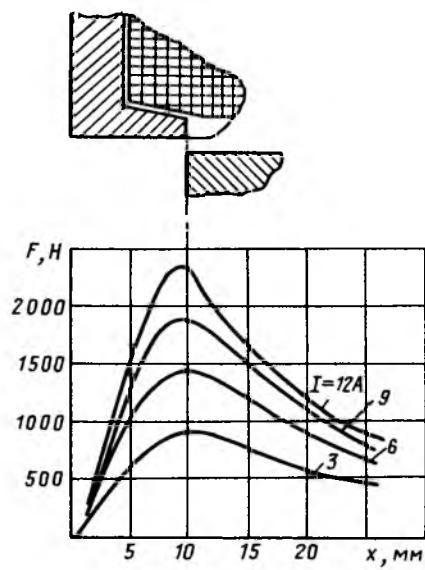


Рис. 2

основном определяется начальным зазором коммутируемой фазы, скоростью перемещения подвижного элемента ЛЭМШД и скоростью изменения тока (насыщения магнитной системы фазы). Перемещение подвижного элемента ЛЭМШД достигается поочередным подключением к источнику постоянного напряжения. Порядок переключения фаз определяет направление движения (например, 1–2–3–4–5–1 обеспечивает движение вперед, 1–5–4–3–2–1 – назад).

Диапазон регулирования основных координат ЛЭМШД может быть увеличен использованием более сложных алгоритмов коммутации [1]: парной

(12–23–34–45–51–12) или групповой (123–234–345–451–512–123).

На основании всего сказанного видно, что для управления основными координатами электропривода на базе ЛЭМШД (усилие, ускорение, скорость и т. п.) могут быть использованы [2] алгоритм коммутации и питающее напряжение. Эффективное регулирование данных управляющих воздействий и наблюдение основных координат работы в рассматриваемом электроприводе реализовано за счет использования локально-замкнутой системы управления с использованием обработкой связи по положению [2].

Примененный в рассматриваемом электроприводе алгоритм управления [3] позволяет осуществлять перемещение подвижного органа электропривода с усилием до 3000 Н с заданным законом разгона, установившейся скоростью перемещения (до 1,5 м/с) на заданное расстояние (до 3 м). При этом в систему управления вводится следующая исходная информация: перемещение, заданная скорость установившегося движения (v_3), максимально допустимое ускорение разгона (A_{\max}), начальный зазор коммутации ($\alpha_{\text{нач}}$), нижнее ограничение длительности форсировки ($\Phi_{\text{нач}}$) и верхняя граница длительности форсировки (Φ_{\max}). Такой набор вводимых исходных данных позволяет максимально сократить время переналадки электропривода на новые координаты работы и существенно расширить диапазон их регулирования. На первом шаге перемещения устанавливается начальное значение текущего шага ($N = 1$), задаются начальные длительность форсировки

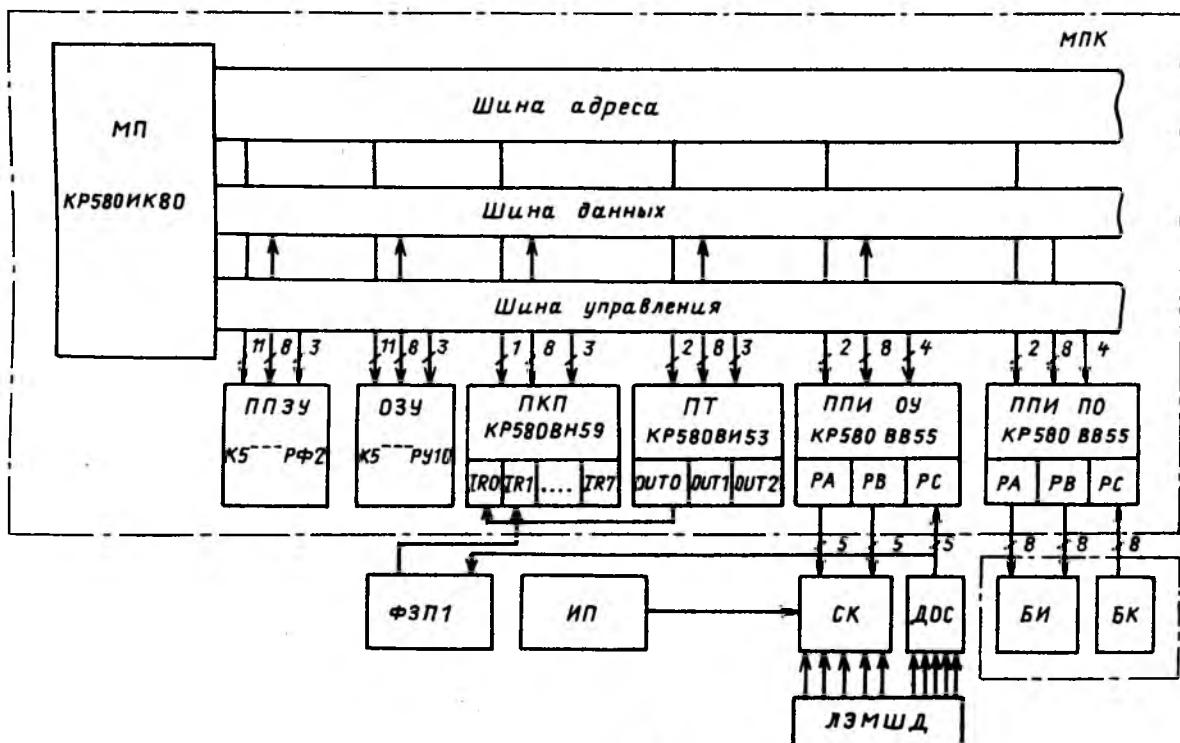


Рис. 3

$(\Phi = \Phi_{\text{нач}})$ и зазор коммутации ($a = a_{\text{нач}}$), устанавливается нулевое значение скорости ($v(N) = 0$). Вводится информация с датчиков положения, на основании которой определяется код управления. Он поступает на силовой коммутатор, подключающий соответствующие фазы к источнику питания, при этом запускается счетчик времени движения на шаге. Прохождение текущего шага определяется по изменению информации с датчика положения. По завершению шага рассчитываются средняя скорость на шаге $v(N)$ и ускорение $A(N)$ по следующим формулам:

$$v(N) = \frac{x_6}{T};$$

$$A(N) = \frac{v(N) - v(N-1)}{T},$$

где x_6 – базовый шаг ЛЭМШД, определяется конструкцией двигателя; T – время прохождения шага.

После этого сравниваются значения средней скорости на шаге ($v(N)$) с заданной v_3 . Если они равны, то осуществляется переход на следующий шаг, если $v_3 < v(N)$, то корректируются управляющие воздействия в сторону уменьшения, а при $v_3 > v(N)$ – в сторону увеличения. Корректировка в сторону увеличения не производится, если $A(N) > A_{\max}$. Причем вначале корректируется длительность коммутации (точная настройка) Φ , а если Φ имеет граничное значение в данном направлении, то зазор коммутации a (грубая настройка) не корректируется.

При разгоне привода запоминается время движения по шагам и рассчитывается количество шагов разгона, которое определяет участок торможения. Торможение реализуется противовключением с использованием алгоритма, предложенного в [4].

Необходимо отметить, что данный алгоритм отличается достаточной сложностью, поэтому для его реализации был разработан контроллер на базе микропроцессорного комплекта КР 580 [5], структурная схема которого приведена на рис. 3, где МП – микропроцессор; ППЗУ – перепрограммируемое запоминающее устройство (объем 2 кбайт); ОЗУ – оперативное запоминающее устройство (объем 2 кбайт); ПКП – программируемый контроллер прерывания; ПТ – программируемый таймер; ПЛИ ОУ – программируемый параллельный интерфейс связи с объектом управления; ПЛИ ПО – программируемый параллельный интерфейс связи с пультом оператора; ФЗП – формирователь запросов прерываний; ИП – источник питания; СК – силовой коммутатор; ДОС – датчик обратной связи; БИ – блок индикации пульта оператора; БК – блок клавиатуры пульта оператора.

Использование дискретного электропривода с микропроцессорным управлением позволяет осуществлять быструю переналадку его на новые алгоритмы работы, а также интегрировать данный электропривод в составе автоматизированного оборудования.

Рассматриваемый в статье электропривод был использован при разработке робота-укладчика огнеупорного кирпича для Челябинского металлургического комбината.

Список литературы

1. Линейный электромагнитный двигатель в режиме автокоммутации / А. А. Афонин, В. И. Бондаренко и др. // Техническая электродинамика. 1987. № 2. С. 65–72.
2. С. М. Кацалап, В. В. Писанко, В. И. Бондаренко. Автосинхронное управление линейным электромагнитным двигателем дискретного движения // Электромеханические преобразователи энергии. Киев: Наукова думка, 1986.
3. Моделирование и оптимизация дискретного электропривода / В. И. Бондаренко, В. В. Писанко и др. // Методы и средства физического и математического моделирования для решения задач энергетики, электротехники, электромеханики // Тр. МЭИ. 1988. № 158. С. 112–117.
4. А. с. 1580518 СССР. Способ управления разгоном многофазного шагового двигателя / В. В. Писанко, В. И. Бондаренко и др. // Открытия. Изобретения. 1990. № 27.
5. Мультипроцессорное управление многокоординатным электроприводом робототехнических систем / В. И. Бондаренко, В. В. Писанко и др. // Социальные аспекты преобразовательной техники. Запорожье, 1990.

УДК 62-83-523.8

БЕСКОНТАКТНЫЙ МОМЕНТНЫЙ ПРИВОД ДЛЯ АППАРАТУРЫ СОЦИАЛЬНОГО И МЕДИКО-БИОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Д. С. АСТАХОВ, А. Г. МИКЕРОВ, А. В. ЯКОВЛЕВ
СКТБ "Биофизприбор"

Бесконтактный моментный привод (БМП), построенный на серийно выпускаемых моментных электродвигателях серии ДБМ, индукторных датчиках серий ВТ, ТС и сопряженных с ними электронных компонентах, используется в системах автоматического управления малой мощности различных отраслей народного хозяйства [1, 2].

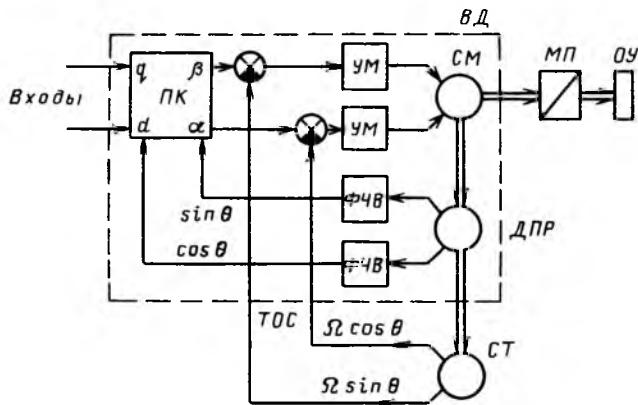


Рис. 1. Функциональная схема БМП с вентильным двигателем

Функциональная схема БМП с вентильным двигателем показана на рис. 1, где OY – объект управления; $MП$ – механическая передача; $ВД$ – вентильный двигатель; $СМ$ – синхронная машина (серии ДБМ); $ДПР$ и $СТ$ – датчик положения ротора и синхронный тахогенератор $СТ$ (серий ВТ или ТС); $ПК$ – преобразователь координат с управляющим q и корректирующим d входами; $УМ$ – усилитель мощности; $ФЧВ$ – фазочувствительный выпрямитель. Вход d $ПК$ используется для коррекции статических характеристик вентильного двигателя.

Основная особенность элементной базы БМП состоит в том, что она проектировалась исходя из концепции интенсивного использования, отличающейся от традиционной концепции номинального использования электроэлемента тем, что функционирование каждого элемента допускается при любых режимах, схемах включения, питания, управления и отсутствии регламентации на управляющие, возмущающие воздействия и параметры нагрузки при условии выполнения только прямых ограничений на разрушающие факторы (ток, напряжение, температуру). Это существенно расширяет функциональные возможности элемента, область и эффективность его применения, сокращает объем технической документации, состав испытательного оборудования, сроки испытаний, облегчает эксплуатацию.

Применительно к аппаратуре медико-биологического и социального назначения БМП обладает следующими достоинствами:

встраиваемость конструкции, удобная для безредукторных приводов протезов, инвалидных колясок, медицинских роботов, насосов;

тихоходность и бесшумность, необходимые в клинических и домашних условиях, а также при медико-биологических исследованиях;

бесконтактность всех элементов, гарантирующая чистоту и стерильность механизмов в замкнутом объеме или в специальных средах;

программируемость параметров, обеспечивающая многофункциональность и гибкость аппарата-

ры, в особенности при микропроцессорном управлении;

интенсивное использование, приводящее к компактности и экономичности привода, весьма важные для переносного и автономного оборудования.

На рис. 2–4 показаны схемы некоторых БМП, разрабатываемых в СНТБ "Системопривод" (г. Санкт-Петербург).

Редукторный БМП двухроликового перистальтического насоса аппаратуры внепочечной очистки крови (рис. 2) создан совместно с Институтом проблем онкологии АН Украины [3]. $ДПР$ типа ВТ-60 питается от генератора опорных напряжений (ГОН), а $ПК$ выполнен на умножающих цифроаналоговых преобразователях (ЦАП). Замыкание контура скорости осуществляется в неподвижной системе координат, однако в отличие от схемы рис. 1 сигналы проекций угловой скорости снимаются со свободных секций обмотки якоря $СМ$ типа ДБМ63-ДБМ63-0,06-3-2. БМП управляется от микропроцессорного контроллера, питается от двух источников постоянного напряжения ± 20 В и имеет следующие параметры: максимальная частота вращения $СМ$ – 1460 об/мин, диапазон регулирования 1:40, нестабильность минимальной скорости 10 %, ток потребления во всем диапазоне регулирования от 0,7 до 2 А. Насос снабжен сменными трубками диаметром 4 и 8 мм и обеспечивает расход жидкости до 145 и 410 мл/мин соответственно.

На рис. 3 дана схема безредукторного БМП стенда для исследования моторных реакций человека при его нажатии на педаль.

Стенд имеет два режима: воспроизведение заданного угла и воспроизведение заданного момента, формируемых в виде параллельных кодов управляющей ЭВМ. Переключение режимов осуществляется коммутаторами (K) по признаку режима (P). В режиме воспроизведения угла БМП замкнут по углу с помощью кодового датчика ($КД$) типа МП-9, а в режиме воспроизведения момента – охвачен обратной связью по фазным

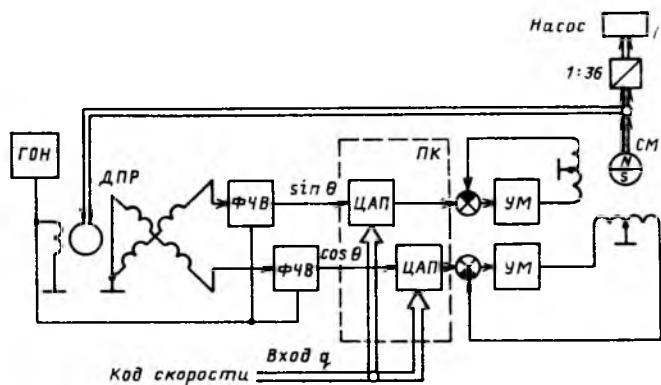


Рис. 2. БМП насоса аппаратуры внепочечной очистки крови

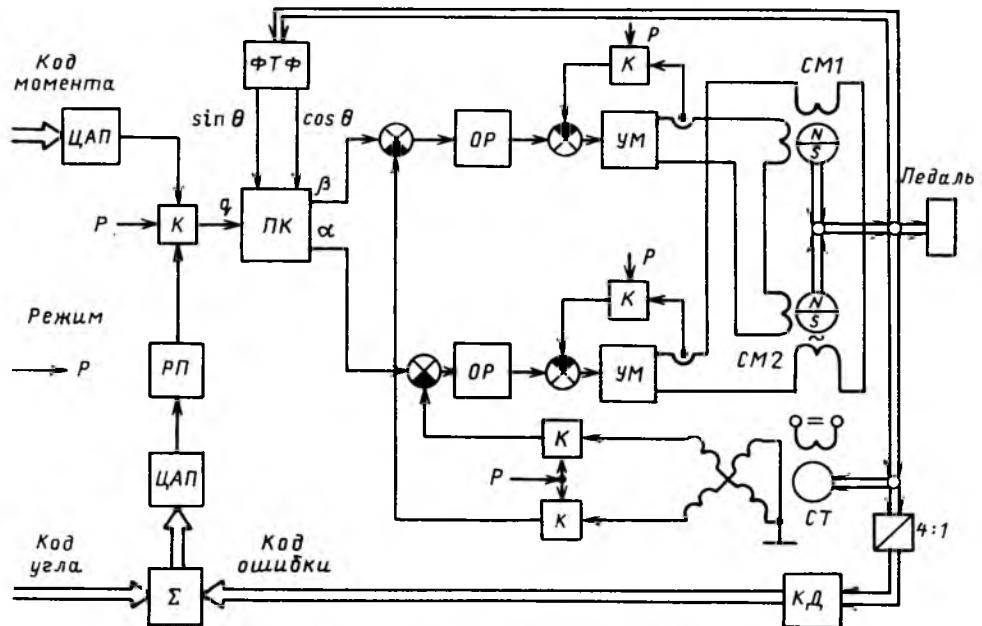


Рис. 3. БМП стенда для исследования моторных реакций человека

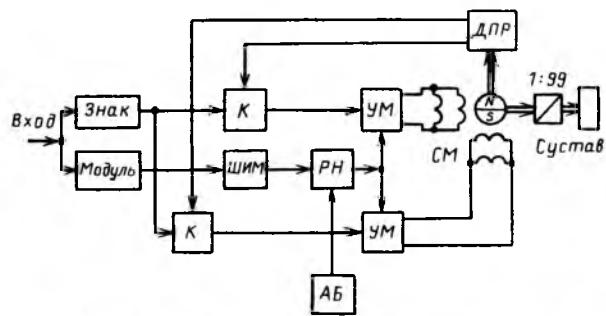


Рис. 4. БМП локтевого сустава протеза плеча

токам. Преобразователь координат (*ПК*) выполнен аналогично *ПК* на рис. 2, однако взамен ЦАП используются аналоговые умножители на микросхемах K525ПС2. Формирование тригонометрических функций угла осуществляется узлом *ФТФ* аналогично рис. 2. Кроме того, *БМП* снабжен узлами оптронной развязки (*ОР*), регулятором положения (*РП*) и входными ЦАП. В *БМП* используются две последовательно соединенные СМ типа ДБМ185-16-0,15-2 и датчики ДПР и СТ типа ВТ60. В диапазоне углов до 90° *БМП* воспроизводит момент до 30 Н·м с нелинейностью не более 5% и ошибкой позиционирования менее 30' при потреблении от силовой сети 27 В до 10 А.

Бесконтактный моментный привод локтевого сустава протеза плеча (рис. 4), созданный совместно с ЦНИИпротезирования (г. Санкт-Петербург), обеспечивает сгибание протеза предплечья с бесступенчатой фиксацией в любом положении. В отличие от рис. 2, 3 здесь используется дискретный способ управления МДС якоря с помощью коммутаторов *K* и дискретного фотодатчика *ДПР* отражательного типа. В *БМП* применена СМ типа ДБМ50-0,04-6-2 с параллельным соединением

секций фазы с планетарным или прецессирующим редуктором. Для изменения скорости вращения двигателя используется регулятор напряжения (*РН*), подключенный к аккумуляторной батарее типа 10НЦК-0,45 (12 В, 0,45 А·ч) и управляемый широтно-импульсным модулятором (*ШИМ*) по амплитуде уставки скорости *U* на входе. Направление вращения определяется знаком уставки скорости. Диапазон регулирования скорости сустава — от 80 до 180 град/с при моменте нагрузки до 1,5 Н·м и угле поворота до 135°, средний ток потребления 1,5 А (при скорости 120 град/с). Масса *БМП* — 0,8 кг.

Помимо рассмотренных в СНТБ "Системопривод" разработаны привод сканера ультразвукового томографа (с двигателем специальной конструкции), *БМП* насоса топливной аппаратуры, комплекты *БМП* для верхней губы бумагоделательной машины и прецизионных металлорежущих станков. На различных стадиях разработки находятся комплекты *БМП* для автоматизации управления дизельными установками и для автоматизации технологического процесса отжига кремниевых пластин (с управлением от однокристальной микроЭВМ типа К1816). Дополнительная информация по тел. 239-55-36 (г. Санкт-Петербург).

Список литературы

1. Беленький Ю. М., Зеленков Г. С., Микеров А. Г. Бесконтактный моментный привод. Л.: ЛДНТП, 1990.
2. Беленький Ю. М., Микеров А. Г. Выбор и программирование бесконтактного моментного привода. Л.: ЛДНТП, 1990.
3. Электромеханический преобразователь насоса аппарата внепочечной очистки крови / М. М. Альперт, Я. И. Весес, В. Н. Шугович, А. В. Яковлев // Совершенствование электрических машин и преобразователей на базе применения микропроцессорной и электронной техники. Л.: ЛДНТП, 1990.

СИЛОМОМЕНТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ БЕЗРЕДУКТОРНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Ю. М. ОСИПОВ

ПО "ЮМЗ"

В синтезированной структуре автоматизированного электропривода манипулятора [1] для организации силомоментного управления с непосредственным использованием рабочей характеристики электродвигателя используется информация об ускорениях звеньев манипулятора, их массе, а также массе присоединенного груза. Блок-схема (рис. 1) состоит из устройства формирования управляемых сигналов 1 и электромеханического модуля манипулятора 2. Устройство формирования управляемых сигналов 1 включает микропроцессорное вычислительное устройство 3 с общей магистралью 4, с которой связаны трехканальный аналого-цифровой преобразователь 5, двухканальный цифроаналоговый преобразователь 6, двухканальный усилитель мощности 7, блок управления электродвигателем 8. Электромеханический модуль манипулятора 2 включает многополюсный электродвигатель постоянного тока 9, датчик положения подвижного звена 10, датчик ускорения подвижного звена 11, тензометрический датчик веса присоединенного груза 12. Выходы датчиков 10, 11, 12 соединены с входами аналого-цифрового преобразователя 5, выход датчика 10 подключен также к сравнивающему устройству 13, другой вход которого соединен с выходом, дающим информацию о положении подвижного звена.

В устройстве 1, на вход микропроцессорного вычислительного устройства 3, поступает задающий сигнал от вычислительной управляемой системы высшего уровня на взятие груза и перемещение его на расстояние l . Вычислительное устройство 3 рассчитывает значение управляемого сигнала в виде цифрового кода, пропорционально-

го перемещению, и выводит информацию на цифроаналоговый преобразователь 6, где она преобразуется в электрическое напряжение U . Последнее сравнивается с напряжением датчика положения 10, соответствующим текущему положению подвижного звена. Разность напряжений, являющаяся рассогласованием, поступает в усилитель 7 и через блок управления электродвигателем 8 на вход обмотки управления электродвигателя 9, который отрабатывает перемещение l . Согласно блок-схеме сигнал обратной связи от датчика положения 10 также передается через аналого-цифровой преобразователь 5 в вычислительное устройство 3, которое при необходимости может по значению этого сигнала вычислить действительное значение перемещения подвижного звена и сравнить его с заданным значением от системы управления роботом.

Силомоментное управление заключается в следующем. Датчик ускорения 11 выдает сигнал об ускорении, который преобразуется с помощью аналого-цифрового преобразователя в цифровой код. В вычислительном устройстве 3 по значению и направлению сигнала ускорения вычисляют движущую силу в течение всего рабочего цикла, включая массу груза (массы подвижного звена записываются в память вычислительного устройства 3). Масса груза измеряется тензометрическим датчиком 12, информация через аналого-цифровой преобразователь 5 преобразуется в цифровой код пропорционально массе груза и передается в вычислительное устройство 3. Информация о движущих силах в виде цифрового кода поступает в цифроаналоговый преобразователь 6, преобразуется в электрическое напряжение и подается по второму каналу для силомоментного управления в усилитель 7, усиливается и подается через блок управления 8 в обмотку возбуждения (подмагничивания) электродвигателя 9. Таким образом, появляется возможность управлять тяговыми характеристиками электропривода в полной мере, практически мгновенно реагируя на изменения нагрузочного момента (усилия), а также на изменение моментов инерции манипулятора. Основные случаи силомоментного управления:

1. Ускорение по направлению совпадает с направлением заданного движения, а ускорение подвижных звеньев манипулятора и присоединен-

ного груза $\ddot{l}_{\text{п.з}} = 0$

$$F_{\text{дв}} - F_{\text{н}} = (m_{\text{п.з}} + m_{\text{п.г}}) \ddot{l}_{\text{п.з}}, \quad (1)$$

где $F_{\text{дв}}$ — момент (усилие) электродвигателя; $F_{\text{н}}$ — момент (усилие) нагрузки звеньев манипулятора; $m_{\text{п.з}}$ — масса подвижных звеньев манипулятора; $m_{\text{п.г}}$ — масса присоединенного груза.

В устройстве формирования управляемых сигналов 1 рассчитываются и формируются напря-

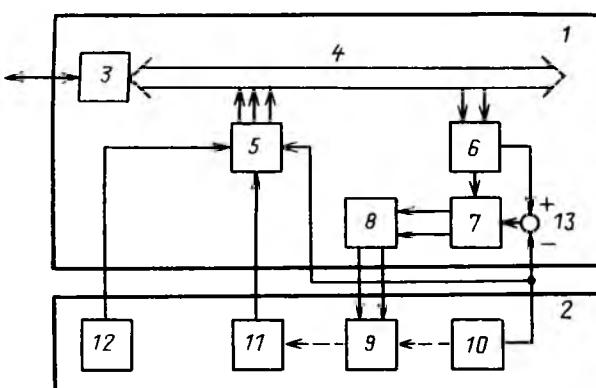


Рис. 1. Блок-схема автоматизированного ЭП одной координаты манипулятора

жения для поддержания скоростей и ускорений подвижного элемента для заданного перемещения.

2. Ускорение по направлению не совпадает с направлением заданного движения

$$F_H - F_{dv} = (m_{\text{п.з}} + m_{\text{п.г}})l_{\text{п.з}} \quad (2)$$

В устройстве формирования управляющих сигналов 1 рассчитываются и формируются напряжения для мгновенного восстановления движения в заданном направлении подвижного звена с компенсацией положения при помощи позиционной обратной связи. Этот случай может возникнуть в электроприводе с допустимой неуравновешенностью Δm при превышении значения внешних возмущающих сил над расчетным, с учетом которой проводилась технологическая операция уравновешивания подвижных звеньев манипулятора [2, 3]. Кроме того, схват манипулятора может взять груз массой, превышающей допустимую норму для данного уравновешенного электропривода, т. е. присоединив дополнительную массу, нарушить характеристики уравновешивания в сторону увеличения Δm , что при допустимых внешних возмущающих силах может привести к несовпадению направления ускорения подвижных звеньев манипулятора с направлением заданного перемещения.

Необходимо отметить, что в [3] синтезирована структура уравновешенного безредукторного электропривода на основе линейных двигателей, в которой возможно осуществление одного из основных требований, предъявляемых к манипуляторам — монотонности движения звеньев манипулятора во всех режимах (рис. 2). Она представляет собой последовательно соединенные апериодические и интегрирующие звенья, охваченные неединичной обратной связью. В зависимости от соотношений электромагнитной и электромеханической постоянных времени структура может быть представлена либо двумя последовательно включенными апериодическими звеньями ($4T_3 \leq T_m$), либо колебательным звеном ($4T_3 > T_m$), причем в случае колебательного звена период свободных колебаний элементов электропривода зависит не только от электромагнитной движущей силы (момента), но и от инерционной силы, обусловленной остаточной уравновешенностью

$$T = \sqrt{\frac{(m_{\text{п.д}} + m_{\text{уп}})l_0}{F_{dv} \pm \Delta m \omega_m A_{bm}}} =$$

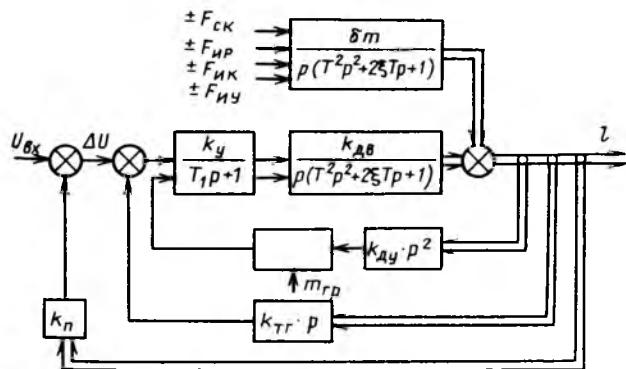


Рис. 2. Структура автоматизированного ЭП с силомоментным управлением и уравновешиванием подвижных звеньев манипулятора

$$= \sqrt{\frac{m_{\text{п.з}}l_0}{F_{dv} \pm |\Delta m \omega_m A_{bm}|}}, \quad (3)$$

где $m_{\text{п.д}}$ — масса линейного электродвигателя; $m_{\text{уп}}$ — уравновешивающая масса, может быть частью линейного электродвигателя, других подвижных звеньев манипулятора; ω_m , A_{bm} — частота и амплитуда внешней силы, например, вибрационной; l_0 — единичный шаг линейного электродвигателя.

Ввод в структуру (рис. 2) контура с вычислением движущей силы в рабочем цикле и выработки соответствующих управляющих сигналов (силомоментного управления) позволяет практически исключить нежелательные колебательные процессы и осуществлять движение подвижных звеньев манипулятора в условиях пограничного апериодического режима.

Список литературы

1. Осипов Ю. М. Уравновешенный манипулятор с безредукторным электроприводом // Тезисы доклада Всесоюзной научно-технической конференции. М.: ВНИИТЭМР, 1990.
2. А. с. 783609 СССР. Устройство для контроля параметров неуравновешенности подвижной системы / Ю. М. Осипов // Открытия. Изобретения. 1980. № 44.
3. Осипов Ю. М. Тенденции развития манипуляционной системы робота // Производственно-технический опыт. 1990. № 12.

КОМПЬЮТЕРНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В. Н. НУЖДИН, А. Р. КОЛГАНОВ, М. Ю. ДУРДИН
иэи

В настоящее время для эффективного решения задач проектирования технических объектов, в том числе и электроприводов, человек объединяется со специализированным вычислительным комплексом, реализованным на базе современных персональных ЭВМ. В этой связи приобретают особую актуальность вопросы создания программно-методического обеспечения таких комплексов, а также рациональных технологических схем проектирования.

Этап функционального проектирования электропривода, связанный с определением схемных решений и параметров силовых узлов и системы управления, обеспечивающей требуемые динамические характеристики системы, традиционно предусматривает выполнение проектных процедур анализа и синтеза. Имеется множество методов и алгоритмов "ручного" и автоматизированного выполнения указанных процедур. Многообразие, разрозненность, ориентация на отдельные конкретные схемы электропривода известных методов не позволяют их использовать в универсальной технологической схеме проектирования электропривода. К настоящему времени наибольшее распространение при приемлемых практических результатах получили методики построения системы управления по принципам модального управления по непосредственно измеренным и восстановленным компонентам полного вектора состояния наблюдателя или идентификатора — для процедуры синтеза, а также имитационное моделирование — для процедуры анализа.

Теоретические аспекты указанных методик были использованы для создания единой универсальной технологической схемы функционального проектирования электроприводов по заданным показателям динамических режимов и ее реализации в виде программно-методического комплекса.

Основными компонентами, обеспечивающими выполнение обеих проектных процедур, являются математические модели проектируемых объектов.

Для работы процедуры синтеза используются так называемые векторно-матричные модели или модели, записанные в уравнениях состояния

$$\dot{x} = Ax + Bu; \quad (1)$$

$$y = Cx;$$

в непрерывном

$$\dot{x}(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma U(k); \quad (2)$$

$$y(k) = Cx(k)$$

или в дискретном времени.

Практическое применение этих моделей, как правило, ограничивается классом линейных нестандартных систем. Поэтому их использование для окончательного анализа динамического поведения проектируемого электропривода недопустимо. Здесь целесообразно применение структурных моделей [1], имеющих очень высокую адекватность реальным нелинейным системам как аналогового, так и цифрового управления электропривода.

Необходимость применения разнотипных моделей одного объекта, а также моделей различного уровня адекватности объекту потребовала создания специализированной базы моделей, в которой отдельные элементы и подсистемы электропривода представлены упрощенными векторно-матричными моделями, предназначенными для процедуры синтеза, и набором уточненных структурных моделей для процедуры анализа. Представлены модели для современных систем переменного и постоянного тока, в том числе и с микропроцессорным управлением, и электропривода с вентильными двигателями.

Непосредственное выполнение проектных процедур синтеза и анализа осуществляется с помощью подсистемы функционального проектирования и программно-методического комплекса МИКАЛ, которые связаны между собой через базу моделей, имеют общие входной и выходной интерфейсы.

Общий входной интерфейс обеспечивает формирование и ввод структурных и векторно-матричных моделей элементов и систем электропривода в режиме графического взаимодействия, а также визуальный контроль и оперативные управления процессом имитационного моделирования электропривода.

Выходной интерфейс обеспечивает выдачу мягкой и твердой копий результатов проектирования, выполняет их анализ и статистическую обработку.

Подсистема функционального проектирования работает только с векторно-матричными моделями и может выполнять следующие проектные операции:

автоматизированное построение дискретной модели (2) непрерывного объекта;

анализ свойств систем (управляемости, наблюдаемости, достижимости, устойчивости и др.);

преобразование моделей (приведение к каноническим формам);

синтез наблюдателей полного и пониженного порядков;

синтез регулятора состояния методом расположения полюсов;

синтез системы управления по интегральному квадратичному критерию.

Программно-методический комплекс МИК-АЛ работает с обоими видами моделей элементов и систем электропривода, обеспечивая полное выполнение указанных ранее функций [1]. Кроме того, МИК-АЛ предоставляет возможность корректной имитации систем с переменной структурой, алгоритмов микропроцессорного управления, позволяет осуществлять управляемый имитационный эксперимент.

Таким образом, технологическая схема функционального проектирования электропривода может быть представлена в виде комплекса действий, выполняемых в диалоге с ПЭВМ:

определение структуры системы управления, получение математического закона управления для микропроцессорных систем или структуры и пара-

метров регулятора для непрерывно-дискретных систем;

"доводка" результатов предварительного синтеза методом имитационных экспериментов с уточненными структурными моделями электропривода.

Реализация такой технологической схемы проектирования электропривода на базе ПЭВМ типа IBM PC/AT-286/386 или PS/2 с развитой графической периферией обеспечивает эффективность, простоту и доступность проектных и исследовательских работ.

Список литературы

1. Нуждин В. Н., Колганов А. Р., Кокин В. М. Метод имитационных экспериментов — основа автоматизации функционального проектирования современного электропривода // Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат. 1990. С. 94—98.

УДК 62-83::621.313.3.072.9:621.382.233.026

ДИАГНОСТИРОВАНИЕ ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ВНЕШНИМИ МИКРОПРОЦЕССОРНЫМИ СРЕДСТВАМИ

О. И. ОСИПОВ, Г. В. СУВОРОВ, С. М. БУТАКОВ,
С. В. ГЕРБЕР

ЧПИ

Одним из путей повышения надежности и снижения материальных, временных и трудовых затрат на обслуживание электроприводов является их техническое диагностирование с применением внешних микропроцессорных средств.

Авторами разработан комплект устройств технического диагностирования тиристорного электропривода на базе программируемого универсального контроллера "Электроника МС 2702". В состав комплекта вошли также:

датчики напряжения до 1000 В и тока до 10 кА с частотой равномерного пропускания не менее 5 кГц, обеспечивающие гальваническое разделение входных цепей комплекта и электрических цепей электроустановок с высоким потенциалом;

периферийное устройство связи датчиков, входных и выходных цепей управления электропривода с контроллером, реализованных на базе широтно-импульсных аналого-цифровых преобразователей;

внешнее оперативное запоминающее устройство емкостью 12 Кбайт с автономным питанием от аккумуляторных батарей и хранением записанной в нем информации до одного месяца.

С помощью клавиатуры контроллера, внутреннего и внешнего программируемых запоминающих устройств комплектом диагностирования осуществляется:

индикация вводимой информации на цифровом табло дисплея контроллера;

одновременная регистрация трех аналоговых и 24 логических сигналов через 80 мкс на одну и ту же область памяти с прекращением записи при превышении одним из аналоговых сигналов заданного уровня;

одновременная регистрация 15 аналоговых сигналов через интервал, кратный 20 мс;

формирование выходных гармонических сигналов амплитудой 0—3 В в диапазоне частот 2—512 рад/с, поступающих на вход системы управления электропривода;

расчет амплитудных и фазовых частотных характеристик в указанном диапазоне частот с последующим воспроизведением результатов обработки сигналов на аппаратуру регистрации и индикации технического состояния объекта диагностирования;

расчет функций распределения, корреляционных и взаимокорреляционных функций случайных сигналов объекта диагностирования;

одновременное воспроизведение на экране однолучевого осциллографа двух выбранных переменных сигналов объекта диагностирования из числа записанных ранее во внешнюю память контроллера;

вывод на двухкоординатный графопостроитель Н306 выбранного сигнала объекта.

Предусмотрена связь устройства с вычислительной машиной класса IBM.

Диагностирование тиристорных преобразователей (ТП) электроприводов постоянного и переменного токов осуществляется путем циклической записи информативных сигналов ТП в процессе его работы с последующей остановкой и запоминанием этой записи в памяти устройства диагностирования в момент возникновения дефекта в ТП. Выбор необходимых и достаточных совокупностей информативных сигналов ТП обосновывается математической моделью силовой части ТП в форме логической сети [1]. К числу таких сигналов относятся дискретные сигналы, характеризующие проводимости тиристоров, сигналы их управляющих импульсов, сигналы, пропорциональные линейным (или фазным) напряжениям питающей сети ТП, выходные сигналы логических переключающих устройств тиристорных групп реверсивных преобразователей, аналоговые сигналы, пропорциональные выпрямленному току и напряжению на выходе ТП, а также сигналу управления на выходе ТП.

Опыт диагностирования тиристорных преобразователей ТЕР 3-100/460 электропривода пятиклетевого стана "2500" холодного проката Магнитогорского металлургического комбината (ММК), тиристорных преобразователей ТП 1600/750 и компенсатора реактивной мощности ТКРМ 10,5/630 на Орско-Халиловском металлургическом комбинате (ОХМК) показал эффективность применения микропроцессорного комплекса при выявлении дефектов в ТП. Так, для преобразователей ТЕР 3-100/460, работающих на обмотку возбуждения генератора, были выявлены недопустимые перенапряжения на выходе ТП вследствие ограниченной длительности управляющих импульсов тиристоров.

Для преобразователей ТП 1600/750 выявлены дополнительные "ложные" импульсы, поступающие на систему импульсно-фазового управления и вызывающие отключение преобразователя по системе защитных блоков. Для обеспечения работоспособности ТКРМ 10,5/630 достаточно было в цепи контроля исправности тиристоров силовой цепи установить промежуточный импульсный трансформатор, дополнительно развязывающий указанную цепь.

Диагностирование аналоговых систем управления электроприводом выполняется путем оценки

отклонений амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), ее отдельных звеньев и каскадов от их допустимых значений на фиксированных частотах гармонических возмущений, подаваемых на систему управления. Частоты и контролируемые АЧХ выбираются с помощью функций относительной чувствительности АЧХ к изменению параметров электропривода [2].

С использованием возможности микропроцессорного комплекса диагностирования в экспериментальном определении АЧХ звеньев и каскадов системы регулирования электропривода был выполнен анализ работоспособности систем автоматического регулирования толщины полосы пятиклетевого стана "2500" холодной прокатки ММК и реверсивного двадцативалкового стана "720" холодной прокатки Ашинского металлургического завода. Эксперименты выявили ограниченность быстродействия контуров регулирования толщины полосы посредством воздействия на нажимные устройства клетей станов (частота ω_p равномерного пропускания сигнала отклонения толщины контуров не превышала 1–2 рад/с) и возможность увеличения быстродействия контуров регулирования толщины через натяжение полосы (частота ω_p может достигать 50–100 рад/с).

Совместная работа регуляторов толщины и натяжения не только заметно снижает разнотолщинность полосы на выходе клетей стана, но и уменьшает механические нагрузки на кинематические звенья нажимных механизмов, т. е. их износ. Подтверждением этого явились плотности вероятности отклонений толщины полосы, перемещений нажимных механизмов клети и токов в якорных цепях двигателей нажимных устройств и моталок стана, определенные в процессе прокатки с помощью микропроцессорного комплекса диагностирования.

Список литературы

1. Осипов О. И., Гербер С. В. Диагностирование силовой части вентильного преобразователя постоянного тока // Изв. ВУЗов. Электромеханика. 1989. № 8. С. 68–73.
2. Сивкова А. П., Осипов О. И. Алгоритмы диагностирования работоспособности электропривода // Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей. Челябинск: ЧПИ. 1987. С. 65–74.

РАСШИРЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ УСТРОЙСТВ ЗАЩИТЫ И ДИАГНОСТИКИ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

А. О. ГОРНОВ, А. В. КИСЕЛЕВ

МЭИ

Асинхронный электропривод был и остается наиболее массовым типом привода и основным потребителем электроэнергии, направляемой для преобразования в механическую работу. Выпуск асинхронных двигателей (АД) мощностью 0,75–300 кВт в странах СНГ составляет более 10 млн. шт. в год. Подобная массовость определяется не только ростом потребностей в асинхронных двигателях для оснащения новых машин и установок, но и существенными затратами на их последаварийную замену. В отраслях и установках с особо тяжелыми условиями работы электромеханического оборудования (строительство, водоснабжение, сельское хозяйство) коэффициенты замены аварийных электродвигателей доходят до 0,5–2 [1]. Такое положение стимулирует разработку новых устройств защиты и диагностики (УЗД) АД. Известны сотни схем и структур УЗД, находящихся в эксплуатации, либо описанных в авторских свидетельствах и патентах.

Подавляющее большинство устройств защиты определяется как "последействующие", поскольку их срабатывание является реакцией на аномалию: перегрев или пробой изоляции, появление фазовой асимметрии токов, вибрацию и т. п. Причем часто различные исходные аномалии приводят к одному следствию, что затрудняет причинно-следственный анализ неисправностей [2].

Функционирование УЗД указанного последействующего типа предполагает возникновение одной из трех ситуаций в зависимости от точности настройки защиты и ее селективности.

УЗД не предотвращает выхода АД из строя, но предохраняет от неисправности некоторую часть преобразовательных устройств и питающую АД сеть;

АД после срабатывания УЗД остается работоспособным, но остаточный ресурс элементов АД из-за длительности работы в граничных режимах существенно снижается по сравнению с доаварийным ресурсом; УЗД срабатывает значительно раньше опасного развития аномалии, что приводит, как минимум, к прерыванию технологических процессов.

В большинстве УЗД последействующего типа в качестве косвенного или явного параметра диагностирования принимается ток статора АД – единственная легко доступная для измерений величина и, в целом, достаточно информативная.

Однако на значение полного тока статора влияют, кроме аварийных аномалий, такие факторы как изменение скорости и момента нагрузки, переходные режимы, вариации напряжения и частоты.

Для повышения разрешающей способности устройства защиты желательно, чтобы реакция на каждый из перечисленных факторов была бы дифференцированной. Например, если возникают отклонения напряжения и частоты, носящие временный характер, желательна предупредительная реакция УЗД без прерывания работы провода. Или при тенденциях к росту момента холостого хода, являющегося частью момента нагрузки, вероятно развитие аварийного режима (перегрузки), подлежащего предотвращению, либо требующего корректировки полезной загрузки АД и т. п.

Особенностью АД общепромышленных серий является их массовое производство, при котором неизбежна неполная воспроизводимость механических и электрических параметров АД и, следовательно, несоответствие фактических параметров и характеристик номинальным. Например, нестабильность воздушного зазора из-за нестабильности технологии производства приводит к нестабильности тока холостого хода, что накладывает ограничение на значение допустимой полезной нагрузки на валу АД [1, 3] и т. д. Естественно, что алгоритм работы устройств защиты должны учитывать факторы, связанные с наличием "параметрического шума" у серийных машин, что, в свою очередь, приводит к проблеме настройки УЗД, обоснования алгоритмов ее срабатывания:

Рассмотрим характер отклонений полного тока статора АД при изменении указанных факторов.

Для анализа приняты следующие интервалы их варьирования:

$M_{\text{х.х}} = 0,015 \div 0,15 M_{\text{ном}}$; (оценочный момент холостого хода¹); $U_{1\Phi} = 0,85 \div 1,1 U_{1\Phi\text{ном}}$; $f_1 = 0,97 \div 1,03 f_{1\text{ном}}$; $t_i = 0,95 \div 1,05 t_{i\text{ном}}$ (допустимый технологический разброс параметров² [3], где $z_i = R_1, x_1, R'_2, x'_2, x_\mu$ – параметры Т-образной схемы замещения; $M_{\text{ном}}, U_{1\Phi\text{ном}}, f_{1\text{ном}}$ и $z_{i\text{ном}}$ – базовые значения).

Для оценок использовались паспортные данные и параметры Т-образной схемы замещения АД типа 4A132M4УЗ ($P_{2\text{ном}} = 11 \text{ кВт}$; $N_c = 1500 \text{ об/мин}$). На рис. 1 представлена диаграмма отклонений действующего значения тока статора, где точками 1–9 обозначены режимы, соответст-

¹ За "номинальную точку" принимается $M_{\text{х.х}} = 0,03 M_{\text{ном}}$ (реальный холостой ход АД).

² Реально наблюдаемые отклонения значительно больше, в частности, $\Delta R'_2$ достигает $0,2 R'_2 \text{ nom}$ [3].

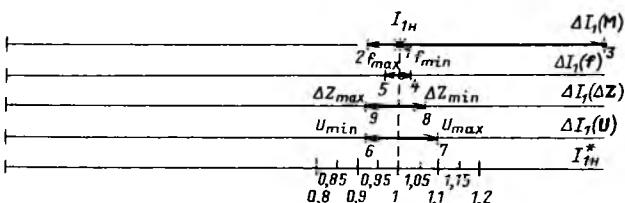


Рис. 1. Действующее значение тока статора при отклонениях возмущающих факторов

вующие сочетаниям координат факторного пространства, указанным в таблице.

Анализ диаграмм $\Delta I_1 = f(\Delta M, \Delta U_1, \Delta f_1, \Delta z)$ на рис. 1 показывает, что чувствительность диагностируемого параметра на отклонения данных факторов является смешанной и соизмеримой по значению. Наиболее различимы на фоне "параметрических шумов" отклонения напряжения (лишь в небольшом диапазоне, близком к $U_{1\max}$) и отклонения момента холостого хода. Таким образом, при загрублении порога чувствительности до ΔI_1 (Δz) (интервал между точками 9 и 8 на рис. 1) различимым в данном диапазоне является лишь режим отклонений момента от значения номинального холостого хода.

Если же параметры конкретного АД известны ($\Delta z = 0$), то и в этом случае влияние всех факторов смешанное и идентификация какого-либо из них возможна лишь при известных остальных факторах режима.

Из этих простых результатов следует, что:

использование в качестве диагностируемого параметра действующего значения тока статора

Номер точки на рис. 1.3	M_{xx}^*	f_1^*	U_1^*	Δz^*
1	1	1	1	1
2	0,5	1	1	1
3	5	1	1	1
4	1	0,97	1	1
5	1	1,03	1	1
6	1	1	0,85	1
7	1	1	1,1	1
8	1	1	1	0,95
9	1	1	1	1,05

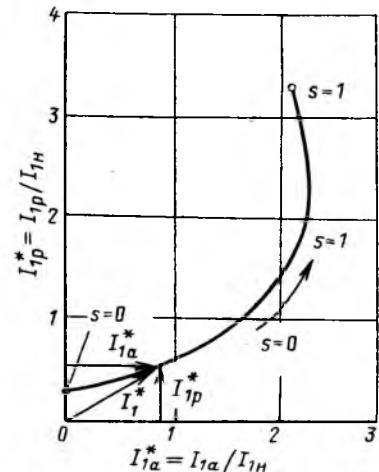


Рис. 2. Годограф тока фазы статора АД на фазовой плоскости при симметричном синусоидальном напряжении питания

неизбежно приведет к одному из известных вариантов действия рассмотренных УЗД;

изменение действующего значения тока статора не позволяет диагностировать тенденцию развития аномального режима АД, поскольку влияние малых отклонений возмущающих факторов на работу АД носит смешанный с влиянием полезной нагрузки на валу характер.

Ряд недостатков традиционных устройств можно преодолеть, если принять в качестве диагностируемых параметров вместо действующего значения тока статора значения его составляющих: активной и реактивной. В этом случае, как показано на рис. 2, ток статора анализируется не как скалярная величина, а как вектор.

При тех же интервалах варьирования возмущающих факторов для того же двигателя 4A132M4УЗ годограф вектора тока будет иметь вид, приведенный на рис. 3. Точки 1–9 на рис. 3 соответствуют строкам таблицы. Анализ рис. 3 позволяет сделать следующие выводы:

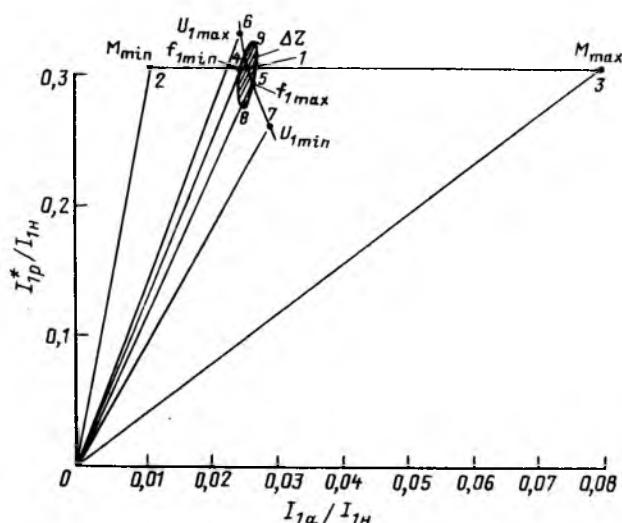


Рис. 3. Вектор тока статора и его составляющие при отклонении возмущающих факторов

отклонения регистрируемой переменной, вызванные изменением момента $\Delta I_{1 \text{ ном}}$, ортогональны отклонениям, вызванным изменениями напряжения и частоты $\Delta I_{1 \text{ ном}}$, ΔI_{1f} .

влияние "параметрического шума" различимо по отношению к влиянию отклонений момента и напряжения на положение вектора тока статора; следовательно, при неизвестных значениях Δz могут быть идентифицированы аварийные режимы, связанные с изменениями параметров схемы замещения АД, и аварийные режимы, вызванные изменениями параметров питающей сети и момента нагрузки холостого хода.

В качестве технической реализации измерительно-функционального устройства, позволяющего производить измерения составляющих тока статора, может быть использовано традиционное устройство измерения $\cos \varphi$, получившее распространение в измерительной технике [4].

При построении защиты на основе указанного принципа и при синусоидальных напряжениях и токе АД авторы применили прием выборочных замеров мгновенного значения тока в определенных интервалах периода сети (рис. 4). Очевидно, что на основе соответствия между мгновенными значениями тока i и фазой вектора напряжения активная составляющая тока статора в момент $U = U_{\max}$

$$I_a = U_{\max} \cos \varphi,$$

а реактивная составляющая тока статора в момент $U = 0$

$$I_p = U_{\max} \sin \varphi.$$

Аналитические и экспериментальные исследования устройств, построенных на основе анализа I_a и I_p , показали, что:

метод обладает необходимой точностью (приведенная ошибка $\delta_{\text{пр}} < 3,5 \%$) и сравнительно просто реализуется;

наибольшую чувствительность к тенденции возникновения аномальных режимов, вызванных отклонениями параметров питающей сети, моментов холостого хода двигателя и механизма, ано-

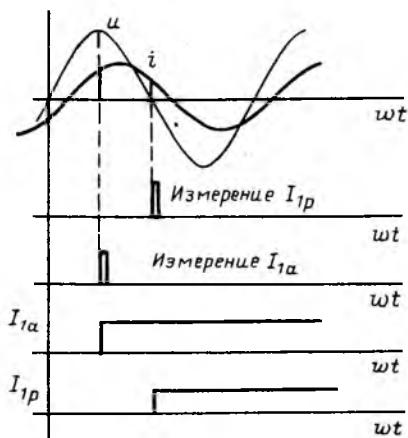


Рис. 4. К пояснению принципа измерения составляющих тока статора АД

мальными уходами параметров самого АД, составляющие тока имеют в зоне моментов нагрузки, близких к ХХ, что делает особенно целесообразным применение подобных устройств в электроприводах, имеющих в своем цикле периоды ХХ, которые удобны для диагностирования во всех отношениях.

Возможности распознавания характера тенденций в режимах асинхронного электропривода при совместном анализе составляющих тока статора шире, чем они показаны в этой статье. Однако реализация этих возможностей требует разработки более тонких диагностических алгоритмов, и, естественно, сложных программно-аппаратных средств, что целесообразно, как показывают наши оценки, лишь при построении диагностических устройств на ряд асинхронных двигателей, питающихся от одного фидера.

Список литературы

1. Ермолин Н. П., Жерихин Н. П. Надежность электрических машин. Л.: Энергия, Ленингр. отд.-ние, 1976.
2. Гемке Р. Г. Неисправности электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1989.
3. Гольдберг О. Д. Методика расчета механических норм на допустимые значения параметров контрольных испытаний трехфазных асинхронных двигателей // Информационно-технический сборник. 1956, № 19/103.
4. Лаппе Р., Фишер Ф. Измерения в энергетической электронике. М.: Энергоатомиздат, 1986.

НОВАЯ СЕРИЯ ТИРИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ ПЧТ-1М УНИВЕРСАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А. Ю. БАРУ, М. А. ГИНЗУРГ,
Б. Е. КАЛАШНИКОВ

НИИ объединения "ХЭМЗ"

В 1991 г. в объединении "ХЭМЗ" была подготовлена к производству новая серия тиристорных преобразователей частоты (ПЧ) с автономными инверторами тока (АИТ) типа ПЧТ-1М. По сравнению с ранее выпускавшимися преобразователями типа ПЧТ новая серия отличается:

улучшенными массогабаритными показателями преобразователей среднего диапазона мощностей (50–400 кВт);

расширением мощностного диапазона вниз до 1 кВт и вверх до 1600 кВт;

наличием различных вариантов объектно-ориентированных систем регулирования, что позволяет расширить область применения ПЧ с АИТ;

наличием специальных преобразователей частоты с выходной частотой 200 Гц, а также специальных конструктивных исполнений (IP54 и др.).

Серия состоит из четырех основных базовых исполнений.

1. Преобразователи на ток до 100 А (двигатели до 50 кВт) выполнены в ящиках навесной конструкции с размерами 1000×600×350 мм (до 50 А) и 1000×800×450 (до 100 А). В исполнениях на ток до 20 А планируется использование тиристорных и тиристорно-диодных модулей. Опытные образцы преобразователей успешно эксплуатируются в приводе транспортеров для пищевой промышленности, а также для крутильных машин в текстильном производстве. Среди других применений наиболее перспективными представляются электроприводы насосов для подкачивающих станций высотных домов, рольганги металлургического производства, компрессоры и кондиционеры.

2. Преобразователи с номинальным выходным током до 300 А (двигатели до 160 кВт) представляют собой шкаф одностороннего обслуживания с габаритами 1800×1000×600 мм. Вентильная часть выполнена в виде трех блоков-шестерок, каждый из которых состоит из последовательно включенных двух тиристоров выпрямителя и четырех приборов (два тиристора и два диода) инвертора. Охладитель – пластинчатый, собственной разработки и изготовления. Данный охладитель стал удачной альтернативой цельнометаллическому покупному 0153-150, использование которого для данной мощности не позволяло получить приемлемые габариты преобразователя.

Каждый блок-шестерка имеет индивидуальный вентилятор типа ВО-1 производительностью 0,2 м³/с (двигатель 0,13 кВт).

Исполнение на 300 А (двигатели до 160 кВт) весьма показательно с точки зрения достигнутого улучшения массогабаритных показателей. По сравнению с ПЧТ габариты и масса уменьшены более чем в два раза. Реальное сокращение площади для установки у заказчика получается еще более значительным, поскольку шкафы ПЧТ – двустороннего, а ПЧТ-1М – одностороннего обслуживания, причем сглаживающий дроссель в последнем случае встроен внутрь шкафа.

3. Преобразователи на номинальные токи 460 и 630 А выполняются двухшкафными, но также одностороннего обслуживания. Общие габариты преобразователя 1800×1200×600 мм. Правый шкаф – вентильная часть из двух блоков-троек выпрямителя и трех тиристорно-диодных блоков-четверок, представляющих собой фазу инвертора. В качестве тиристоров использованы Т143-800 с маленькими охладителями 0143-150. Применение одного общего вентилятора ВТ-4 производительностью 0,9 м³/с (двигатель 1,1 кВт) при удачно скомпонованной с точки зрения воздушного потока шахте позволяет обеспечить необходимую нагрузочную способность преобразователя (630 А) при меньшем количестве тиристоров и охладителей, чем в ПЧТ. В левом шкафу расположено дроссельно-конденсаторное оборудование, причем в качестве коммутирующих использованы разработанные для АИТ самовосстанавливающиеся конденсаторы типа КЖ.

4. Преобразователи на 800 А имеют исполнения на 380 и 660 В. В последнем случае появляется возможность управления асинхронными двигателями 630 и 800 кВт, разработка которых ведется Ленинградским филиалом КЭМ ВНИИэлектромаш. Применение данных преобразователей планируется для насосных агрегатов коммунального водоснабжения, для агрегатов собственных нужд ТЭС, в электроприводе компрессоров. В рамках серии разрабатывался также вариант преобразователя 800 А, 660 В с выходной частотой 200 Гц, предназначенный для управления высокооборотными электродвигателями холодильных машин. Силовая часть выполнена на специальных тиристорах Т453-800 с низкими зарядами восстановления, что позволяет обеспечить приемлемый уровень коммутационных перенапряжений при относительно небольшом объеме защитного дроссельного оборудования. Экспериментальные исследования показали, что нагрузочная способность таких блоков с охладителями 0153-150 и вентилятором ВТ-4 ограничивает номинальный выходной ток преобразователя на уровне 1000–1200 А.

При необходимости создания одномодульного преобразователя на больший ток следует переходить к использованию блоков с испарительным охлаждением. Экспериментальный образец преоб-

разователя на блоках-шестерках с тиристорами Т453-800 и тепловыми трубами обеспечил выходной ток на 1600 А (двигатель 1600 кВт, 660 В). При переходе к эквивалентным двенадцатифазным схемам с двумя преобразовательными модулями появляется возможность создания электропривода мощностью 3 МВт. Блок на тепловых трубах предполагает также возможность установки тиристоров Т173-1600.

В качестве отдельной разработки отмечаем преобразователь 630 А, 380 В, 100 Гц со степенью защиты шкафа IP54. Данный преобразователь имеет оригинальную систему управления и предназначен для использования в нагрузочных стендах испытания дизелей.

Серия ПЧТ-1М содержит три варианта системы регулирования.

1. Для массовых приводов с ограниченным диапазоном регулирования скорости (не более 1:10) и спокойной нагрузкой (насосы, вентилято-

ры, компрессоры) рекомендуется система, обеспечивающая регулирование с постоянством абсолютного скольжения двигателя.

2. Для широкодиапазонных приводов, в том числе реверсивных и динамичных, применяется замкнутая по частоте вращения система с широтно-импульсной модуляцией в зоне низких частот.

3. Для приводов, требующих регулирования скорости вверх от номинальной, рекомендуется система, аналогичная второй, но функционально-расширенная за счет реализации на верхних частотах режима ослабления поля.

На стадии освоения производства выполнен ряд мероприятий по повышению надежности преобразователей: внедрен стенд термотренировки ячеек управления, испытательная станция оснащена нагрузочными агрегатами различной мощности для обеспечения четырехчасовых режимных испытаний в номинальном режиме.

УДК 62-83-529:629.961

КОМПЛЕКТНЫЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДЫ ДЛЯ РОБОТОВ ТЕРМИЧЕСКОЙ РЕЗКИ

Е. Л. БРАГИЛЕВСКИЙ, А. В. ИВАНОВ, В. Б. ОРЛОВ

НПО "Электропривод"

Роботы термической резки (РТР) предназначены для вырезки деталей любой конфигурации из листового материала. РТР – это портальный или портално-коносольный механизм, оснащенный суппортами с лазерными, плазменными или газовыми резаками.

Серийное УЧПУ управляет работой электроприводов и технологией роботов.

Размеры разрезаемых листов колеблются от 2×2 м до 11×10 м и более.

Масса ходовой части роботов колеблется в зависимости от типа портала и ширины разрезаемого листа от 300 до 2500 кг.

Количество следящих электроприводов на таком роботе может быть от 2 до 12, в том числе управляемых УЧПУ от 2 до 5.

Особенностью электроприводов для таких роботов являются повышенное быстродействие, высокая точность ($\pm 0,5$ мм на длине 10 м), большие расстояния от шкафа управления и УЧПУ до исполнительных двигателей, двух-, трехсменная работа в условиях заготовительных цехов, наличие

в воздухе большого количества металлической пыли, а также наличие мощных помех, создаваемых осцилляторами плазменных источников питания.

Ошибка слежения замкнутых по положению следящих координатных приводов в режиме синусной заводки с частотой $f = 0,65$ Гц не должна превышать 0,11 мм. Мощность координатных электроприводов от 100 до 400 Вт.

Ошибка слежения замкнутых по положению приводов, обеспечивающих поддержание высоты резака над разрезаемым листом при отслеживании деформации листа с частотой $f = 0,05$ Гц, не должна превышать 0,5 мм. Мощность этих электроприводов от 30 до 100 Вт.

Для устранения перекоса портала при ширине коллеи портала 4, 8, 9 и 11 м организован электрический вал. Электрический вал в статике и динамике позволяет обеспечить отставание одного конца портала от другого не более чем на 0,5 мм.

Для этого перемещение портала осуществляется двумя электродвигателями, устанавливаемыми на каждом конце портала. Каждый двигатель питается от своего преобразователя. Эти электроприводы управляются от одинаковых программ раздельно по самостоятельным каналам УЧПУ.

Структурная схема электрического вала приведена на рис. 1. При включении робота контроль рассогласования (контроль перекоса концов портала) осуществляется с помощью дополнительных датчиков положения (у сельсинов) путем сравнения фаз выходных сигналов.

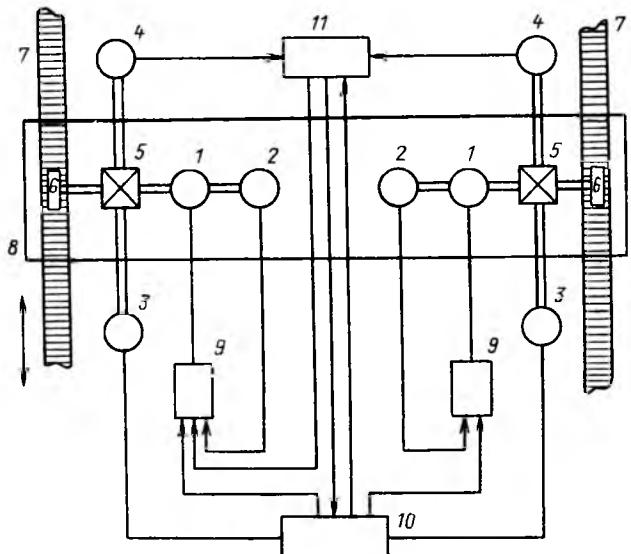


Рис. 1. Структурная схема электрического вала:
1 – приводные двигатели портала; 2 – тахогенераторы;
3 – датчики положения типа ВТМ1; 4 – дополнительные
датчики положения – сельсины; 5 – редукторы; 6 – привод-
ные шестерни; 7 – рейка; 8 – портал; 9 – преобразователи
для управления двигателями; 10 – УЧПУ; 11 – блок
контроля рассогласования

В случае наличия рассогласования управляющий сигнал с блока контроля рассогласования воздействует через преобразователь 9 на один из двигателей 1 и устраниет его. Этот же блок выдает сигнал в схему управления, разрешающий включение управления от УЧПУ. При возникновении недопустимого рассогласования выдается сигнал на прекращение работы роботов.

Взаимосвязанный с электроприводом продольной подачи электропривод поперечной подачи управляется от третьего канала УЧПУ.

При наличии на машине трехрезакового блока управление его электроприводами (поворот, смещение) осуществляется от четвертого канала УЧПУ.

Одновременно УЧПУ управляет и технологическими операциями.

Наибольшее применение для РТР получили УЧПУ 2Р32 и 2Р32М.

В качестве приводных двигателей портала и суппортов хорошо зарекомендовали себя двигатели ДПУ (г. Тбилиси) и тиристорные преобразователи ТИЕ (завод "Электроавтоматика", г. Ставрополь).

Особенностью этих электроприводов является то, что они имеют диапазон регулирования $D=10\,000$ и оснащены адаптивными регуляторами.

Наличие адаптивного регулятора в схеме управления позволяет отказаться от настройки приводов и обеспечивает нормированные переходные процессы с перерегулированием не более 5–10 %, несмотря на то, что для РТР могут применяться двигатели разной мощности и типа и их масса может меняться в широких пределах.

Для управления электроприводами подъема суппортов и поворота трехрезаковых блоков в РТР используются транзисторные преобразователи. Они обеспечивают номинальные токи до 5 А и пусковые до 20 А.

На рис. 2 приведена фотография стандартной кассеты управления конструкции БУК-Б четырех электроприводов. Размеры кассеты 482×265×285 мм.

Часто УЧПУ и шкаф управления электроприводами устанавливаются в отдельном помещении на расстоянии до 20–30 м от РТР. В этом случае более 150 сигналов по отдельным проводам идут к РТР и обратно.

В НИИэлектропривод разработан компактный узел связи (ячейка уплотнения каналов), позволяющий по двум проводам последовательно передавать и принимать 160 сигналов со скоростью 9600 бод. Время одного цикла передачи и приема не превышает 1 мс. В схеме предусмотрены защиты, позволяющие исключить передачу ложной информации и влияние помех.

Одна плата узла связи устанавливается в шкафу управления электроприводом, другая – на РТР.

Выбор координатных электродвигателей РТР обычно производят из различных соображений. Одним из главных критериев является минимальный радиус, воспроизводимый РТР с выбранным двигателем при моменте, равном максимальному пусковому моменту двигателя $M_{\text{п}}^{\text{м}}$, и при

$M_{\text{п}} = 4M_{\text{ном}}$. Воспроизводимый РТР радиус

$$R_{\text{п}} = \frac{v_p^2 [(J_{\text{д}} + J_{\text{доп}}) i^2 + G(D_0/2)^2]}{\left[M_{\text{н}} i - 9,81 \frac{GfD_0}{2\eta} \right] \frac{D_0}{2}}, \quad (1)$$

где v_p – скорость слежения, м/с; i – передаточное число; D_0 – диаметр начальной окружности выходной шестерни, м; f – коэффициент трения

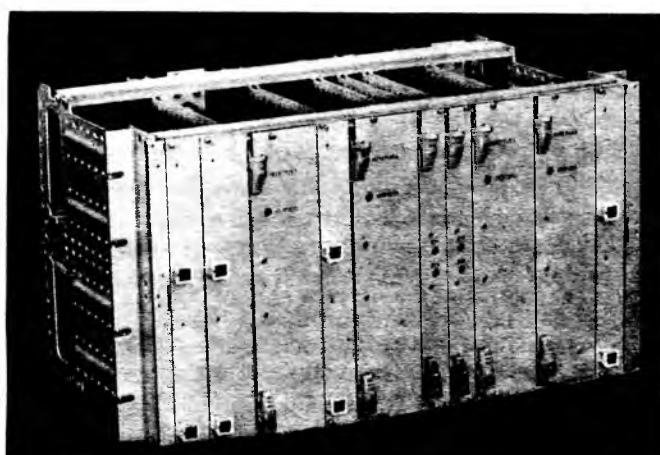


Рис. 2. Кассета управления тиристорных ЭИ

качения, $f=0,01$; η — КПД редуктора; J_d , $J_{\text{доп}}$ — моменты инерции двигателя и дополнительный.

В табл. 1 приведены результаты расчета радиуса, воспроизводимого РТР при различных электродвигателях.

Из табл. 1 видно, что современные электродвигатели теоретически позволяют воспроизводить сравнительно малые радиусы на больших скоростях. Практически, из-за неизвестности элементов механической части воспроизводить малые радиусы без существенных искажений не удается.

При равенстве добротностей следящих приводов подач контурную погрешность можно оценить по формуле

$$\Delta_k = R_0 \left[1 - \sqrt{1 + \left(\frac{v_p}{R_0 K_v} \right)^2} \right], \quad (2)$$

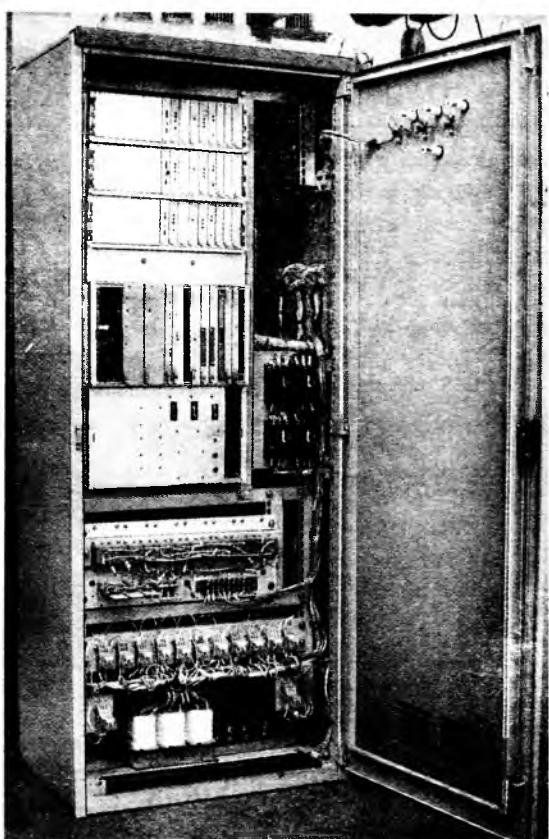
Таблица 1

Кратность пускового момента	Ско- рость слеже- ния, мм/мин	Воспроизводимый РТР радиус, мм				
		Тип двигателя				
		ДПУ127- 220	ДПУ127- 450	ДПУ160- 190	ДПУ200- 500	СЛ-661
$M = M_p$	1800	0,29	0,2	0,47	0,21	1,12
	6000	3,26	2,2	5,2	2,3	12,5
	10 000	9,1	6,14	14,5	6,42	34,9
$M = 4M_{\text{ном}}$	1800	0,7	0,45	1,16	0,5	0,95
	6000	7,7	5,0	12,9	5,5	10,6
	10 000	21,5	14	36	15,4	29,6

Таблица 2

Скорость резки, мм/мин	Контурная погрешность, мм				
	$K_v = 20 \text{ c}^{-1}$		$K_v = 40 \text{ c}^{-1}$		
	$R_0, \text{мм}$		$R_0, \text{мм}$		
	25,0	50	500	25	50
1800	0,06	—	—	—	—
2400	0,08	0,04	—	—	—
6000	0,5	0,25	0,025	0,25	0,06
10 000	1,4	0,69	0,07	—	—

Рис. 3. Шкаф управления привода ПКП-03



технические характеристики этих приводов даны в табл. 3.

Электропривод ПКП-022 выполнен в виде отдельно стоящего шкафа и предназначен для управления РТР, имеющего до четырех суппортов.

Электропривод ПКП-03 разработан по блочно-модульному принципу, что позволяет компоновать набор электрооборудования для управления РТР, имеющими от одного до восьми суппортов.

На рис. 3 приведена фотография шкафа управления ПКП-03.

УДК 621.313.13.024.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ХОЛЛА ДЛЯ БЕСКОНТАКТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В. Т. ИГУМЕНОВ, В. М. КОНСТАНТИНОВ
ВНИИМЭТ

В качестве датчика положения ротора бесконтактных двигателей постоянного тока (БДПТ) широко используются преобразователи Холла индикаторные (ПХИ). Номенклатура ПХИ зару-

бежных фирм включает около двух десятков типов преобразователей, удовлетворяющих по своим параметрам практически всем возможным вариантам исполнения БДПТ¹.

Классификация ПХИ и их параметры в основном определяются материалом чувствительного элемента, типом корпуса и габаритными размерами, конструктивными и технологическими особенностями, в частности, наличием концентратора магнитного потока и методом изготовления чувствительного элемента. Для изготовления ПХИ в большинстве случаев используются тонкие пленки InSb и GaAs, полученные методами эпитаксиальной технологии или ионной имплантации (для GaAs). Габаритные и присоединительные размеры определяются конструкцией БДПТ и методом сборки печатных плат. Технологические особенности изготовления пленок InSb позволяют делать ПХИ с концентраторами магнитного потока, увеличивающими уровень выходного сигнала в 3–4 раза. Такие ПХИ имеют уровень удельной магнитной чувствительности по току K_B порядка 150–1500 В/(А·Т) при достаточно низком сопротивлении. Преобразователи на основе GaAs характеризуются хорошей температурной стабильностью

¹ Бесконтактные двигатели постоянного тока для звукот- и видеоаппаратуры / В. А. Маркелов, А. М. Петров и др. // Обзоры по электронной технике. Сер. 6. Материалы, 1987. Вып. 5 (1288).

Таблица 1

Наименование параметра, характеристика	ПХИ611	ИМ203А-2	ПХИ01	ПХИ313
Материал пленки	InSb	InSb	InSb	GaAs
Габариты и материал корпуса, мм	2,7×2,7×1,7	2,8×2,4×1,7 Эпоксидный компаунд	2,8×4,1×1,6	2,9×1,5×1,0 Пластмассовый
Характеристика выводов	Шаг 2 мм, двухрядные С концентратором	Шаг 0,9 мм, однорядные Без концентратора	Ленточные медные толщиной 0,1–0,15 мм	Шаг 2 мм, двухрядные Без концентратора
Наличие концентратора				
Электрические параметры:				
удельная магнитная чувствительность, В/(А·Т)		> 1000	> 350	> 150
входное сопротивление, Ом	< 700	250–650		600–1200
температурные коэффициенты чувствительности, сопротивления, %/xC	~ 1,5			0,1
ме производства	Серийное		Опытное	Серийное

Условное обозначение типа	Сопротивление входное, Ом	Удельная чувствительность K_B , В/(А·Т)		Температурный коэффициент K_B , %/ $^{\circ}$ С
		без концентратора	с концентратором	
А	30–150	40–120	120–350	0,3–0,6
Б	70–200	80–250	200–1000	1,5
В	120–800	200–500		0,3–1,5
Г	350–1000	180–300		0,5

параметров (0,05–0,5 %/ $^{\circ}$ С), удовлетворительной чувствительностью ($K_B = 50 \div 250$ В/(А·Т)) при сопротивлении 200–1200 Ом.

Производственное объединение "Гранат" разрабатывает и поставляет ПХИ как на основе InSb, так и на GaAs. Основные данные о выпускаемых ПХИ представлены в табл. 1. Планируется освоение производства преобразователей ИМ201 в пластмассовом корпусе 2,8×2,4×2,0 мм с электрофизическими параметрами, соответствующими ПХИ611. В стадии разработки находятся ПХИ с керамическим основанием, аналоги ПХИ01 и ИМ203А-2 в пластмассовом корпусе и др. Кроме указанных в табл. 1, могут изготавливаться ПХИ с параметрами, указанными в табл. 2. Сопротивление выхода ПХИ по желанию заказчика может иметь значение $R_{\text{вых}} = (0,3 \div 3)R_{\text{вх}}$. Минимальный

размер чувствительной области около 20 мкм.

Вопрос организации производства решается в зависимости от объема заказов: опытное производ-

ство при объеме до 20–50 тыс. шт., более 50–100 тыс. шт. в год — серийное.

В БДПТ преобразователи Холла также могут выполнять роль чувствительного элемента — таходатчика, но для этих целей предпочтительнее использовать магниторезисторы (МР). Экспериментальные дискретные магниторезисторы из InSb с магнитомягкими обкладками в поле 0,1 Т обеспечивают увеличение сопротивления в 2,4–4,5 раза в зависимости от уровня легирования пленок InSb. Габариты таких МР составляют 1,5×1,5×1,3 мм. Изготавливаются также дифференциальные и многоэлементные МР, кольцевые магниторезистивные платы для датчиков угла поворота. Кроме указанных применений гальваномагнитных приборов в БДПТ перспективным является их использование в качестве датчиков тока.

Дополнительную информацию Вы можете получить по телефону 4-37-94 (г. Калуга, код. 084-22).

ВНИМАНИЕ!

Если Вы не успели подписатьсь на наш журнал на II полугодие 1993 г. и согласны получать журнал в редакции по адресу: Москва, Зоологическая ул. (метро Баррикадная), д. 11, 2-й этаж, комн. 212, тел. 254-11-52, Вам необходимо перевести деньги (стоимость одного номера 100 руб.) Энергоатомиздату на р/с 362101 в Москворецком отделении ПСБ филиале МИБ, МФО 201133, код банка 9201137, индекс банка 113184, а копию платежной квитанции представить в редакцию. Деньги должны быть переведены не позже, чем за месяц до выхода журнала (например, в начале августа за № 9 и т. д.)

Так же можно подписатьсь и на I полугодие 1994 г., избежав высоких почтовых расходов. Стоимость номера журнала "Электротехника" в I полугодии 1994 г. 1000 руб.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ

УДК 621.313.001.24:621.039.562

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА ЭКРАНИРОВАННОЙ ИНДУКТОРНОЙ МАШИНЫ

А. Ю. СМИРНОВ, канд. техн. наук

Простота конструкции и высокая надежность обусловили широкое распространение индукторных машин в качестве силовых и исполнительных двигателей в различных системах автоматики и телемеханики, а также в частотном приводе.

Двигатели указанного типа применяются, в частности, в ответственных механизмах химического и энергетического машиностроения, характеризующихся воздействием давления, высоких температур и агрессивной среды. Для предохранения изоляции обмоток от разрушения в расточку статора устанавливается герметизирующая труба, выполненная из немагнитного материала, с магнитомягкими вставками в местах примыкания к полюсам [1]. Эта труба позволяет многократно повысить надежность машины, однако токи, наводимые в ней, экранируют рабочий поток, что влияет на развиваемый электромагнитный момент.

Количественно определить электромагнитный момент экранированной индукторной машины (ЭИМ) позволяет численный расчет по полной математической модели [2]. Экран в ней представлен короткозамкнутой обмоткой, контуры которой пространственно совпадают с фазами обмотки якоря. Модель позволяет рассчитать момент с учетом влияния токов экрана в переходных режимах работы, в частности, в шаговом. При определенной скорости отработки шагов, определяемой частотой собственных колебаний ротора и нагрузки [3], происходит поглощение приводом вынужденных колебаний, сопровождающих движение ротора. Оно становится равномерным, из-за чего шаговый привод ничем не отличается от обычного синхронного. Работа ЭИМ в этом режиме может быть описана простыми уравнениями, имеющими аналитическое решение и поэтому удобными для инженерных расчетов.

Полагаем, что магнитная цепь машины линейна. Магнитная цепь ненасыщенных машин, а также магнитоэлектрических машин с высококоэрцитивными постоянными магнитами достаточно линейна. В остальных вариантах осуществляется

линеаризация магнитной цепи. При переходе к линеаризованной модели динамические индуктивности заменяются эквивалентными статическими [4].

Принятое допущение позволяет рассматривать независимо друг от друга процессы образования синхронных и асинхронных моментов.

Основная часть мощности, преобразуемой в синхронном режиме, связана с наличием потока возбуждения. При этом развивается электромагнитный момент, который с учетом активного сопротивления фазы обмотки якоря R составит [5]

$$M_c = \frac{1}{\Omega} \frac{m U E}{2} \frac{X_d \sin \theta + R \cos \theta}{X_d X_q + R^2}, \quad (1)$$

где Ω — угловая скорость вращения ротора; m — число фаз якорной обмотки; U — напряжение; E — ЭДС фазы; X_d и X_q — индуктивное сопротивление фазы по продольной и поперечной осям, соответственно; θ — угол нагрузки.

Используя уравнения модели, записанные в осях d , q для установившегося режима синхронной машины [6], можно показать, что влияние экрана на электромагнитный момент (1) проявляется в уменьшении ЭДС вращения на некоторую величину ΔE

$$E_{\text{э}} = E - \Delta E. \quad (2)$$

Эта составляющая пропорциональна коэффициенту взаимоиндукции между фазой обмотки якоря и короткозамкнутым контуром экрана $L_{\text{я.э}}$, занимающим то же пространственное положение, что и соответствующая фаза якорной обмотки

$$\Delta E = \omega L_{\text{я.э}} I_{\text{k}}, \quad (3)$$

где ω — угловая частота сети; I_{k} — амплитуда тока, наведенного в короткозамкнутом контуре экрана.

Коэффициент взаимоиндукции $L_{\text{я.э}}$ нетрудно определить, если учесть, что фазу обмотки якоря и занимающий то же пространственное положение короткозамкнутый контур экрана пронизывает один и тот же поток возбуждения [2]. С учетом соотношения чисел витков указанных контуров получим:

$$L_{\text{я.э}} = \frac{L_{\text{а.в}}}{w_{\phi}} = \frac{1}{2w_{\phi}} (L_{ad} - L_{aq}), \quad (4)$$

где $L_{\text{а.в}}$ — амплитуда взаимной индуктивности

между фазой обмотки якоря и обмоткой возбуждения; w_{ϕ} — число витков фазы якорной обмотки; L_{ad} и L_{aq} — главные индуктивности фазы обмотки якоря по продольной и поперечной осям соответственно.

Пренебрегая ЭДС вращения, вызванной изменением собственной индуктивности короткозамкнутого контура, и его активным сопротивлением, амплитуду наведенного в нем тока можно определить следующим образом:

$$I_k = \frac{2wL}{L_{ad} + L_{aq}} I_o, \quad (5)$$

где I_o — ток обмотки возбуждения.

Подставив (4) и (5) в (3), получим:

$$\Delta E = \omega \frac{L_{a.v}^2}{L_{ad} - L_{a.v}} I_o. \quad (6)$$

Введем коэффициент экранирования

$$K_e = 1 - \frac{L_{a.v}}{L_{ad} - L_{a.v}} = 1 - \frac{L_{var}}{L_{const}}, \quad (7)$$

где L_{var} — переменная, а L_{const} — постоянная составляющие индуктивности фазы соответственно.

Из (7) следует, что наибольшее снижение наведенной ЭДС вращения и уменьшение в результате этого вращающего электромагнитного момента ЭИМ в синхронном режиме пропорционально отношению постоянной и переменной составляющих

$$E_e = K_e \omega L_{a.v} K_{ob} I_o = K_e E, \quad (8)$$

где K_{ob} — обмоточный коэффициент.

Подставив (8) в (1), найдем, что в ЭИМ преобразуется K_e -я часть мощности, обусловленной наличием потока возбуждения, развиваемой в индукторной машине без экрана.

Выделение энергии на активном сопротивлении короткозамкнутых контуров экрана сопровождается возникновением асинхронных моментов, обусловленных взаимодействием высших пространственно-временных гармоник полей, созданных якорной обмоткой, с полями наведенных в экране токов. При этом якорную обмотку следует рассматривать как первичный, а экран — как вторичный контур асинхронной индукторной машины. Для составляющей электромагнитного момента,

обусловленной действием гармоники МДС, созданной ν -й гармоникой напряжения якорной обмотки, можно записать [7]:

$$M_{\nu.a.v} = \frac{m z U_{\nu}^2 R_2' \sigma_{\nu}}{\nu \omega s_{\nu} (R_{\parallel \nu}^2 + x_{\parallel \nu}^2)}, \quad (9)$$

где z — число зубцов ротора.

Величины R_2' , σ_{ν} , s_{ν} , $R_{\parallel \nu}$ и $x_{\parallel \nu}$ можно определить по упрощенным выражениям.

Активное сопротивление вторичного контура, приведенное к первичному

$$R_2' = 4 \left[\sin \frac{\nu \pi}{2m} \right]^2 \left[\frac{L_{ad} + L_{aq}}{L_{a.v} w_{\phi}} \right]^2 R_c, \quad (10)$$

где R_c — активное сопротивление стержня экрана, в качестве которого следует рассматривать участок, заключенный между двумя соседними магнитомягкими вставками [2].

Поправочный коэффициент, учитывающий изменение тока во вторичном контуре под влиянием падения напряжения на активном сопротивлении якоря и его индуктивном сопротивлении рассеяния,

$$\sigma_{\nu}^2 = \left[1 + \frac{2 L_{\sigma a}}{m L_{ad}} \right]^2 + \left[\frac{2 R}{m \nu \omega L_{ad}} \right]^2, \quad (11)$$

где $L_{\sigma a}$ — индуктивность рассеяния обмотки якоря.

Скольжение ν -й гармонической относительно ротора, вращающегося синхронно с частотой первой гармоник,

$$s_{\nu} = 1 \pm \frac{1}{\nu}. \quad (12)$$

В (12) нужно подставить знак "−", если направление вращения ν -й гармонической совпадает с направлением вращения ротора, или знак "+", если ν -я гармоническая вращается в противоположную сторону.

Активные и индуктивные сопротивления Г-образной схемы замещения цепей фазы якорной обмотки — короткозамкнутый контур экрана

$$R_{\parallel \nu} = R + \frac{R_2'}{\sigma_{\nu}^2 s_{\nu}}, \quad (13)$$

$$x_{\parallel \nu} = \frac{2 R^2}{m \nu \omega L_{ad}} + \nu \omega \left[L_{\sigma a} \left(1 + \frac{2 L_{\sigma a}}{m L_{ad}} \right) + \right]$$

$$+ L_{\sigma 2} \left(\frac{L_{ad} + L_{aq}}{L_{a \cdot b \cdot \phi}} \right)^2 \sigma_{\nu}^2 \right], \quad (14)$$

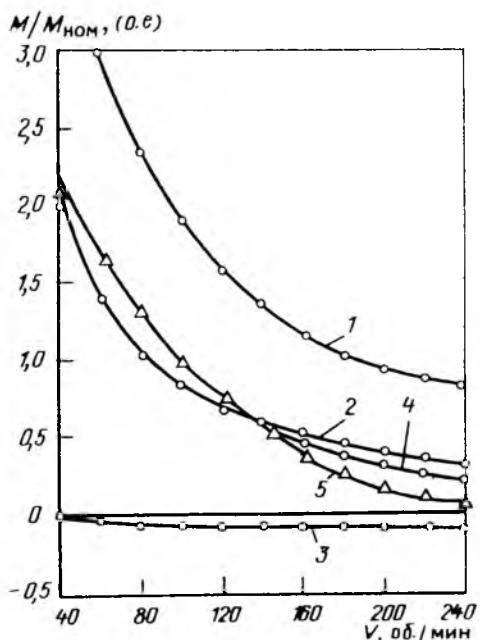
где $L_{\sigma 2}$ – индуктивность рассеяния фазы вторичного контура, численно равная проводимости двух немагнитных промежутков между соседними магнитомягкими вставками экрана.

В результате воздействия асинхронных моментов на вал ЭИМ в установившемся синхронном режиме развивается момент, равный сумме моментов от действия всех гармоник переменного напряжения, создающих врачающиеся поля. В частности, в двухфазной машине врачающиеся поля создают все нечетные гармоники. При расчете по первым N нечетным гармоникам асинхронные моменты, передаваемые на вал машины, составят:

$$M_a = \sum_{\nu=2}^{N-1} (1 - s_{\nu}) M_{\text{Эар}\nu}, \quad n = 1, 2, \dots, N. \quad (15)$$

Гармоники, поля которых врачаются в противоположном по отношению к ротору направлении, создают отрицательные составляющие моменты на валу, что соответствует тормозному режиму. Поля остальных гармоник обеспечивают преобразование энергии в двигательном режиме.

Без учета механических и добавочных потерь момент,ываемый на валу двигателя ЭИМ в двигательном режиме, равен сумме синхронной и асинхронной составляющих:



Предельные механические характеристики индукторной машины и их составляющие:

○ – расчет; Δ – эксперимент

$$M_{\text{ЭИМ}} = M_c + M_a. \quad (16)$$

На рисунке представлены предельные механические характеристики наиболее распространенного типа ЭИМ – индукторной с самовозбуждением, рассчитанные на персональной ЭВМ. Обмотка возбуждения и двухфазная якорная обмотка образованы совокупностью катушек четырехфазной обмотки, питаемой однополярными импульсами от источника напряжения [3]. Кривая 1 рассчитана по выражению (1). Она показывает значения предельного момента, который развивала бы в частотном приводе индукторная машина обычного (неэкранированного) исполнения. В результате экранирования потока возбуждения уменьшается ЭДС вращения, наведенная в обмотке якоря, учитываемая по формуле (8), и снижается развиваемый момент до значений, показанных кривой 2.

Из расчета следует, что при прямоугольной форме импульсов напряжения питания суммарный асинхронный момент (кривая 3) является тормозным. Результирующая расчетная характеристика (кривая 4) достаточно хорошо для инженерных расчетов согласуется с экспериментальной (кривая 5). Имеющееся расхождение расчетных и экспериментальных результатов обусловлено главным образом нелинейностью индуктивных параметров. В расчетной модели они определялись по линеаризованной кривой намагничивания.

Следует отметить, что в варианте, характеристики которого показаны на рисунке, значения асинхронных моментов невелики. Вследствие этого результирующая расчетная характеристика (кривая 4) почти совпадает с кривой 2, рассчитанной без учета асинхронных моментов. Однако при питании обмотки более короткими импульсами, составляющими меньшую часть периода коммутации, эти моменты возрастают. При длительности импульсов прямоугольной формы, составляющей менее 1/4 длительности цикла коммутации, они увеличиваются и составляют до 10–15 % синхронного. Расчеты показывают, что режим питания более короткими импульсами повышенного напряжения позволяет при незначительном снижении предельного механического момента в 2–2,5 раза повысить КПД машины в результате значительно-го снижения потерь на возбуждение.

Предложенный аналитический метод расчета электромагнитного момента индукторной машины с учетом влияния вихревых токов, наведенных в герметизирующем экране, весьма прост и некритичен к возможностям применяемых средств вычислительной техники. Его применение может послужить необходимым расчетным обоснованием для более широкого внедрения экранированных индукторных машин в различных областях техники там, где предъявляются максимальные требования к надежности и ресурсу механизма при жестких условиях эксплуатации.

Список литературы

1. Расчет статической характеристики силовых герметичных шаговых двигателей с реактивным ротором / Е. Г. Титов, С. Д. Истомин, А. Ю. Смирнов, С. Л. Шашкин // Электротехническая промышленность. Сер. Электрические машины. 1982. Вып. 11 (144).

2. Смирнов А. Ю., Болнов В. А., Шапкин С. Л. Математическая модель экранированного шагового двигателя // Электротехника. 1985. № 11.

3. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под ред. М. Г. Чиликина. М.: Энергия, 1971.

4. Иванов-Смоленский А. В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. М.: Высшая школа, 1989.

5. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.

6. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 1987.

7. Каасик П. Ю., Блинов И. В. Асинхронные индукторные микродвигатели устройств автоматики. Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982.

Поступила 15.12.92

УДК 621.313.3.013.001.24

ВЫБОР МЕТОДА РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КИП

А. Н. НОВОЖИЛОВ, канд. техн. наук,
В. И. ПОЛИЩУК, инж.

В [1] изложены теоретические основы построения защит электродвигателей (ЭД) от витковых замыканий в обмотке статора на встраиваемом в ЭД кольцевом измерительном преобразователе (КИП).

В [2] показано, что параметры КИП целесообразно определять по его потокосцеплению. Для этого ЭД с КИП разворачиваются в тангенциальном направлении и решается классическая задача [3] о нахождении распределения магнитного поля бесконечного проводника (КИП) в ферромагнитном канале (развернутая торцевая зона ЭД). Метод расчета поля зависит от определяемого параметра КИП и принимаемых допущений. К рассчитываемым параметрам КИП относем индуктивное сопротивление и гармонические ЭДС, вызванные токами в статоре и роторе, а также изменением магнитных свойств различных ферромагнитных элементов торцевой зоны в зависимости от режима работы ЭД и наличием вентиляционных каналов.

Возможностям методов расчета поля при определении параметров КИП и посвящена статья.

На рис. 1 схематично показаны элементы торцевой зоны ЭД, где 1, 2 – вентиляционные каналы; 3 – воздушный зазор между статором и ротором; 4 – подшипниковый узел; диффузор воздухозаборника и вентилятор; 5, 6 – ферромагнитные выступы и скругления подшипникового щита; 7, 8 – обмотки статора и ротора; 9 – КИП.

При расчете индуктивного сопротивления и гармонических ЭДС КИП, наводимых гармониками токов статора и ротора в [2], индукция магнитного поля и потокосцепления определялись из уравнения Пуассона

$$\frac{\partial^2 A_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 A_x}{\partial z^2} = -\mu_0 j_x ;$$

$$B_y = \frac{\partial A_x}{\partial z} ; \quad B_z = \frac{\partial A_x}{\partial y} , \quad (1)$$

где μ_0 – относительная магнитная проницаемость; j_x – плотность тока I_x в КИП (в расчетах удобно принимать равной единице); A_x – тангенциальная составляющая векторного магнитного потенциала от I_x в КИП; x, y, z – координаты; B_y, B_z – радиальная и аксиальная составляющие индукции магнитного поля.

Уравнение решалось по методу Г. А. Гринберга [3]. Считалось, что канал призматический со сплошными ферромагнитными стенками, у которых магнитная проницаемость равна бесконечности. Размеры расчетной зоны ограничены железом сердечников статора и ротора, валом, корпусом ЭД и его торцевым (подшипниковым) щитом. Таким образом, не принимаются в расчет ферромагнитные выступы 4, 6 и воздушные промежутки 1–3.

Такие допущения вносят дополнительные погрешности в определение B_y, B_z и не позволяют рассчитывать гармонические ЭДС, вызываемые

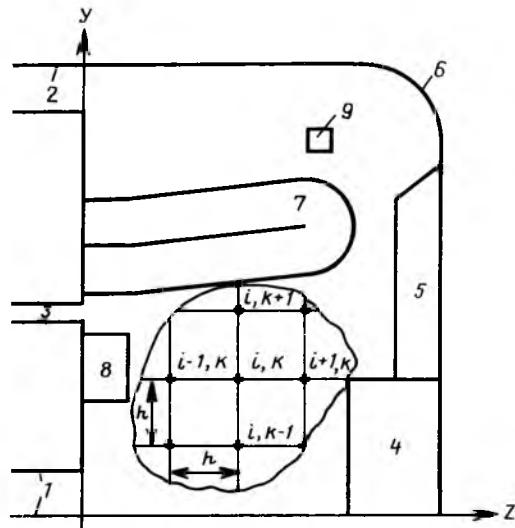


Рис. 1. Элементы торцевой зоны ЭД

изменением магнитных свойств элементов торцевой зоны.

Влияние элементов 1–6 торцевой зоны можно учесть с помощью метода конечных разностей (метод сеток). В этом методе расчетная область разбивается на прямоугольную сетку с шагом h (рис. 1). Слагаемые уравнения Пуассона для i, k -го узла представляются как

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 A_x}{\partial y^2} &\approx \frac{A_{x(i,k+1)} - 2A_{x(i,k)} + A_{x(i,k-1)}}{h^2}; \\ \frac{\partial^2 A_x}{\partial z^2} &\approx \frac{A_{x(i+1,k)} - 2A_{x(i,k)} + A_{x(i-1,k)}}{h^2}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Если ток проводника КИП сходится в узле i, k , то

$$\begin{aligned} A_{x(i,k)} = & \frac{1}{4} (A_{x(i+1,k)} + A_{x(i-1,k)} + \\ & + A_{x(i,k+1)} + A_{x(i,k-1)} + \mu_0 h^2 j_x). \end{aligned} \quad (3)$$

Если тока в узле i, k нет, то

$$\begin{aligned} A_{x(i,k)} = & \frac{1}{4} (A_{x(i+1,k)} + A_{x(i-1,k)} + \\ & + A_{x(i,k+1)} + A_{x(i,k-1)}). \end{aligned}$$

Уравнения (2), (3) составляются для каждого узла расчетной зоны. В полученной системе задают известные значения A_x (граничные условия). Совместное решение этой системы уравнений позволяет получить значение векторного магнитного потенциала в каждом узле расчетной зоны. Тогда в точке i, k с учетом (1)

$$\begin{aligned} B_{y(i,k)} &\approx \frac{A_{x(i+1,k)} - A_{x(i,k)}}{h}; \\ B_{z(i,k)} &\approx \frac{A_{x(i,k+1)} - A_{x(i,k)}}{h}. \end{aligned}$$

Решать систему уравнений (2), (3) можно, например, методом Гаусса с использованием ЭВМ. Однако для этого требуется значительный объем ее памяти. В результате приходится ограничивать число узлов сетки и аппроксимировать результаты расчетов. Это, естественно, приводит к повышению погрешности.

Часто эту систему решают на ЭВМ по методу итераций, который резко увеличивает время счета. Его можно уменьшить, если увеличить погрешность результата. Следовательно, учет изменения магнитной проницаемости ферромагнитных элементов, в частности, торцевых листов железа ста-

тора и ротора, при расчете ЭДС КИП практически затруднен, а иногда просто невозможен.

Определить гармонические ЭДС КИП, вызываемые изменением магнитной проницаемости торцевых листов, сердечников статора и ротора можно с помощью метода зеркальных отражений. В нем ферромагнитные поверхности заменяются отражениями тока [4]. Значение i, k -го отраженного тока

$$I_{x(i,k)} = I_x \frac{\mu_c - 1}{\mu_c + 1},$$

где μ_c — магнитная проницаемость стали, рассчитываемая по кривым $B = f(H)$ в зависимости от режима работы ЭД и времени.

Расчет поля проводника, располагающегося между параллельными ферромагнитными поверхностями, учитывается бесконечным числом отражений [4]. В реальных условиях в связи с конечной величиной μ_c их число следует ограничить десятью.

В соответствии с законом Био-Саварра-Лапласа для k , i -го проводника с $I_x = 1$ А индукция магнитного поля, рассчитываемого в плоскости, перпендикулярной проводнику и проходящей через его середину [4], определяется как

$$\begin{aligned} B_{y(i,k)} &= \frac{\mu_0 |z - z_{i,k}|}{2\pi b_{x(i,k)}} \frac{C_x}{d_{x(i,k)}}; \\ B_{z(i,k)} &= \frac{\mu_0 |y - y_{i,k}|}{2\pi b_{x(i,k)}} \frac{C_x}{d_{x(i,k)}}, \end{aligned}$$

где $y_{i,k}$, $z_{i,k}$ — координаты i, k -го отражения проводника КИП; y, z — координаты точки, в которой определяются B_y и B_z ; C_x — половина длины витка КИП (развертки машины);

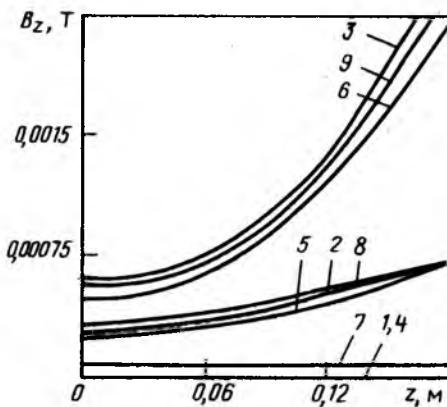


Рис. 2. Распределение B_z в призматическом ферромагнитном канале для $y=0$ (кривые 1, 4, 7); 0,04 м (кривые 5, 2, 8) и 0,12 м (кривые 3, 6, 9)

$$B_{x(i,k)} = \sqrt{(y_{i,k} - y)^2 + (z_{i,k} - z)^2};$$

$$d_{x(i,k)} = \sqrt{C_x^2 + b_{x(i,k)}^2}.$$

Тогда в точке с координатами y и z

$$B_y = \sum_i \sum_k B_{y(i,k)}; \quad B_z = \sum_i \sum_k B_{z(i,k)}.$$

При использовании метода необходимо учитывать следующее. Размеры расчетной зоны ограничены координатными осями (рис. 1) и координатами проводника КИП. Не учитывается влияние элементов 1–6. При расчете B_y пренебрегают поверхностью подшипникового щита, а B_z – корпусом ЭД.

Рассмотренные методы апробировались на решении упомянутой классической задачи [3]. Результаты расчетов $B_z = f(z)$ приведены на рис. 2, где кривые 1–3, 4–6 и 7–9 получены соответственно по методу Г. А. Гринберга, сеток и зеркальных отражений для $y = 0; 0,04$ и $0,12$ м. Анализ результатов расчета B_z показывает, что они различаются не более чем на 30 % в самом неблагоприятном случае. Это доказывает их взаимозаменяемость и возможность при определении параметров КИП с достаточной точностью использовать тот метод, который более других подходит для решения конкретной задачи.

Выводы

1. Выбор метода расчета магнитного поля в торцевой зоне ЭД зависит от определяемого параметра кольцевого измерительного преобразователя.

2. Результаты расчета полей по методу Гринберга Г. А., сеток и зеркальных отражений при решении однотипной задачи различаются не более чем на 30 %.

Список литературы

- Клецель М. Я., Новожилов А. Н., Поляков В. Е. Защита двигателей от витковых замыканий на кольцевом преобразователе // Изв. вузов. Электромеханика. 1986. № 3. С. 118–125.
- Новожилов А. Н. Расчет параметров кольцевого измерительного преобразователя // Изв. вузов. Электромеханика. 1990, № 11.
- Гринберг Г. А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. М.: Изд-во АН СССР, 1948.
- Туровский Я. Электромагнитные расчеты элементов электрических машин. М.: Энергоатомиздат, 1986.

Поступила 07.08.92

УДК 621.313.3.043.3.001.4

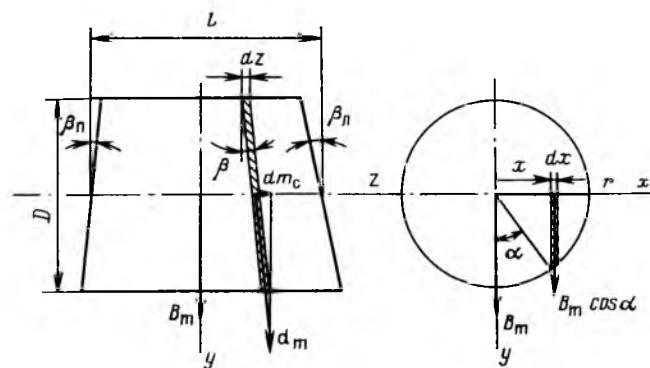
КОСВЕННОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ КАЧЕСТВА ШИХТОВКИ РОТОРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

С. А. ВОЛОХОВ, канд. техн. наук

В практике электромашиностроения уделяют большое внимание качеству изготовления роторов, так как от него зависят многие параметры электрических машин, в первую очередь их надежность и долговечность. В этом плане развитие методов контроля качества имеет практическое значение.

Сердечники роторов электрических машин, как правило, изготавливают из листов электротехнической стали. Разность толщин в отдельных точках одного листа (разнотолщинность) электротехнической стали достигает 8 % [1], что затрудняет получение однородной шихтовки и приводит, в частности, к наклонному расположению жестей относительно оси вращения. Дополнительно наклон жестей усугубляется наличием заусенцев на шихтуемых листах, нарушением технологии штамповки, технологическими допусками при шихтовке, перекосе рабочих плоскостей прессов или неодинаковой затяжкой шпилек, стягивающих пакеты жестей. Таким образом, однородность шихтовки пакетов роторов является одним из показателей качества его изготовления.

Назовем собственной деформацией ротора отклонение геометрии железа ротора от идеальной цилиндрической формы, не зависящее от электромагнитных нагрузок машины, которое изображено на рисунке. При наличии такой деформации магнитные моменты отдельных жестей от намагниченности основным потоком электрической машины будут иметь направление, несколько отличное от радиального. Благодаря этому по оси вращения ротора z магнитный момент будет иметь составляющую. Известно, что магнитный момент элементарного участка намагниченного ферромагнетика [2]



$$dm = Jdv \approx \frac{\bar{B}}{\mu_0} ds dl,$$

где J — намагниченность, А/м; \bar{B} — магнитная индукция, Т; ds — элемент площади, перпендикулярный направлению индукции B , м²; dl — элемент длины в направлении индукции B , м.

Тогда магнитный момент участка ротора (одна жесть) по длине электрической машины с числом полюсов $2p = 2$ при направлении индукции по оси y , как изображено на рисунке, и распределении индукции по окружности ротора по закону $B = B_m \cos \alpha$

$$dm = 4 \int_0^r \frac{B}{\mu_0} y dx dz = \frac{2}{3} \frac{B}{\mu_0} D^2 dz. \quad (1)$$

Магнитный момент по оси вращения от элементарного участка (одна жесть) по длине ротора

$$dmc = dm \sin \beta(z), \quad (2)$$

где $\beta(z)$ — угол наклона жести к оси y , который изменяется по длине машины, являясь функцией координаты z расположения участка.

Подставив в (2) dm из (1), получим:

$$dmc = \frac{2}{3} \frac{B}{\mu_0} D^2 dz \sin \beta(z). \quad (3)$$

При представлении внешнего магнитного поля от осевой намагниченности ротора в виде дипольно-квадрупольной модели [3], от элементарного магнитного момента собственной деформации dmc получим следующие напряженности магнитного поля на расстоянии R от центра ротора по оси z :

дипольная составляющая

$$dH_d = \frac{dmc}{2\pi R^3};$$

квадрупольная составляющая

$$dH_k = \frac{3z_m dmc}{2\pi R^4},$$

где z_m — расстояние от центра системы координат до точки приложения магнитного момента dmc .

Внешнее магнитное поле по оси вращения будет равно сумме полей от элементарных участков по длине ротора. Считая, что по длине ротора значение магнитной индукции B_m остается неизменным, с учетом (3) получаем:

$$H_d = \frac{k B_m D^2 l}{3 \mu_0 \pi R^3} C_1 \text{ где } C_1 = \frac{1}{l} \int_{-l/2}^{+l/2} \sin \beta(z) dz. \quad (4)$$

$$H_k = \frac{k B_m D^2 l^2}{4 \mu_0 \pi R^4} C_2, \text{ где}$$

$$C_2 = \frac{4}{l^2} \int_{-l/2}^{+l/2} z_m \sin \beta(z) dz. \quad (5)$$

Анализ выражений (4) и (5) показывает, что при одинаковом наклоне жестей ротора в одну сторону по всей длине $C_1 = \sin \beta$; $C_2 = 0$, при противоположном одинаковом наклоне жестей справа и слева от центра $C_1 = 0$ и $C_2 = \sin \beta$. Это определяет физический смысл постоянных C_1 и C_2 , особенно, если учесть, что при малых значениях углов $\sin \beta = \beta$: C_1 представляет собой усредненный по длине ротора угол наклона жестей к оси z ; C_2 — усредненный угол двустороннего наклона жестей к оси z справа и слева от центра ротора.

Частота магнитного поля по оси ротора, создаваемого магнитным моментом m_c , определяется скоростью вращения основного магнитного потока относительно собственной деформации ротора, т. е. относительно связанный с ротором системы координат, и в общем случае равна $f_c = |\dot{f}_1 - \dot{f}_2|$, где \dot{f}_1 — частота вращения поля статора; \dot{f}_2 — частота вращения ротора. Таким образом, для асинхронных двигателей $f_c = \dot{f}_1(1-s) = f_s$, что соответствует возникновению по оси вращения ротора поля частоты скольжения. Для машин постоянного тока $f_c = f_2$, т. е. частота магнитного поля по оси вращения якоря равна частоте его вращения. Для синхронных машин $f_c = 0$, так как при синхронной скорости $\dot{f}_1 = \dot{f}_2$. Это соответствует возникновению по оси вращения ротора постоянного магнитного поля.

Экспериментальное подтверждение изложенных положений выполнено на макете, состоящем из шихтованного статора с однофазной обмоткой и шихтованного ротора без обмотки. Изменение угла наклона жестей ротора к оси вала осуществлялось с помощью набора текстолитовых нажимных шайб и прокладок с соответствующим уклоном, позволяющим изменять угол β в пределах от 0 до 5°. Питание обмотки статора осуществлялось как постоянным, так и переменным током ($f = 50$ Гц) с целью имитации роторов различных машин. Существенных отличий в результатах, полученных при питании постоянным и переменным током не наблюдалось, что указывает на практически одинаковый коэффициент экранирования осевого поля ротора железом статора макета при разных частотах.

Значение магнитной индукции в зазоре определялось по измерениям магнитного потока с помощью измерительного витка с диаметральным шагом, расположенного на роторе.

Технические данные макета: воздушный зазор $\delta = 17$ мм, ток обмотки возбуждения 4А, индукция в зазоре $B_m = 6 \cdot 10^{-2}$ Т; наружный диаметр статора — 368 мм; диаметр ротора — 176 мм; длина пакета ротора 75 мм.

Измерения внешнего магнитного поля при постоянном токе проводились магнитометром (типа ТМ-75А), при переменном токе — милливольтметром с индукционными датчиками. В обоих случаях использовалась система из двух измерительных датчиков, расположенных по оси вала ротора с разных сторон макета на расстоянии $R = 1$ м от его геометрического центра. При последовательно-согласном включении датчиков изменилась дипольная составляющая магнитного поля, при последовательно-встречном включении — квадрупольная. Результаты исследований собственных деформаций ротора показали, что напряженность магнитного поля по оси ротора линейно зависит как от индукции в воздушном зазоре, так и от угла наклона жестей. Причем при одностороннем перекосе жестей имеется только дипольная составляющая магнитного поля, а при двустороннем — только квадрупольная. Для численного сравнения расчетных и экспериментальных данных при расчете было использовано экспериментальное значение коэффициента экранирования k , которое получено следующим образом: ротор был намагничен в соленоиде в направлении оси вала и проведены измерения его магнитного поля при наличии и отсутствии статора (статор предварительно обесточен и размагнчен). При этом

$$k_d = \frac{H_{\Sigma}}{H_p} = 0,71.$$

При индукции в зазоре $B_m = 6 \cdot 10^{-2}$ Т и наклоне жестей $2,5^\circ$ рассчитанное по (1) значение поля по оси вала на расстоянии $R = 1$ м от центра ротора равно $0,36$ А/м. Опытное значение этого поля $H_{op} = 0,32$ А/м. Ошибка — 12% , что удовлетворительно для большинства практических случаев.

Таким образом, экспериментальные исследования подтвердили теоретически полученные выражения для магнитного поля по оси вращения электрических машин от собственной деформации ротора.

Если считать, что наклон жестей по длине ротора слева направо изменяется монотонно от β_l до β_p , то усредненный угол наклона жестей по всей длине ротора $C_1 = 0,5(\beta_l - \beta_p)$, а усредненный угол двустороннего наклона жестей справа и слева от центра ротора $C_2 = 0,25(\beta_l - \beta_p)$. Отсюда с учетом (4) и (5) получим:

$$\beta_l = C_1 + 2C_2 = A(H_d + \frac{4R}{3l} H_k);$$

$$\beta_p = C_1 - 2C_2 = A(H_d - \frac{4R}{3l} H_k),$$

где $A = \frac{3\mu_0 \pi R^3}{kB_m D^2 l}$ — постоянная для данной электрической машины и контрольного расстояния измерений R .

Таким образом, по измерениям внешнего магнитного поля по оси вращения электрической машины может быть определен усредненный угол наклона жестей ротора и углы наклона крайних жестей. Имея ограничения на эти параметры качества ротора, можно их контролировать по предельному значению внешнего магнитного поля по оси вращения.

Список литературы

- ГОСТ 21427.2-83. Сталь электротехническая тонколистовая изотропная. М.: Изд-во стандартов, 1983.
- Парсели Э. Электричество и магнетизм. М.: Наука, 1971.
- Шимони К. Теоретическая электротехника. М.: Мир, 1964.

Поступила 15.12.92

ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.373.001.4

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ВЫСОКОВОЛЬТНОМ ГЕНЕРАТОРЕ ИМПУЛЬСОВ РЕГУЛИРУЕМОЙ ДЛЯ ДЛИТЕЛЬНОСТИ С РЕКУПЕРАЦИЕЙ ЭНЕРГИИ

В. М. ГРОМОВЕНКО, инж., В. М. ОПРЕ, канд. техн. наук

Близкие к прямоугольным импульсы регулируемой длительности в условиях высоких напряжений можно сформировать с помощью дополнительного разряда однородной формирующей линии (ОФЛ) с противоположного от нагрузки входа. Накопленная предварительно в ОФЛ энергия, которая не полностью реализуется в нагрузке при формировании укороченных импульсов, либо выделяется в балластном резисторе [1, 2], либо возвращается в источник питания (ИП) [3], если зарядка ОФЛ осуществляется в резонансном режиме. В первом случае КПД генератора прямо пропорционален длительности выходных импульсов. Во втором случае, хотя большая часть энергии возвращается в ИП, выходные импульсы формируются с пьедесталом, энергия которого бесполезно расходуется в нагрузке. Поэтому возникает необходимость исследования процессов в генераторе и выяснения влияния его параметров на форму

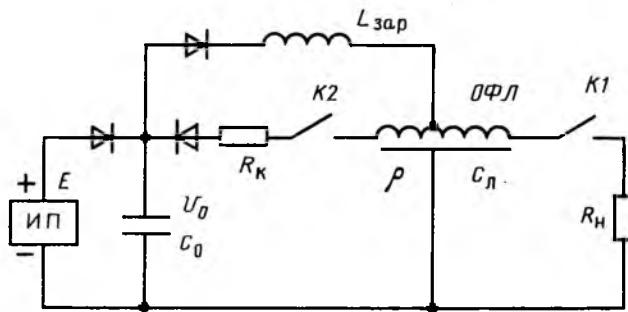


Рис. 1. Схема генератора импульсов регулируемой длительности с рекуперацией энергии

выходных импульсов с целью их оптимизации для снижения потерь и улучшения самой формы импульсов.

Поскольку ОФЛ в генераторе с рекуперацией энергии (рис. 1) разряжается через коммутаторы K_1 и K_2 с двух противоположных сторон, то токовые составляющие электромагнитных волн этих разрядов в ОФЛ направлены противоположно друг другу. Поэтому, начиная с момента, соответствующего времени прихода к нагрузке фронта волны тока разряда ОФЛ на ИП, ток в согласованной нагрузке (ток пьедестала)

$$i_{\text{п}}(t) = i_{\text{н}}(t) - i_{\text{в}}(t), \quad (1)$$

где $i_{\text{н}}(t)$ — ток разряда ОФЛ на нагрузку; $i_{\text{в}}(t)$ — ток волны разряда ОФЛ на ИП.

Такой ток в нагрузке будет протекать до момента времени, соответствующего максимальной длительности импульсов, поскольку момент прекращения разряда ОФЛ на ИП совпадает с моментом прихода к этой разрядной цепи фронта волны разряда ОФЛ на нагрузку. Поэтому длительность протекания разностного тока $i_{\text{п}}(t)$ в нагрузке

$$\tau_{\text{в}} = \tau_{\text{max}} - \tau_{\text{и}}, \quad (2)$$

где $\tau_{\text{max}} = 2\tau$ — максимальная длительность импульсов, формируемых генератором; τ — время пробега волны по линии; $\tau_{\text{и}}$ — длительность формируемого укороченного импульса.

Нетрудно видеть из (2), что $\tau_{\text{в}}$ совпадает с длительностью возврата неиспользованной энергии. Из (1) и (2) следует, что появление пьедестала, а также его форма обусловлены неидентичностью разрядных волн $i_{\text{н}}(t)$ и $i_{\text{в}}(t)$.

В дальнейшем для простоты рассуждений будем рассматривать в качестве ОФЛ идеальную длинную линию (ИДЛ) без потерь, для которой ток разряда на согласованную нагрузку $i_{\text{н}}(t) = U_3 / 2\rho$, где U_3 — зарядное напряжение линии; ρ — ее волновое сопротивление. Такое допущение оправдано, если число ячеек ОФЛ превышает 4-5. Кроме того, все длительности и времена будем нормиро-

мировать по максимальной длительности импульсов, формируемых ИДЛ. Тогда зависимость (2) принимает вид

$$\tau_{\text{в*}} = 1 - \tau_{\text{и*}}.$$

В рамках принятого допущения для нахождения формы пьедестала достаточно выразить ток $i_{\text{в}}(t)$ в зависимости от параметров генератора.

Используя теорию заряда ИДЛ, зашунтированной конденсатором [4], можно показать, что

$$i_{\text{в}}(t) = \frac{U_3 - U_{\text{он}}}{R_k} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{п*}}}}, \quad (3)$$

где $U_{\text{он}}$ — напряжение на выходе ИП в момент начала разряда на него ИДЛ; R_k — активное сопротивление цепи разряда ИДЛ на ИП (сопротивление ключа);

$$\tau_{\text{п*}} = \frac{C_0 \rho (1 + R_k / \rho)}{\tau_{\text{max}}}$$

— нормированная постоянная времени разряда ОФЛ на ИП; C_0 — емкость ИП.

Выражая τ_{max} через параметры ИДЛ (волновое сопротивление и суммарную емкость линии C_l), получаем:

$$\tau_{\text{п*}} = \frac{1}{2} \alpha (1 + R_k / \rho),$$

где $\alpha = C_0 / C_l$ — отношение емкости ИП к емкости линии.

Введем, кроме того, понятие коэффициента $K_{\text{р.з}}$ резонансного заряда ОФЛ, равного отношению максимального зарядного напряжения ОФЛ U_3 к напряжению на выходе ИП в момент начала заряда U_0 при условии, что до начала заряда ОФЛ была полностью разряжена. Коэффициент резонансного заряда $K_{\text{р.з}}$ можно определить по методике, приведенной в [5], однако дополнительно учтем влияние отношения емкостей α

$$K_{\text{р.з}} = \left[\frac{\alpha}{\alpha + 1} + \Delta \right] \left[1 + e^{-\frac{\pi}{\sqrt{4Q^2 - 1}}} \right], \quad (4)$$

где Q — добродатность зарядной цепи, а член Δ учитывает специфику ИП (схему, мощность, режим работы и синхронизации и т. д.).

Введение в (4) члена Δ можно пояснить следующим. Если ИП в схеме генератора можно представить в виде источника постоянного напря-

жения без потерь, то напряжение на его выходе в процессе резонансного заряда ОФЛ не будет изменяться. Емкость C_0 при этом не оказывает никакого влияния на коэффициент $K_{\text{р.з}}$ [5], достигающего максимального значения. В этом случае первый сомножитель в (4) обращается в 1, т. е. $\Delta = 1/(\alpha + 1)$.

Наоборот возможен режим, когда ИП должен быть представлен источником, периодически подзаряжающим емкость фильтра C_0 , как это имеет место при применении выпрямителей переменного напряжения, а резонансно-диодный заряд осуществляется в промежутке времени между двумя последовательными подзарядами этой емкости. В таком режиме ОФЛ заряжается только от емкости C_0 , которая при этом разряжается, что приводит к снижению резонансного заряда ОФЛ. Поэтому в данном режиме $\Delta = 0$. Границы значения величины Δ определяют диапазон реализуемых на практике значений коэффициента резонансного заряда $K_{\text{р.з}}$. В высоковольтных технологических установках, работающих с резонансно-диодным зарядом и относительно невысокой частотой повторения импульсов, чаще всего реализуется режим с $\Delta \approx 0$. С учетом коэффициента $K_{\text{р.з}}$ при известном напряжении на выходе ИП U_0 можно определить зарядное напряжение

$$U_3 = K_{\text{р.з}} U_0.$$

Пусть ИП имеет ЭДС, равную E . Напряжение на выходе ИП U_0 будет равно E лишь в случае формирования импульсов максимальной длительности. При формировании импульсов укороченной длительности $U_0 > E$, поскольку возврат энергии в ИП сопровождается зарядкой емкости C_0 . В установленном режиме должно выполняться условие постоянства напряжения U_0 на выходе ИП к началу очередного зарядного цикла

$$U_0 = U_{\text{он}} + (K_{\text{р.з}} U_0 - U_{\text{он}}) \left[1 - e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}} \right], \quad (5)$$

где второе слагаемое определяет повышение напряжения на выходе ИП за счет возврата энергии из ОФЛ. Энергия, возвращаемая в ИП, не может быть больше энергии, запасаемой в ОФЛ. Следовательно, $U_{\text{он}} = E$. Отсюда из (5)

$$U_0 = E \frac{c^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}}}{1 - K_{\text{р.з}} \left[1 - e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}} \right]}. \quad (6)$$

Поскольку знаменатель в (6) должен быть больше нуля, так как $U_{\text{р}} > 0$, то для любых $\tau_{\text{в}}$, вплоть до максимального $\tau_{\text{в}} = \tau_{\text{max}}$, должно вы-

полняться условие

$$\frac{\tau_{\text{max}}}{\tau_{\text{р}}} < \ln \frac{K_{\text{р.з}}}{K_{\text{р.з}} - 1}.$$

Отсюда следует, что возможность реализации исследуемого генератора ограничивается постоянной времени разряда ОФЛ на ИП, т. е. величинами α и R_{k} . Причем с повышением R_{k} допустимые значения α поникаются. Граница определяется конкретным значением $K_{\text{р.з}}$. Физически это отражает тот факт, что значение емкости C_0 ИП должно быть достаточным для приема энергии из ОФЛ в течение всего времени ее разряда, т. е. чтобы напряжение на C_0 не превышало напряжения зарядки ОФЛ.

Окончательно токи, входящие в выражение (1), с учетом (6) могут быть представлены в виде

$$i_{\text{н}}(t) = \frac{K_{\text{р.з}} E}{2\rho} \frac{e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}}}{1 - K_{\text{р.з}} \left[1 - e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}} \right]}, \quad (7)$$

$$i_{\text{в}}(t) = \frac{K_{\text{р.з}} E}{2\rho} \frac{K_{\text{р.з}} - 1}{K_{\text{р.з}} (1 + R_{\text{k}}/\rho)} \times \\ \times \frac{e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}}}{1 - K_{\text{р.з}} \left[1 - e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}} \right]}, \quad (8)$$

а форма пьедестала

$$i_{\text{п}}(t) = \frac{K_{\text{р.з}} E}{2\rho} \frac{e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}}}{1 - K_{\text{р.з}} \left[1 - e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}} \right]} \times \\ \times \left[1 - \frac{2}{1 + R_{\text{k}}/\rho} \frac{K_{\text{р.з}} - 1}{K_{\text{р.з}}} e^{\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}} e^{-\frac{\tau_{\text{в}}}{\tau_{\text{р}}}} \right]. \quad (9)$$

Нетрудно видеть из полученных зависимостей, что пьедестал имеет экспоненциально возрастающую форму, постоянная времени которой равна постоянной времени разряда ОФЛ на ИП. Начальные значения тока пьедестала могут быть отрицательными, однако его конечные значения при $t = \tau_{\text{в}}$ всегда положительны, поскольку в реальных установках $K_{\text{р.з}} < 2$. С повышением $\tau_{\text{р}} \sim \alpha$ начальное значение тока пьедестала также повышается, переходя в область положительных токов при некотором $\alpha = \alpha_{\text{крит}}$. Скорость нарастания тока пьедестала и его конечное значение при этом уменьшаются. При больших $\alpha = 10 \div 15$ ток пьедестала практически не изменяется во времени, он

положителен и определяется только коэффициентом $K_{\text{р.з}}$ и сопротивлением R_k .

В качестве одного из параметров, характеризующих форму пьедестала, может быть выбран средний ток пьедестала $\bar{i}_{\text{п.в}}(\tau)$ в промежутке времени от нуля до τ_B

$$\begin{aligned} \bar{i}_{\text{п.в}}(\tau) = & \frac{K_{\text{р.з}} E}{2\rho} \frac{e^{-\tau_B/\tau_p}}{1 - K_{\text{р.з}} \left[1 - e^{-\tau_B/\tau_p} \right]} \times \\ & \times \left[1 - \frac{2}{1 - R_k/\rho} \frac{K_{\text{р.з}} - 1}{K_{\text{р.з}}} \frac{\tau_p}{\tau_B} e^{-\tau_B/\tau_p} \left[1 - e^{-\tau_B/\tau_p} \right] \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

Из (10) следует, что при любых допустимых значениях параметров генератора средний ток пьедестала больше нуля. Проанализировав амплитуду $i_h(t)$ формируемых генератором с рекуперацией энергии импульсов, можно отметить, что она не зависит от t , но монотонно изменяется с изменением длительности формируемых импульсов, достигая максимального значения при $\tau \approx 0$.

В реальных устройствах добротность зарядных контуров обычно лежит в пределах 10–20, а отношение сопротивления потерь высоковольтных газоразрядных коммутаторов к волновому сопротивлению ОФЛ – в пределах 0,01–0,02. Для указанных параметров на рис. 2 представлены расчетные кривые, нормированные на величину $i_{\text{п.в}}(\tau_{\text{max}})$ зависимостей амплитуды тока нагрузки $i_{\text{н.в}}(\tau)$ и среднего тока пьедестала $\bar{i}_{\text{п.в}}(\tau)$ от α при длитель-

ности формируемых импульсов $\tau \approx 0$ и режиме резонансного заряда с $\Delta = 0$. Видно, что снижение потерь в зарядной цепи и разрядном контуре R_k уменьшает средний ток пьедестала, но повышает в то же время зависимость амплитуды тока выходных импульсов от их длительности $i_h(\tau)$. Этот результат не является противоречивым, поскольку увеличение потерь приводит к уменьшению возвращаемой в ИП энергии и, соответственно, к понижению напряжения U_0 . Следует отметить, что снижение потерь энергии при заряде и разряде ОФЛ, приводящее практически к двойному снижению среднего тока пьедестала, мало влияет на повышение амплитуды импульсов: как видно из графиков, это изменение не превышает 20 %. С другой стороны, в области значений α , где средний ток пьедестала практически не зависит от этого параметра, наблюдается с ростом α устойчивое снижение изменения амплитуды импульсов при изменении их длительности, поэтому целесообразно α выбирать больше 20, так как при таких α в реальных устройствах изменения амплитуд выходных импульсов не будет превышать 10 %.

Для оценки энергетических характеристик генератора импульсов с рекуперацией энергии определим КПД преобразования энергии, запасенной в ОФЛ (без учета потерь энергии при заряде ОФЛ), в виде

$$\eta = \frac{W_h + W_v}{W_{\text{зап}}}, \quad (11)$$

где W_h – энергия, выделившаяся в нагрузке за время импульса τ ; W_v – энергия, возвращенная в ИП; $W_{\text{зап}}$ – энергия, запасенная в ОФЛ в процессе ее заряда.

Входящие в (11) величины можно выразить в виде

$$W_{\text{зап}} = \frac{C_{\text{л}} K_{\text{р.з}}^2 U_0^2}{2};$$

$$W_h = W_{\text{зап}} \tau_{\text{и.к.}}$$

$$W_v = W_{\text{зап}} \tau_{\text{в.з.}} - \int_0^{\tau_{\text{в.з.}}} [i_{\text{п.в}}^2(t) R_h + i_{\text{в.з.}}^2(t) R_k] dt,$$

где интеграл определяет суммарные потери, обусловленные пьедесталом и наличием сопротивления R_k в цепи разряда.

Подставив эти величины в (11), получим зависимость КПД от параметров генератора и длительности формируемых импульсов

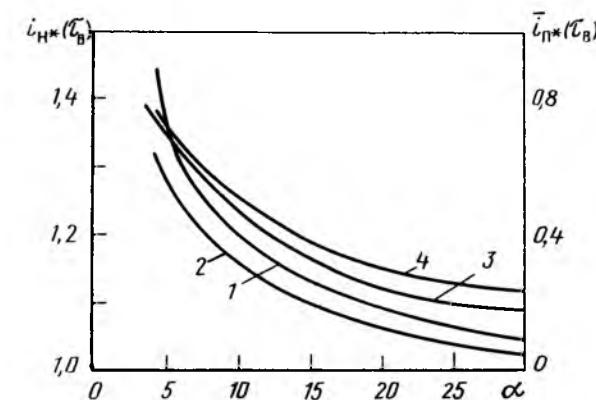


Рис. 2. Зависимости амплитуды тока нагрузки $i_{\text{н.в}}(\tau)$ (кривые 1 и 2) и среднего тока пьедестала $\bar{i}_{\text{п.в}}(\tau)$ (3 и 4) от параметра α при $\tau_{\text{и.к.}} \approx 1$ и $\Delta = 0$:
1, 3 – $Q = 20$ и $R_k/\rho = 0,01$; 2, 4 – $Q = 10$ и $R_k/\rho = 0,02$

$$\eta = \tau_{\text{и*}} + \alpha \frac{K_{\text{р.з}} - 1}{K_{\text{р.з}}} \left[2 \left[e^{\frac{2 \tau_{\text{и*}}}{\alpha(1+R_{\text{k}}/\rho)}} - 1 \right] - \right.$$

$$\left. - \frac{K_{\text{р.з}} - 1}{K_{\text{р.з}}} \left[e^{\frac{4 \tau_{\text{и*}}}{\alpha(1+R_{\text{k}}/\rho)}} - 1 \right] \right]. \quad (12)$$

Результаты расчетов η в зависимости от α по (12) для двух случаев потерь, длительности выходных импульсов $\tau_{\text{и}} \approx 0$ и режиме резонансного заряда с $\Delta = 0$ представлены на рис. 3. Видно, что для реализуемых на практике параметров Q и R_{k}/ρ КПД превышает 95 % уже при $\alpha > 5$, а при $\alpha = 10$ КПД практически достигает своего максимального значения. Видно также, что с ростом потерь, определяемых отношением R_{k}/ρ , и понижением Q КПД падает. Приведенные на рис. 3 кривые соответствуют $\tau_{\text{и}} \approx 0$. С увеличением $\tau_{\text{и}}$, как следует из (12), КПД монотонно возрастает, достигая единицы при $\tau_{\text{и*}} = 1$.

Можно указать еще на одну особенность работы генератора импульсов с рекуперацией энергии. Из полученных выражений следует, что с повышением $K_{\text{р.з}}$ улучшается форма импульсов — снижается пьедестал, а также повышается КПД. Поэтому наиболее выгодным является режим заряда ОФЛ, при котором $\Delta = 1/(\alpha + 1)$. Реализация такого режима, однако, не всегда оправдана, поскольку связана с необходимостью решения ряда вопросов: снижения внутреннего сопротивления источника питания ИП, специальной синхронизации зарядного процесса и т. д. Это обусловлено тем, что из-за возрастания напряжения U_0 на выходе ИП выше его ЭДС при формировании импульсов укороченной длительности зарядный процесс в течение определенного времени (пока напряжение не понизится до уровня E) будет протекать в режиме с $\Delta = 0$. Переход в режим с $\Delta = 1/(\alpha + 1)$ происходит в момент, когда емкость C_0 разряжается до уровня напряжения, равного E . При этом чем меньше длительность формируемых импульсов, тем меньше время заряда ОФЛ в режиме с $\Delta = 1/(\alpha + 1)$. Коэффициент $K_{\text{р.з}}$ в такой ситуации становится зависящим от длительности формируемых импульсов, причем с понижением $\tau_{\text{и}}$ уменьшается и $K_{\text{р.з}}$. Поэтому при формировании импульсов малой длительности и КПД, и средний ток пьедестала в режиме с $\Delta = 1/(\alpha + 1)$ будут лишь незначительно улучшены по сравнению с теми же параметрами при режиме зарядки с $\Delta = 0$, а изменение амплитуд импульсов при изменении

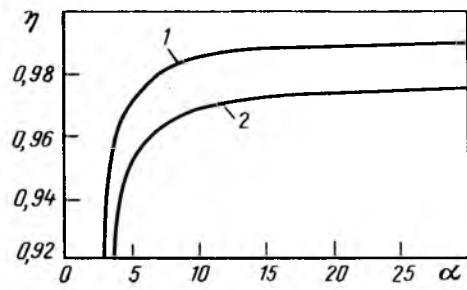


Рис. 3. Зависимость КПД преобразования накопленной в ОФЛ энергии при $\tau_{\text{и*}} \approx 1$ и $\Delta = 0$:

1 — $Q = 20$ и $R_{\text{k}}/\rho = 0,01$; 2 — $Q = 10$ и $R_{\text{k}}/\rho = 0,02$

их длительности будет ухудшаться. Режим с $\Delta = 1/(\alpha + 1)$ можно рекомендовать только для случая, когда не требуется изменять длительность импульсов во всем диапазоне от нуля до максимальной.

Выводы

1. В генераторе импульсов укороченной длительности с рекуперацией энергии форма и значение пьедестала и КПД определяются не только потерями энергии при заряде ОФЛ и ее разряде на ИП, но и отношением емкостей ИП и ОФЛ.

2. Пьедестал имеет неизменную или возрастающую во времени форму, его средний ток всегда больше нуля. При отношении емкостей $\alpha > 10 \div 15$ значения среднего тока пьедестала и КПД практически не зависят от α . Для этой области КПД будет не менее 95 %, а средний ток пьедестала в реальных устройствах не превысит 15 % амплитуды тока нагрузки.

3. Изменение длительности импульсов в генераторе импульсов с рекуперацией энергии сопровождается изменением их амплитуды, которая повышается с уменьшением их длительности. Относительная величина максимального изменения амплитуды практически обратно пропорционально зависит от параметра α и для реальных элементов генератора может быть снижена до уровня не более 10 % при увеличении α до 20. При одинаковых α снижение КПД приводит к падению предельных изменений амплитуд импульсов.

4. При необходимости регулировки длительности импульсов во всем допустимом диапазоне от нуля до максимума целесообразно применять режим заряда ОФЛ от емкости ИП. Наоборот, если необходимо изменять длительность импульсов в небольшом диапазоне, более предпочтителен режим заряда ОФЛ непосредственно от самого ИП.

Список литературы

1. А. с. 118410 СССР. Генератор импульсов / А. И. Мермонштейн // Открытия. Изобретения. 1959. № 5.

2. Ауслендер В. Л., Ильин О. Г., Шефдерович А. М. Формирование импульсов тока регулируемой длительности // ПТЭ. 1962. № 3. С. 81.

3. Генератор высоковольтных импульсов с переменной длительностью / Т. Е. Анисимова, Е. В. Аккуратов, В. М. Громовенко и др. // ПТЭ. 1987. № 4. С. 93.

4. Гинзбург С. Г. Методы решения задач по переходным процессам в электротехнических цепях. М.: Советское радио, 1959.

5. Ворончев Т. А. Импульсные тиатроны. М.: Советское радио, 1958.

Поступила 17.12.92

УДК 621.316.937.001.5

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОЛЬЦЕВЫХ ПОДСУШЕННЫХ ЗОН НА ПОВЕРХНОСТИ ЗАГРЯЗНЕННОЙ И УВЛАЖНЕННОЙ ПОКРЫШКИ ОПН

Е. Х. ЗИГАНШИНА, инж.,
В. Е. КИЗЕВЕТТЕР, канд. техн. наук, В. Ф. РЫБАКОВ,
инж., А. В. ФИРСОВ, канд. техн. наук

Увлажнение загрязненной поверхности изолятора приводит к увеличению тока утечки по его поверхности, интенсификации тепловых процессов в слое загрязнения и образованию кольцевых подсущенных зон с малой удельной поверхностной проводимостью. В результате чего распределение напряжения вдоль поверхности изолятора становится резко неравномерным. У ограничителей перенапряжения из-за этого возникает разность потенциалов между слоем загрязнения и колонкой (колонками) варисторов, что приводит, в свою очередь, к увеличению тока через некоторые варисторы.

При отсутствии подсущенных зон дополнительный ток отсутствует. Оценочный расчет дополнительных токов через некоторые варисторы ОПН-110 согласно методике, изложенной в [2], при двух вариантах распределения подсущенных зон длиной $l = 5$ см по покрышке аппарата приведен на рис. 1. Как видно из рис. 1, при равномерном распределении вдоль покрышки ОПН-110 пяти подсущенных зон распределение напряженности электрического поля и тока через варисторы практически равномерно (рис. 1, а), а мощность потерь на единицу длины (погонная мощность потерь) в наиболее нагруженной части столба варисторов составляет около 0,1 Вт/см.

При расположении этих зон вблизи нижнего заземленного фланца аппарата погонная мощность

потерь в наиболее нагруженной части столба варисторов составляет около 0,5 Вт/см, что недопустимо для оксидно-цинковых варисторов диаметром 28 мм. Эти результаты показывают, что для анализа работоспособности ОПН в условиях загрязнения и увлажнения его изоляционной покрышки важное значение имеет количественная оценка параметров кольцевых подсущенных зон, а именно, числа, длины, характера распределения по длине покрышки подсущенных зон, а также соотношения удельных поверхностных проводимостей увлажненных и подсущенных зон.

В естественных условиях эксплуатации аппарата происходит изменение степени загрязнения поверхности покрышки и интенсивности увлажнения. Поэтому для получения основных закономерностей образования подсущенных зон (их числа,

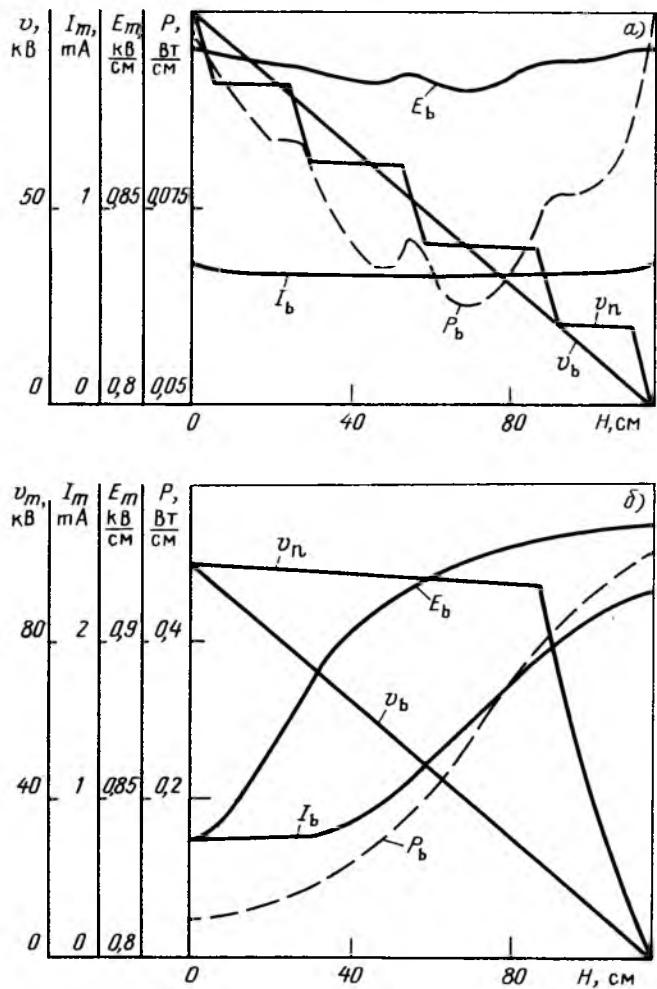


Рис. 1. Распределение вдоль ОПН-110 тока через варисторы (I_b) напряжения на покрышке (U_n) и вдоль варисторов (U_b), напряженности электрического поля по варисторам (E_b) и потеря мощности в них (P_b) при равномерном распределении пяти подсущенных зон (диаграмма а) и их группировке около нижнего фланца (б). Удельная поверхностная проводимость слоя загрязнения увлажненных участков $\kappa_{вл} = 5$ мкСм, сухих участков $\kappa_3 = 0,013$ мкСм

местоположения, удельного поверхностного сопротивления и т. д.) потребовался бы длительный период эксплуатации большого числа аппаратов. Срок испытаний можно существенно уменьшить, если зафиксировать какой-либо параметр. Поэтому исследования проводились при искусственном загрязнении фарфоровых и полимерных покрышек ОПН или изоляторов.

Слой загрязнения создавался путем распыления на поверхность покрышки водной суспензии фарфоровой массы. Удельная поверхностная проводимость слоя регулировалась добавлением NaCl. На макеты полимерных изоляторов слой загрязнения наносился путем их окунания в указанную суспензию.

Ширина, число, распределение подсущенных зон определялись визуально как в процессе их образования, так и после отключения напряжения. На изоляторе ОНС-35 процесс развития дужек при напряжении, превышающем 50 %-е разрядное напряжение, фиксировался при помощи скоростной киносъемки.

Ток утечки оценивался по падению напряжения на активном сопротивлении, включенном последовательно изолятору со стороны земли.

Данные по числу зон являются средними значениями из не менее 10 измерений (как правило, более 25 опытов).

Вначале были проведены сравнительные испытания при длительном искусственном и естественном увлажнениях. В обоих случаях можно было выделить три режима образования подсущенных зон.

Так, при испытании изоляторов или покрышек с отношением вылета ребра к расстоянию между ребрами близким к единице, что характерно для большинства изоляторов, и увлажнении, имитирующем моросящий дождь, в первом режиме происходило постепенное увлажнение слоя загрязнения. Вначале увлажнялись верхние, затем нижние поверхности ребер и далее некоторые межреберные промежутки.

По мере увлажнения слоя загрязнения сухие участки на изоляторе сокращались, а ток утечки и интенсивность испарения влаги возрастили. При интенсивности увлажнения $J < 0,04$ мм/мин наступало динамическое равновесие между количеством оседающей, испаряющейся и стекающей с края ребра влагой. При этом длины подсущенных зон практически не изменялись и не достигали размеров, при которых возможно их перекрытие.

При больших интенсивностях увлажнения ширина сухих участков сокращалась до размеров, при которых происходило их перекрытие. Если ток утечки при этом достигал нескольких миллиампер, то разряды имели падающую вольт-амперную характеристику, т. е. возникали так называемые дужки. В период горения дужек ток утечки возрастал более чем на порядок по сравнению с током утечки, существовавшим в первом режиме.

Если не было полного перекрытия изолятора, то дужка, двигаясь по кромке увлажненного участка слоя, подсушивает его. В результате ширина подсущенных зон и, следовательно, длина дужек достигают размеров, при которых дужки гаснут. Ток в цепи и интенсивность испарения уменьшаются, слой вновь начинает увлажняться, а сухие зоны сокращаются до размеров, при которых происходит их перекрытие и новое возникновение дужек. Дужки вновь удлиняются, гаснут и возникают. Это является характерным признаком второго режима — режима перемежающихся дужек.

Во время горения дужек происходит нагрев тела изолятора. При сильном его нагреве ширина подсущенных зон продолжает увеличиваться и после погасания дужек. В этом случае наступает третий режим, который характеризуется длительным отсутствием дужек.

В результате увлажнения изолятора происходит постепенное его охлаждение и третий режим переходит в первый с той лишь разницей, что ток утечки при повторном зажигании дужек становится меньше из-за частичного вымывания растворимых солей.

Наибольшая неравномерность распределения напряжения по поверхности загрязненной покрышки возникает во втором режиме в периоды погасания дужек.

Анализ результатов испытаний показал, что максимальный ток через варисторы растет с увеличением интенсивности длительного увлажнения. В естественных условиях интенсивность увлажнения практически непрерывно изменяется. Поскольку процесс увлажнения слоя имеет инерционный характер, то ток через варисторы обусловлен в значительной мере предыдущим состоянием поверхности. Дополнительный ток зависит от длительности увлажнения, а момент появления максимальных токов, как правило, несколько отстает во времени от периодов максимальных интенсивностей увлажнения (рис. 2).

Число подсущенных зон и токи через варисторы при естественном и искусственном увлажнениях при одинаковых средних интенсивностях увлажнения были близки между собой, что позволило сделать вывод о возможности замены естественного увлажнения искусственным. Однако испытания при длительном искусственном увлажнении под напряжением (метод ДП) также очень трудоемки. Существенно проще метод включения напряжения толчком на ОПН с заранее загрязненной и увлажненной до насыщения слоя покрышкой (метод ПТ).

Специальные проведенные испытания показали, что число подсущенных зон и токи через варисторы при испытаниях по методу ДП и ПТ близки, что позволило основной объем испытаний проводить по методу ПТ. Результаты сравнительных испытаний приведены в табл. 1 и на рис. 3. Анализ результатов, приведенных в табл. 1, показыва-

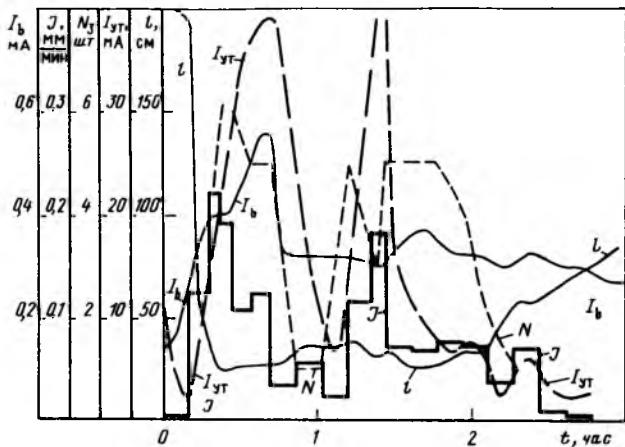


Рис. 2. Изменение во времени интенсивности увлажнения (J) ОПН-110 с фарфоровой покрышкой, токов по поверхности (I_s) и через варисторы (I_b), числа подсущенных зон (N) и общей длины сухих участков вдоль пути утечки ($l_{3\Sigma}$)

ет, что суммарная длина подсущенных зон $l_{3\Sigma}$ при фиксированных условиях проведения испытаний, практически, постоянна. Например, при $\chi_{вл} = 12 \text{ мкСм}$ в период наиболее интенсивного горения дужек $l_{3\Sigma} = 30 \pm 2 \text{ см}$. Коэффициент вариации суммарных длин подсущенных зон σ_{Σ} незначителен и составляет около 3 %.

Средняя длина подсущенной зоны

$$l = l_{3\Sigma} / N, \quad (1)$$

где N — число подсущенных зон, так же как и число этих зон, имеет большой разброс.

Коэффициент вариации числа подсущенных зон σ_N^* достигает 15–25 %. Зависимость средней

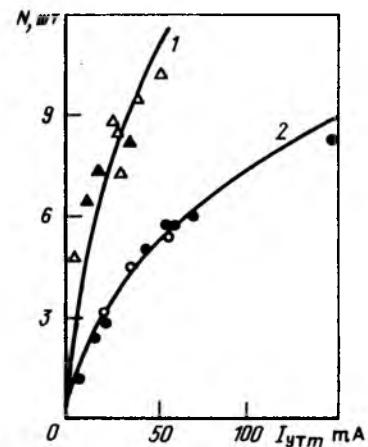


Рис. 3. Зависимость числа подсущенных зон от тока по поверхности покрышки из эксперимента и расчета:

1, ●, ○ — стержневой изолятор с $d = 30 \text{ мм}$, $D = 55 \text{ мм}$, $m = 7$; 2, ▲, Δ — ОПН-110 фарфоровый; ●, ▲ — метод ПТ; ○, Δ — метод ПД

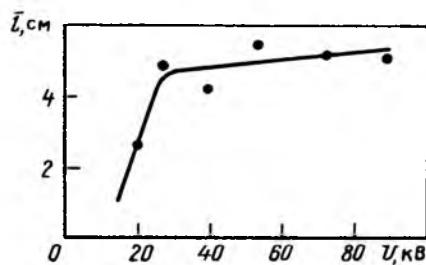


Рис. 4. Зависимость средней длины подсущенной зоны l от напряжения на фарфоровой покрышке ОПН-110, $\chi_{вл} = 3 \text{ мкСм}$

длины подсущенной зоны от приложенного к ОПН-110 напряжения приведена на рис. 4. Как видно из рис. 4, при $U > 25 \text{ кВ}$, что составляет порядка $0,25 U_{0,5\text{вр}}$, средняя длина подсущенной

Число подсущенных зон на фарфоровой покрышке ОПН-110, $U_{\text{нр}} = 73 \text{ кВ}$

Т а б л и ц а 1

$\chi_{вл}, \text{мкСм}$	Число опытов M	Среднее число зон N	σ_N	$\sigma_N^*, \%$	$l_{3\Sigma} \text{ см}$	Метод испытания
0,4	24	1	0	0	6	Метод ПТ
1,3	39	2,3	0,47	0,20	12	
1,9	42	2,8	0,64	23	—	
4,3	25	4,9	1,0	20	26	
5,0	51	5,5	0,64	12	—	
5,5	158	5,6	0,75	14	—	
6,4	46	6,0	0,49	16	—	
14	43	8,2	1,15	14	48	
2	24	3,1	0,65	21	18	Метод ПД с $J = 0,07 \text{ мм/мин}$
6,7	23	4,6	1,06	23	25	
12	12	5,4	0,77	14	30	

Параметры изоляторов и изоляционных покрышек, использовавшихся в опытах

Объект	Высота изоляционной части H , см	Число ребер m , шт.	Диаметр тела d , см	Диаметр ребер D , см	Длина межреберного промежутка b , см	Коэффициент формы изолятора k_{ϕ}
Покрышка ОПН-110,						
фарфор	123,0	19	16,0	22,4	4,0	3,8
Покрышка ОПН-110,						
полимер	105,0	19	9,0	20,0	4,6	7,7
Изолятор ОНС-35	31,0	6	8,7	17,5	3,2	2,4
Отрезок						
покрышки	73,0	17	33,7	44/40,3	2,3	2,15
Макеты полимерного изолятора	31,5	0—20	1,0; 3,0	3,2	31,5—1,2	—
	31,5	0—20	1,0; 3,0	5,5	31,5—1,2	—
	31,5	0—20	1,0; 3,0	7,5	31,5—1,2	—
	31,5	0—14	1,0; 3,0	12,0	31,5—2,1	—

зоны, практически, не изменяется. Не было обнаружено зависимости средней длины подсущенных зон от удельной поверхностной проводимости слоя загрязнения на покрышке ОПН в пределах от 1,0 до 15 кмСм. Аналогичные результаты были получены и для других изоляторов, имеющих простую форму ребра.

По результатам испытаний изоляторов и покрышек, параметры которых приведены в табл. 2, на рис. 5 построена зависимость средней длины подсущенной зоны от диаметра тела изолятора или покрышки. Была получена обобщенная зависимость средней длины подсущенной зоны от диаметра тела изолятора или покрышки.

Как следует из рис. 5, эта зависимость является линейной и может быть описана выражением

$$l = 2,8 \cdot 10^{-3} + 0,3d, \quad (2)$$

где d — диаметр тела изолятора, м.

Обработка результатов испытаний изоляторов, представленных в табл. 2, позволила получить выражение для оценки числа подсущенных зон на поверхности покрышки или изолятора в виде

$$N = 1,35 \cdot 10^{-5} \frac{U^{1,5}}{l} \left[\frac{\kappa_{вл}}{k_{\phi}} \right]^{0,5}, \quad (3)$$

где $\kappa_{вл}$ — удельная поверхностная проводимость слоя загрязнения в момент включения напряжения; k_{ϕ} — коэффициент формы изолятора.

В качестве примера на рис. 6 приведена зависимость средней напряженности электрического поля по строительной длине изолятора E_h , соответствующая $0,5E_{0,5\text{vp}}$, от числа ребер. В соответствии с этой кривой построена зависимость числа подсущенных зон, рассчитанных по формуле (3),

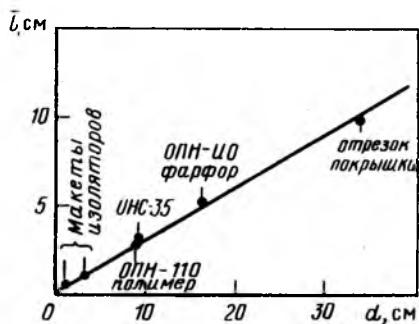


Рис. 5. Зависимость средней длины подсущенной зоны l от диаметра тела изолятора

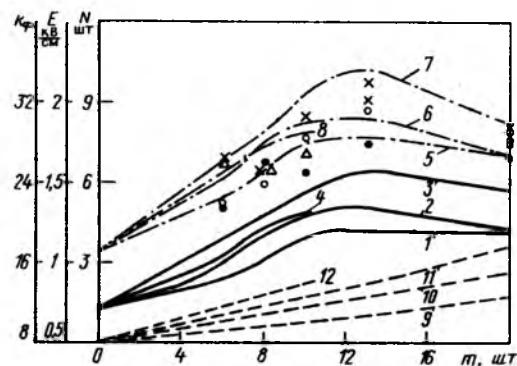


Рис. 6. Зависимость числа подсущенных зон от числа ребер на макете изолятора с диаметром тела $d = 10$ мм:
1, 2, 3, 4 — напряженность электрического поля по высоте макета;
5, 6, 7, 8 — число подсущенных зон (\bullet , \circ , Δ , \times — экспериментальные точки);
9, 10, 11, 12 — коэффициенты формы изоляторов;
1, 5 (\bullet), 9 — макеты с диаметром ребра $D = 32$ мм;
2, 6 (\circ), 10 — макеты с диаметром ребра $D = 55$ мм;
8, 7 (\times), 11 — макеты с $D = 75$ мм;
4, 8 (Δ), 12 — $D = 120$ мм

от числа ребер. Для некоторых значений напряжений было экспериментально определено число подсущенных зон. Результаты этих испытаний даны на рис. 6.

При оценке дополнительного тока через варисторы важно знать соотношение удельных поверхностных проводимостей увлажненных и подсущенных участков покрышки ОПН. В первом приближении можно принять, что удельная поверхностная проводимость увлажненных участков мало изменяется во время проведения испытаний. Поэтому удельная поверхностная проводимость увлажненного слоя может быть рассчитана по току утечки I_1 , измеренному непосредственно после включения напряжения U на ОПН,

$$\kappa_{\text{вл}} = \frac{I_1 k}{U} \phi. \quad (4)$$

После образования подсущенных зон при принятом ранее предположении о постоянстве $\kappa_{\text{вл}}$ справедливо уравнение

$$U = I_2 \left[\frac{k_{\phi} - k_{\phi,3}}{\kappa_{\text{вл}}} + \frac{k_{\phi,3}}{\kappa_3} \right], \quad (5)$$

где I_2 — ток утечки после образования подсущенных зон; k_{ϕ} , $k_{\phi,3}$ — коэффициенты формы всего

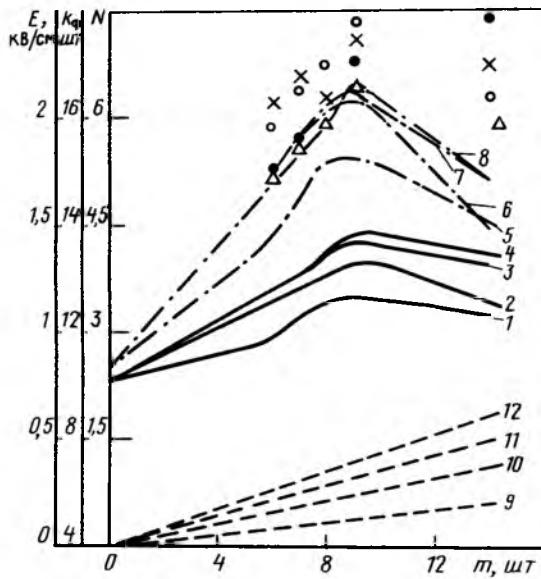


Рис. 7. Зависимость числа подсущенных зон от числа ребер m на макетах изоляторов с диаметром тела $d = 30$ мм:

1, 2, 3, 4 — напряженность электрического поля по высоте макета; 5, 6, 7, 8 — число подсущенных зон (\bullet , \circ , \times , Δ — экспериментальные точки); 9, 10, 11, 12 — коэффициенты формы изоляторов; 1, 5 (\bullet), 9 — макеты с диаметром ребра $D = 55$ мм; 2, 6 (\circ), 10 — макеты с $D = 75$ мм; 3, 7 (\times), 11 — макеты с $D = 90$ мм; 4, 8 (Δ), 12 — макеты с $D = 120$ мм

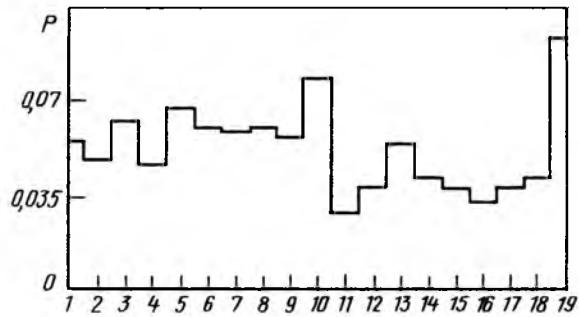


Рис. 8. Распределение вероятности появления подсущенных зон на покрышке серийного ОПН-110 в отношении к равномерному распределению

изолятора покрышки и части покрышки с сухими зонами; κ_3 — удельная поверхностная проводимость подсущенных зон.

Отношение $\kappa_{\text{вл}}/\kappa_3$ в соответствии с формулами (4) и (5)

$$\frac{\kappa_{\text{вл}}}{\kappa_3} = \frac{k_{\phi}}{k_{\phi,3}} \left[\frac{I_1}{I_2} - 1 \right] + 1. \quad (6)$$

Отношение I_1/I_2 , полученное экспериментально на фарфоровой покрышке ОПН-110, много больше 1. Так, при изменении $\kappa_{\text{вл}}$ от 2 до 11 мкСм отношение I_1/I_2 возрастало от 50 до 150. Так как отношение $k_{\phi}/k_{\phi,3}$ существенно больше 1, то формулу (6) можно упростить

$$\frac{\kappa_{\text{вл}}}{\kappa_3} \approx \frac{k_{\phi}}{k_{\phi,3}} \frac{I_1}{I_2}. \quad (7)$$

Принимая во внимание, что подсущенные зоны, как правило, образуются на междуреберных промежутках, формула (7) преобразуется к виду

$$\frac{\kappa_{\text{вл}}}{\kappa_3} \approx \frac{k_{\phi} \pi d}{N l} \frac{I_1}{I_2}. \quad (8)$$

Расчет по формуле (8) для фарфоровой покрышки ОПН-110 показал, что отношение $\kappa_{\text{вл}}/\kappa_3$ возрастает от 250 до 700 с увеличением $\kappa_{\text{вл}}$ от 2 до 14 мкСм.

Для расчета дополнительных токов через варисторы ОПН по методике, изложенной в [2], помимо знания $\kappa_{\text{вл}}/\kappa_3$, числа подсущенных зон необходимо знать распределение вдоль покрышки этих зон. На рис. 8 по результатам 632 опытов, проведенных по методике ПТ, приведена диаграмма вероятности появления подсущенной зоны на межреберных промежутках серийного ОПН-110.

Вероятности сочетания подсущенных зон поверхности покрышки

Число зон на покрышке	Две зоны		Три зоны		Четыре зоны		Пять зон		Шесть зон	
	Эксперимент, $M = 85$	Расчет	Эксперимент, $M = 93$	Расчет	Эксперимент, $M = 200$	Расчет	Эксперимент, $M = 146$	Расчет	Эксперимент, $M = 43$	Расчет
Нет зон на соседних межреберных промежутках										
Только две зоны рядом	0,79	0,89	0,525	0,7	0,285	0,47	0,095	0,26	0,07	0,112
Только три зоны рядом	0,21	0,11	0,4	0,28	0,43	0,435	0,385	0,475	0,3	0,374
Только четыре зоны рядом	—	—	0,075	0,02	0,165	0,06	0,19	0,11	0,095	0,17
Только пять зон рядом	—	—	—	—	0,045	0,005	0,105	0,019	0,115	0,04
Только шесть зон рядом	—	—	—	—	—	—	0,005	0,001	0,045	0,007
Рядом в двух местах две зоны	—	—	—	—	0,075	0,03	0,145	0,115	0,14	0,246
Рядом в трех местах две зоны	—	—	—	—	—	—	—	—	0,025	0,013
Рядом в двух местах две и три зоны	—	—	—	—	—	—	0,075	0,02	0,14	0,027
Рядом в двух местах по три зоны	—	—	—	—	—	—	—	—	0,025	0,0035
Рядом в двух местах две и четыре зоны	—	—	—	—	—	—	—	—	0,045	0,007

Примечание. M — число опытов.

Самый нижний (№ 0) промежуток в процессе опытов находился в таких условиях, что вероятность появления подсущенной зоны была близка к 1 и поэтому не учитывался при построении диаграммы. Как видно из рис. 8, в первом приближении можно принять при расчетах дополнительных токов равную вероятность появления подсущенных зон в любом межреберном промежутке. Некоторое увеличение вероятности образования подсущенной зоны наблюдается в месте склейки частей покрышки и у фланцев, т. е. где имеются неоднородности материала изолятора.

Как показано на рис. 1, наиболее опасны случаи группировки подсущенных зон около фланцев. Поэтому по результатам испытаний и расчетов в табл. 3 приведены вероятности образования в нескольких соседних межреберных промежутках подсущенных зон на поверхности покрышки ОПН-110. Как видно из табл. 3, результаты расчета и эксперимента удовлетворительно совпадают.

Для оценочных расчетов токов через варисторы ОПН можно использовать эквивалентную зону с длиной, выбранной с учетом вероятности появления нескольких зон на соседних межреберных промежутках и с учетом повышенной вероятности

появления зон вблизи неоднородностей на покрышке — соединений с фланцами, kleеных швов и др. Например, можно принять вероятность появления зоны вблизи одного из фланцев $P = 1,0$ и рассматривать наиболее вероятное сочетание зон вблизи этого фланца в качестве расчетного.

Выходы

1. Средняя длина подсущенных зон на поверхности загрязненных и увлажненных покрышек зависит от диаметра тела изолятора и не зависит от приложенного напряжения в пределах $0,3-0,75 U_{0,5\text{вр}}$ и от удельной поверхностной проводимости слоя загрязнения в пределах $1-15 \text{ мкСм}$.

2. Количество зон на поверхности покрышек растет с увеличением приложенного напряжения и удельной поверхностной проводимости слоя загрязнения и уменьшается при увеличении диаметра тела покрышки и коэффициента формы.

3. Распределение зон может быть оценено в предположении равной вероятности появления зон на любом межреберном промежутке, кроме промежутков с наличием неоднородностей на покрышке, и независимости их появления друг от друга.

Список литературы

1. Влияние загрязнения на работу ограничителей перенапряжений / Л. И. Давыдова, Л. П. Петрова, Э. Б. Кренгауз, В. Е. Розет // Тр.НИИПТ, 1983.
2. Кизеветтер В. Е., Сергеев А. С., Фирсов А. В. Расчет распределения напряжения и тока по элементам ограничителя перенапряжений при загрязнении и увлажнении его покрышки // Электротехника. 1987. № 3.
3. Демьяненко К. Б., Сергеев А. С. Исследование стабильности высоконелинейных оксидно-цинковых резисторов при воздействии длительно приложенного напряжения промышленной частоты // Электротехника. 1984. № 9.
4. Александров Г. Н., Кизеветтер В. Е., Альваре Э. Х. Оптимизация формы изоляторов на основе стеклопластиков // Электричество. 1984. № 12.

Поступила 17.12.92

КАБЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.315.2.016.2

ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБКИХ КОМБИНИРОВАННЫХ ЭКРАНОВ ГЕРМЕТИЗИРОВАННЫХ КАБЕЛЕЙ

Я. З. МЕСЕНЖНИК, доктор техн. наук, проф., В. В. УШАКОВ, инж.

1. Анализ существующих методов расчета экранирующих характеристик экранов. Получение аналитических соотношений для расчета экранирующих характеристик реальных экранов путем точного решения электродинамических задач взаимодействия помехонесущих полей и экранов достаточно сложно. Поэтому при выводе расчетных формул обычно используют различные допущения, которые позволяют с приемлемой для практики точностью рассчитать характеристики экранов.

Из всего многообразия помехонесущих электромагнитных полей можно выделить два основных вида — гармонические и импульсные. Все реальные электромагнитные процессы можно представить либо в виде суммы дискретных гармонических колебаний, либо в виде непрерывного спектра гармонических колебаний. Использовав при этом метод комплексных амплитуд [1], можно легко разделить пространственные и временные переменные в исходных дифференциальных урав-

нениях, описывающих процессы экранирования, и исключить из рассмотрения при решении временную переменную, так как при прохождении синусоидальной волны через экран она не меняет своей частоты по сравнению с частотой падающего поля.

Для расчета экранирующих характеристик в теории электромагнитного экранирования используются следующие основные методы [2–6].

Волновой метод. При расчете используется общая теория электромагнитного поля, основанная на полной системе дифференциальных уравнений Максвелла, которые решаются для стенки экрана и окружающих сред, а на границах сопрягаются с помощью граничных условий, дополняемых условиями ограниченности соответствующих функций в начале координат и их регулярности в бесконечности и в экранируемой области.

Основным недостатком волнового метода является его сложность для конструкторских расчетов, если форма экрана не совпадает с конфигурацией фронта волны помехи, так как в этом случае фронт падающей волны приходится представлять в виде разложения по собственным функциям, соответствующим форме поверхности экрана. Тем не менее волновой метод широко используется в диапазоне сверхвысоких частот.

Частным случаем волнового метода является метод квазистационарного приближения (метод наведения потенциалов), который применяется в случае, если размеры экрана значительно меньше длины волны помехонесущего поля. В этом случае в системе дифференциальных уравнений Максвелла пренебрегают токами смещения как в диэлектрике, так и в металле, что физически означает одновременное (мгновенное) изменение во времени поля во всех точках рассматриваемого пространства. Квазистационарные поля, будучи переменными, тем не менее сохраняют в своей структуре основные черты стационарных полей.

Система дифференциальных уравнений в этом случае приобретает вид:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} H = \sigma E; \\ \operatorname{rot} E = -(\partial B / \partial t), \end{cases} \quad (1)$$

где H , E — напряженность магнитного и электрического полей, соответственно; σ — удельная проводимость среды; B — магнитная индукция; t — время.

Из (1) следует, что задача оценки эффективности электромагнитного экранирования сводится к задаче о проникновении магнитной составляющей помехонесущего поля. Напряженность электрического поля помехи на поверхности экрана из-за потенциального характера поля равна нулю и в дальнейшем присутствует как индукционная — наведенная магнитным полем помехи в экране.

С точки зрения волновых представлений экранирующий эффект (затухание поглощения и зату-

хание отражения) обусловлен микропроцессами — наведением вихревых поперечных токов в экране, поэтому в данном случае в расчете можно не учитывать условия нагрузки кабеля и заземления экрана.

Данный метод справедлив для ограниченного диапазона частот до 10^8 Гц. С использованием дифференциальных уравнений математической физики выполнены расчеты экранирующих характеристик кабелей, катушек индуктивности и других элементов электрооборудования в работах И. И. Гроднева, К. Я. Сергейчука, Н. С. Кошлякова, Л. А. Жекулина, Г. Кадена и др.

С использованием интегральных уравнений, позволяющих рассчитывать на ЭВМ электромагнитные системы с деталями сложной формы и с нелинейными характеристиками сред, например, электрических машин и трансформаторов, выполнены работы О. В. Тозони, Э. В. Колесникова, Е. И. Петрушенко и др.

Математическая модель квазистационарного поля, построенная с помощью метода вторичных источников, учитывающая влияние близко расположенных металлических конструкций, по сравнению с моделью в виде краевой задачи для дифференциальных уравнений позволила значительно уменьшить число неизвестных. С целью дальнейшего уточнения модели идут по пути специализации задач, хотя при этом уменьшаются возможности математической модели.

Метод теории цепей (метод теории длинной линии). Основан на сходстве физических процессов, происходящих в электромагнитных экранах, с процессами, протекающими в электрических цепях (длинных линиях). При этом поглощению энергии в экране в теории цепей соответствует затухание волн в линии, а отражению энергии на границах экрана — отражение энергии волн в линии с несогласованной нагрузкой. Физическая аналогия выражается и в сходстве дифференциальных уравнений этих двух процессов.

Этот метод рассматривает уменьшение токов и напряжений, индуцируемых в цепях линий связи внешними источниками, обусловленными наличием экранов, т. е. экран является третьей цепью, вызывающей дополнительные влияния на подверженную влиянию цепь. В экране происходят микропроцессы — наведение токов в цепях типа "экран — земля", поэтому здесь весьма существенны параметры цепей и их нагрузки. Эти эффекты количественно характеризуются коэффициентом защитного действия, равным отношению напряжения при наличии экрана к напряжению — при отсутствии экрана.

Метод теории цепей, изложенный в работах М. И. Михайлова, Л. Д. Разумова, С. А. Соколова, В. О. Шварцмана, С. А. Щелкунова, Э. Венса, Р. Шульца, В. Адамса и других авторов, не имеет особых преимуществ перед волновым методом

(последний является более общим), но позволяет использовать известные из теории цепей решения.

Разновидностью метода теории цепей в случае квазистационарного приближения является схемный метод, впервые использованный для решения задач экранирования В. Гаком и В. Герцогом, и известный за рубежом под названием "теория индукционного экранирования". При этом электрическое и магнитное экранирование рассматриваются отдельно и описываются их процессами, протекающими в заменяющих экран эквивалентных схемах — четырехполюсниках с сосредоточенными параметрами — индуктивностью, взаимной индуктивностью, емкостью и т. д., а воздействующее электромагнитное поле заменяют источником с некоторым внутренним сопротивлением, зависящим от конфигурации и материала экрана. Коэффициенты магнитного S_H и электростатического S_E экранирования определяют по формулам:

$$S_H = R/(R + j\omega L); \quad (2)$$

$$S_E = R/(R + 1/j\omega C), \quad (3)$$

где R и L — активное сопротивление и индуктивность соответственно; j — мнимая единица; ω — круговая частота; C — электрическая емкость.

Ограниченностю данного метода заключается в том, что его можно применять исключительно для воздействия низкочастотных полей (до 50–100 кГц) на экран, для которых глубина проникновения соизмерима или больше толщины стенки экрана. В противном случае необходимо учитывать зависимость активного сопротивления экрана от частоты.

Методы расчета экранирующих характеристик при импульсных воздействиях. Так как импульсы содержат не одну частоту, а их спектр, то подобного разделения переменных, как было описано, сделать нельзя ввиду различной реакции экрана на поля разных частот. Поэтому при импульсных помехах экранирующие характеристики определяют при помощи специальных методов: спектрального анализа, содержащего в своей основе прямое и обратное преобразования Фурье: импульсной единичной функции с использованием интеграла Диомеля; метода операционного исчисления, в основе которого лежат прямое и обратное преобразования Карсона — Хэвисайда.

В [6] предложена общая теория электромагнитного влияния, основанная на явлении электромагнитной индукции и включающая:

влияние цепей высоковольтных линий на цепи линий связи;

взаимные влияния цепей воздушных линий связи;

взаимные влияния симметрических цепей кабельных линий связи;

взаимные влияния коаксиальных цепей кабельных линий связи.

Отмечается, что несмотря на различие источников влияния, их всех объединяет единая физическая суть явления: влияние на цепи связи является результатом нахождения этих цепей в электромагнитном поле, создаваемом источниками влияний. В зависимости от того, каким источником создано влияющее поле, могут быть различны его конфигурация, напряженность, частота, соотношение магнитной и электрической составляющих (только в индукционных полях), закон изменения во времени, но его физическая сущность остается одной и той же.

Однако решение предложенных обобщенных уравнений для конкретного случая представляет чрезвычайно сложную проблему, поэтому приходится вводить различные допущения, и в итоге получаются известные методы расчета экранирующих характеристик и параметров влияния.

2. Разработка метода расчета экранирующих характеристик гибких комбинированных экранов. Из теории осциллирующего диполя известны два поля — "близкое", или поле индукции, и "далекое", или поле излучения. Амплитуда первого поля отличается от второго на коэффициент $\lambda/2\pi r$, где λ — длина волны; r — радиус экрана. Это значит, что в энергетических устройствах, где $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$, полем излучения можно пренебречь, а при $r \gg \frac{\lambda}{2\pi}$ можно пренебречь полем индукции, так как амплитуда поля индукции уменьшается обратно пропорционально r^3 , а поля излучения — обратно пропорционально r [7].

В ближней зоне электрическое и магнитное поля могут существовать раздельно с преобладанием той или иной составляющей, поскольку при расстояниях, меньших длины волны, для мгновенных значений переменных полей применимы законы постоянных полей [8]. При этом доказано, что в области частот до 10^8 Гц эффективность экранирования электрического поля существенно выше, чем магнитного [9], а так как наибольшие помехи наводятся при непосредственной близости источника от экранируемого объекта, в дальнейшем можно ограничиться рассмотрением проблемы экранирования только от магнитного поля.

3. Расчет экранирующих характеристик слоя из магнитогерметика. Вопросы, связанные с применением ферромагнитных материалов для экранирования, вызывают интерес в течение длительного времени, тем не менее они изучены меньше, чем экранирование неферромагнетиками [10].

В современной технике широко используют статические магнитные поля. Они применяются для фокусировки электронных и ионных пучков, создания гиромагнитного резонанса в ферритах и разработки на его основе ферритовых устройств. Источниками магнитных полей могут быть соленоиды, электромагниты и постоянные магниты. Магнитные системы обычно имеют в своем составе

экраны, ограничивающие магнитные поля рассеивания и препятствующие проникновению внешних магнитных полей в пространство взаимодействия [11].

В большинстве работ, посвященных экранированию в стационарном режиме и слабых полях, даны расчеты экранирующих характеристик различных геометрических структур, например, в виде трубы из высокопроводящих ферромагнитных металлов [3, 5, 7, 8, 12–14]. Метод непосредственного решения уравнений электромагнитного поля обычно сводится к нахождению потенциальной функции, удовлетворяющей уравнению Лапласа, а также заданным граничным условиям, определяющим поле в исследуемой области.

В [1, 14–16] посредством решения уравнений Максвелла проведены расчеты в СВЧ диапазоне параметров линий передачи (например, волноводов), содержащих феррито-диэлектрическое или ферритовое заполнение. Расчет экранирующих характеристик не проводился.

В [2, 10, 17] приведены методики и выполнены расчеты на основе уравнений Максвелла экранирующих характеристик ферромагнитных металлических экранов при воздействии высокоинтенсивных импульсных и синусоидальных помехонесущих полей с учетом нелинейности магнитной проницаемости материала экрана. Интенсивные электромагнитные помехи возникают при разрядах молний, ядерном взрыве, а также при работе мощных электрических машин, аппаратов постоянного и переменного тока, трансформаторов, особенно в режимах коммутации. В [18] аналогичная задача решена на основе метода теории цепей; для расчета токов и напряжений, возникающих в проводах линии большой протяженности, использованы формулы Зунде и их низкочастотные приближения.

В [4, 19, 20–23] решены задачи расчета экранирующих характеристик ферромагнитных экранов при слабых синусоидальных полях такими же методами, как и для неферромагнитных. При этом магнитная проницаемость экрана принимается постоянной и такой, чтобы расчетные результаты находились в согласовании с экспериментальными. В [24] значение магнитной проницаемости при расчете рекомендуется выбирать из предварительно определенной проницаемости в зависимости от тока, протекающего в экранирующей оболочке.

В [25] разработан метод расчета экранирующих характеристик в электрическом и магнитном полях при частоте 10^3 – 10^6 Гц для экранов кабелей управления в виде слоя из полимерного материала, наполненного электропроводящим наполнителем. Отмечено, что согласно теоретическому расчету увеличение относительной магнитной проницаемости материала экрана от 1 до 10 дает увеличение затухания экранирования в магнитном поле от 1 до 20 дБ в зависимости от частоты поля помех.

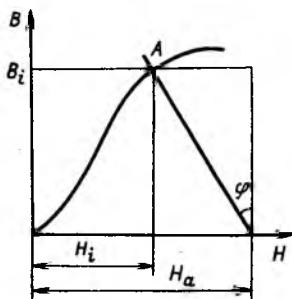


Рис. 1. Способ определения эффективности экрана из магнитной резины

Однако, это не подтверждено результатами экспериментальных исследований, которые проведены с использованием в качестве наполнителя технического углерода, модифицированного бором, не обладающего ферромагнитными свойствами. Кроме того, предложенный метод расчета экранирующих характеристик, очевидно, не может быть использован для расчета параметров слоя из магнитогерметика, так как не учитывает магнитные потери и выведен с учетом допущения о возможности вихревых токов в электропроводящем экране из-за соприкосновения частиц наполнителя.

В [26] подробно рассмотрены возможности магнитомягких резин для решения вопросов экранирования различных устройств (кроме кабелей) в слабых полях.

Отмечено, что как действительная, так и минимальная части комплексной магнитной проницаемости магнитомягких резин имеют в отдельных частотных областях достаточно большие значения. Это позволяет использовать их для изготовления магнитных и электромагнитных экранов. Эффективность действия таких экранов предложено определять на основе кривой намагничивания магнитной резины в точке А (рис. 1)

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{m}{n} N_3, \quad (4)$$

где N_3 — размагничивающий фактор экрана; m — масштаб по оси ординат; n — масштаб по оси абсцисс.

Точка А дает величины H_i , B_i . Отсюда определяется коэффициент экранирования $S = H_i / H_a$.

Приведенный метод определения коэффициента экранирования по существу является косвенным, так как не учитывает размеров и форму реального экрана, частоту помехонесущего поля и т. д.

В [27] приведены теоретические исследования экранирующих свойств многослойных цилиндрических структур (например, электрических машин) в низкочастотном поле, при этом источником поля является бесконечно длинная цилиндрическая обмотка с врачающейся волной тока, расположенная внутри многослойной среды, создающая нормально тангенциальное врачающееся поле.

Исследованы различные сочетания и толщины двух- и трехслойных цилиндров из стали с различной магнитной проницаемостью и меди, а также меди и магнитодиэлектрика.

Установлено возрастание коэффициента экранирования (названное "канал-эффектом") структуры медь — сталь — медь по отношению к структуре сталь — медь в десятки раз, причем в случае использования вместо стали магнитодиэлектрика "канал-эффект" увеличивается дополнительно в 1,5 раза из-за большего несоответствия волновых сопротивлений магнитодиэлектрика и меди.

Практически все полученные результаты (в частности, экстремальное проявление "канал-эффекта" при равенстве толщин многослойной структуры и др.) согласуются с ранее проведенными исследованиями [4, 19, 20].

Теоретическая оценка экранирующих свойств проводилась для трехмерных низкочастотных сильных полей по аналогии со стальным экраном (при электропроводности, приравненной к нулю) без учета особенностей и свойств магнитодиэлектрика.

Из анализа существующих методов расчета экранирующих характеристик следует, что в настоящее время отсутствует приемлемый для герметизированных судовых кабелей метод расчета экранирующих характеристик слоя из композиционного магнитного, наполненного ферритом (магнитогерметика), который обладает специфическими электрическими и магнитными свойствами.

Для обеспечения сохранения композиционными эластомерными материалами достаточных физико-механических свойств концентрацию наполнителя выбирают, как правило, не более 50–60 % по объему. При такой концентрации и равномерном распределении наполнителя в объеме материала частицы порошка не соприкасаются между собой. Из-за того, что в процессе изготовления и вторичной переработки (например, при получении путем дробления отходов изделий для радиопромышленности) ферриты подвергаются размолу в шаровой мельнице, форма частиц порошка в полимерной матрице близка к сферической.

Рассмотрим механизм работы экранирующего слоя из магнитогерметика в электромагнитном поле и введем следующие допущения:

принимаем форму частиц порошка в виде сферы;

распределение порошка наполнителя в объеме магнитогерметика равномерное;

концентрация и распределение порошка наполнителя таковы, что частицы наполнителя не касаются друг друга и электрический контакт между частицами отсутствует;

при расчете поля для герметизированных кабелей можно ограничиться квазистационарным режимом (частота до 10^8 Гц), поэтому искажением поля от влияния каждой частицы пренебрегаем.

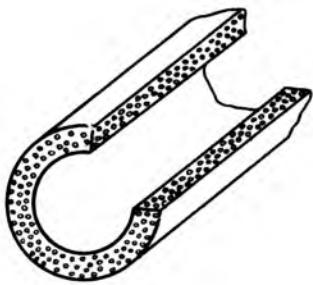


Рис. 2. Распределение наполнителя в объеме цилиндрического слоя из магнитооптической ленты

Схема распределения наполнителя в объеме слоя из магнитооптической ленты приведена на рис. 2.

Затухание экранирования (A_3) цилиндрического слоя из магнитооптической ленты рассчитывается по формуле [4]

$$A_3 = 20 \lg \left| \frac{1}{S} \right|, \quad (5)$$

где S – коэффициент экранирования.

Входящий в формулу (5) коэффициент экранирования характеризует уменьшение энергии электромагнитного поля за экраном и определяется аналогично [28]

$$S = \sqrt{\frac{P_{\text{в}}}{P_0}}, \quad (6)$$

где $P_{\text{в}}$ – энергия электромагнитного поля, сосредоточенная в объеме, ограниченном внутренней поверхностью цилиндрического экрана; P_0 – энергия электромагнитного поля, сосредоточенная в аналогичном объеме, но без цилиндрического экрана.

В соответствии с законом сохранения энергии энергию электромагнитного поля, сосредоточенную в объеме, ограниченном внутренней поверхностью цилиндрического экрана, можно получить путем вычитания из энергии поля, сосредоточенной в границах экрана, энергии поглощаемой самим слоем из магнитооптической ленты,

$$P_{\text{в}} = P_{\text{н}} - P_{\text{з}}, \quad (7)$$

где $P_{\text{н}}$ – энергия электромагнитного поля, сосредоточенная в объеме, ограниченном наружной поверхностью цилиндрического экрана; $P_{\text{з}}$ – энергия электромагнитного поля, поглощаемая цилиндрическим экраном.

С учетом (7) формула (6) примет вид

$$S = \sqrt{\frac{P_{\text{н}} - P_{\text{з}}}{P_0}}. \quad (8)$$

Для расчета энергии электромагнитного поля, сосредоточенной в определенном объеме, необходимо

димо проинтегрировать по этому объему объемную плотность энергии электромагнитного поля

$$P = \int_v p dv, \quad (9)$$

где P – энергия электромагнитного поля, сосредоточенная в объеме; p – объемная плотность энергии электромагнитного поля; v – объем интегрирования; dv – элемент объема.

Тогда входящие в формулу (8) энергии электромагнитного поля примут вид:

$$P_{\text{н}} = \int_{v_1} p_{\text{н}} dv; P_{\text{в}} = \int_{v_2} p_{\text{в}} dv; P_{\text{з}} = \int_{v_3} p_{\text{з}} dv, \quad (10)$$

где $p_{\text{н}}$ – объемная плотность энергии влияющего электромагнитного поля; $p_{\text{з}}$ – объемная плотность энергии электромагнитного поля, поглощенной экраном.

Объемами v_1 , v_2 , v_3 , по которым производится интегрирование в формулах (10), являются объем внутри экрана v_1 , объем самого слоя из магнитооптической ленты v_3 и суммарный объем $v_2 = v_1 + v_3$.

Для расчета объемной плотности энергии $p_{\text{н}}$ влияющего электромагнитного поля, сосредоточенного в ограниченной цилиндрическим экраном области, рассмотрим процесс воздействия внешнего электромагнитного поля на однородный и изотропный диэлектрики, не обладающие сегнетоэлектрическими или ферромагнитными свойствами.

Электромагнитные процессы в диэлектрике описываются уравнениями Максвелла:

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}; \text{rot } \vec{H} = - \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}; \text{div } \vec{D} = 0; \text{div } \vec{B} = 0, \quad (11)$$

где \vec{E} – вектор напряженности электрического поля; \vec{H} – вектор напряженности магнитного поля; \vec{D} – вектор электрической индукции; \vec{B} – вектор магнитной индукции; t – время.

Формулы (11) справедливы для случаев, когда электромагнитное поле исследуется в области, где отсутствуют порождающие его свободные электрические заряды и макроскопические токи.

Связи между векторами напряженности электрического поля и электрической индукции и между векторами напряженности магнитного поля и магнитной индукции устанавливаются для каждой конкретной среды определенными уравнениями состояния среды (материальными уравнениями). Для однородного и изотропного диэлектриков материальные уравнения имеют следующий

вид:

$$\vec{D} = \epsilon \epsilon_0 \vec{E}; \vec{B} = \mu \mu_0 \vec{H}, \quad (12)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость среды; μ — относительная магнитная проницаемость среды; ϵ_0 — электрическая постоянная, равная $8,85 \cdot 10^{-12} \Phi/m$; μ_0 — магнитная постоянная, равная $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн}/\text{м}$.

Примем, что электромагнитное поле распространяется в пространстве вдоль положительного направления X (рис. 3) в виде плоской волны с фазовой скоростью

$$V = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \epsilon_0 \mu \mu_0}}. \quad (13)$$

Прямоугольная система координат выбрана (без ограничения общности рассуждений) как наиболее соответствующая характеру распространения плоской волны.

Тогда векторное уравнение электромагнитного поля (11) можно с учетом формулы (12) переписать в скалярной форме

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_Z}{\partial Y} - \frac{\partial E_Y}{\partial Z} = -\mu \mu_0 \frac{\partial H_X}{\partial t}; \\ \frac{\partial E_X}{\partial Z} - \frac{\partial E_Z}{\partial X} = -\mu \mu_0 \frac{\partial H_Y}{\partial t}; \\ \frac{\partial E_Y}{\partial X} - \frac{\partial E_X}{\partial Y} = -\mu \mu_0 \frac{\partial H_Z}{\partial t}; \\ \frac{\partial H_Z}{\partial Y} - \frac{\partial H_Y}{\partial Z} = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E_X}{\partial t}; \\ \frac{\partial H_X}{\partial Z} - \frac{\partial H_Z}{\partial X} = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E_Y}{\partial t}; \\ \frac{\partial H_Y}{\partial X} - \frac{\partial H_X}{\partial Y} = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E_Z}{\partial t}; \\ \frac{\partial E_X}{\partial X} - \frac{\partial E_Y}{\partial Y} + \frac{\partial E_Z}{\partial Z} = 0; \\ \frac{\partial H_X}{\partial X} - \frac{\partial H_Y}{\partial Y} + \frac{\partial H_Z}{\partial Z} = 0. \end{array} \right. \quad (14)$$

Плоская волна, распространяющаяся вдоль оси OX (рис. 3), обладает следующим свойством: все величины, характеризующие колебательное движение среды, зависят только от времени t и координаты X рассматриваемой точки среды. Тогда урав-

нение распространения такой плоской волны в общем виде можно записать следующим образом:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = F_1 \left[t - \frac{X}{V} \right]; \\ H = F_2 \left[t - \frac{X}{V} \right]. \end{array} \right. \quad (15)$$

Условие (15) означает, что векторы напряженности электрического и магнитного полей, а следовательно, и их проекции на оси координат не зависят от Y и Z

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_X}{\partial Y} = \frac{\partial E_X}{\partial Z} = \frac{\partial E_Y}{\partial Y} = \frac{\partial E_Y}{\partial Z} = \frac{\partial E_Z}{\partial Y} = \frac{\partial E_Z}{\partial Z} = 0; \\ \frac{\partial H_X}{\partial Y} = \frac{\partial H_X}{\partial Z} = \frac{\partial H_Y}{\partial Y} = \frac{\partial H_Y}{\partial Z} = \frac{\partial H_Z}{\partial Y} = \frac{\partial H_Z}{\partial Z} = 0. \end{array} \right. \quad (16)$$

С учетом (16) и уравнений (14) следует, что проекции векторов напряженности электрического и магнитного полей на ось OX не зависят ни от координат, ни от времени:

$$\frac{\partial E_X}{\partial X} = \frac{\partial E_X}{\partial t} = 0; \quad (17)$$

$$\frac{\partial H_X}{\partial X} = \frac{\partial H_X}{\partial t} = 0. \quad (18)$$

Тогда $E_X = H_X = 0$, а векторы E и H расположены перпендикулярно направлению распространения плоской электромагнитной волны.

С учетом (16–18) уравнения (14) примут вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_Z}{\partial X} = \mu \mu_0 \frac{\partial H_Y}{\partial t}; \\ \frac{\partial E_Y}{\partial X} = -\mu \mu_0 \frac{\partial H_Z}{\partial t}; \\ \frac{\partial H_Z}{\partial X} = -\epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E_Y}{\partial t}; \\ \frac{\partial H_Y}{\partial X} = \epsilon \epsilon_0 \frac{\partial E_Z}{\partial t}. \end{array} \right. \quad (19)$$

Введение новой переменной

$$\xi = t - \frac{X}{V} \quad (20)$$

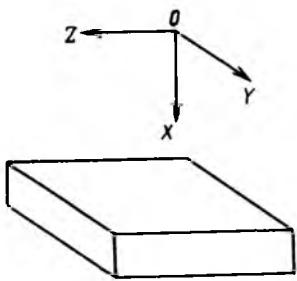


Рис. 3. К расчету экранирующих свойств цилиндрического слоя из магнитопастичика

приводит к следующей связи между полной производной функции $F(\xi)$ и ее частными производными по t и X (с учетом правил дифференцирования функций нескольких переменных [29])

$$\frac{dF}{d\xi} = -\frac{\frac{\partial F}{\partial t}}{\frac{d\xi}{dt}} + \frac{\frac{\partial F}{\partial X}}{\frac{d\xi}{dX}}. \quad (21)$$

Подставив (20) в (21), получим:

$$\frac{\partial F}{\partial \xi} = \frac{\partial F}{\partial t} - V \frac{\partial F}{\partial X}. \quad (22)$$

Использовав формулу для расчета фазовой скорости плоской электромагнитной волны (13), уравнения (19) можно представить в следующей форме:

$$-\sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} V \frac{\partial E_Z}{\partial X} = \frac{\partial H_Y}{\partial t}; \quad (23a)$$

$$-\sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} V \frac{\partial E_Y}{\partial X} = \frac{\partial H_Z}{\partial t}; \quad (23b)$$

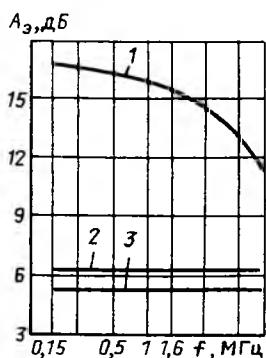


Рис. 4. Зависимость затухания экранирования слоя из магнитопастичика от частоты

1 – наполнитель – феррит бария; 2 – феррит 600НН; 3 – феррит 6000НМ

$$-V \frac{\partial H_Z}{\partial X} = \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} \frac{\partial E_Y}{\partial t}; \quad (23b)$$

$$V \frac{\partial H_Y}{\partial X} = \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} \frac{\partial E_Z}{\partial t}. \quad (23c)$$

Складывая уравнения (23b) и (23c) и вычитая из уравнения (23c) уравнение (23a), получаем:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} \left[\frac{\partial E_Y}{\partial t} - V \frac{\partial E_Y}{\partial X} \right] = \frac{\partial H_Z}{\partial t} - V \frac{\partial H_Z}{\partial X}; \\ \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} \left[\frac{\partial E_Z}{\partial t} - V \frac{\partial E_Z}{\partial X} \right] = - \left[\frac{\partial H_Y}{\partial t} - V \frac{\partial H_Y}{\partial X} \right]. \end{array} \right. \quad (24)$$

С учетом формулы (22) уравнения (24) примут вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} \frac{dE_Y}{d\xi} = \frac{dH_Z}{d\xi}; \\ \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} \frac{dE_Z}{d\xi} = - \frac{dH_Y}{d\xi}. \end{array} \right. \quad (25)$$

Так как рассматривается только случай переменного поля, то из (25) следует, что

$$\left\{ \begin{array}{l} H_Z = \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} E_Y; \\ H_Y = - \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{\mu \mu_0}} E_Z. \end{array} \right. \quad (26)$$

Окончательно модули векторов напряженности электрического и магнитного полей (в случае воздействия на экран плоского переменного поля) связаны между собой соотношением

$$\sqrt{\epsilon \epsilon_0} E = \sqrt{\mu \mu_0} H, \quad (27)$$

где E – модуль вектора напряженности электрического поля; H – модуль вектора напряженности магнитного поля.

Объемная плотность энергии переменного гармонического электромагнитного поля в изотропной среде определяется формулой [30]

$$p_0 = \frac{\omega \epsilon \epsilon_0 E_0^2}{2} + \frac{\omega \mu \mu_0 H_0^2}{2}, \quad (28)$$

где E_0 — модуль вектора напряженности влияющего электрического поля; H_0 — модуль вектора напряженности влияющего магнитного поля; ω — круговая частота колебаний.

С учетом формулы (27) формула (28) примет вид:

$$p_0 = \omega \mu \mu_0 H_0^2. \quad (29)$$

Объемную плотность энергии электромагнитного поля, поглощаемую единицей объема магнитогерметика, можно определить по формуле [31]

$$p_3 = \frac{1}{8\pi} \omega \eta \mu'' H_{(3)}^2, \quad (30)$$

где $H_{(3)}$ — напряженность магнитного поля с учетом влияния экранирующего слоя из магнитогерметика; $\eta = 1$ Гн/м — коэффициент пропорциональности.

Напряженность поля $H_{(3)}$ складывается из напряженностей исходного поля H_0 и электромагнитного экрана H_3

$$H_{(3)} = H_0 - H_3. \quad (31)$$

Полная эффективность цилиндрического экрана определяется степенью ослабления им как магнитного, так и электрического полей [4, 7, 28] с учетом принципа суперпозиции полей

$$\left\{ \begin{array}{l} S_M = \frac{H_0 - H_3}{H_0}; \\ S_3 = \frac{E_0 - E_3}{E_0}, \end{array} \right. \quad (32a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} S_M = \frac{H_0 - H_3}{H_0}; \\ S_3 = \frac{E_0 - E_3}{E_0}, \end{array} \right. \quad (32b)$$

где S_M — коэффициент экранирования магнитного поля; S_3 — коэффициент экранирования электрического поля; E_3 — электрическое поле, рассеивающееся экраном.

В экранирующем слое магнитогерметика отсутствуют токи проводимости, а его эффективность определяется исключительно магнитными свойствами наполнителя. Это приводит к тому, что такой экран оказывает определенное воздействие лишь на магнитное поле, т. е. с достаточной степенью

точности можно принять $S_3 = 1$, и тогда

$$S \approx S_M. \quad (33)$$

С учетом (31)–(33) формула (30) примет вид:

$$p_3 = \frac{1}{8\pi} \omega \eta \mu'' S^2 H_0^2. \quad (34)$$

Подставив значения объемных плотностей энергии p_0 (30) и p_3 (34) в формулы (10) и проведя интегрирование по соответствующим объемам, получим

$$\left. \begin{aligned} P_0 &= \omega \mu \mu_0 H_0^2 \pi R_\Gamma^2 l; \\ P_H &= \omega \mu \mu_0 H_0^2 \pi (R_\Gamma + t_\Gamma)^2 l; \\ P_3 &= \frac{1}{8\pi} \omega \eta \mu'' S^2 H_0^2 \pi t_\Gamma (2R_\Gamma + t_\Gamma), \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

где R_Γ , l , t_Γ — соответственно, радиус, длина и толщина экранирующего слоя из магнитогерметика.

Подставив (35) в формулу для расчета коэффициента экранирования (8), получим:

$$S = \sqrt{\frac{\left[1 + \frac{t_\Gamma}{R_\Gamma}\right]^2}{1 + \frac{1}{8\pi \mu \mu_0} \frac{\tau \mu'' t_\Gamma (2R_\Gamma + t_\Gamma)}{R_\Gamma^2}}}. \quad (36)$$

Окончательно формула для расчета затухания экранирования цилиндрического слоя из магнитогерметика (5) примет вид [32]:

$$A_3 = 10 \lg \sqrt{\frac{1 + \frac{1}{8\pi \mu \mu_0} \frac{\tau \mu'' t_\Gamma (2R_\Gamma + t_\Gamma)}{R_\Gamma^2}}{\left[1 + \frac{t_\Gamma}{R_\Gamma}\right]^2}}. \quad (37)$$

Эффективность цилиндрического экранирующего слоя из магнитогерметика, как следует из формулы (37), определяется значениями нескольких переменных

$$A_3 = F(\mu'', \mu, t_\Gamma, R_\Gamma). \quad (38)$$

На рис. 4 приведены результаты расчета зависимости затухания экранирования от входящих в функцию F аргументов. Расчет производился по формуле (37) для реальной конструкции кабеля марки КСПРЭГ 5×1,0 мм² с цилиндрическим экранирующим слоем из магнитогерметика марки ГРНФ, наполненного до 78,5 % по массе магнитотвердым ферритом бария; при этом $R_\Gamma = 4,08$ мм, $t_\Gamma = 0,5$ мм (зависимость 1).

Параметры магнитогерметика марки ГРНФ

Параметр	Значение параметра при частоте, МГц							
	0,15	0,25	0,5	1,0	1,6	3,0	6,0	10,0
μ''	0,008	0,007	0,007	0,006	0,005	0,005	0,003	0,002
μ	1,064	1,060	1,050	1,038	1,027	1,029	1,026	1,030

Экспериментальные значения проницаемостей магнитогерметика марки ГРНФ μ'' и μ , необходимые для расчета, приведены в таблице*.

Уменьшение затухания экранирования (на 5,6 дБ) с увеличением частоты от 0,15 до 10 МГц связано с уменьшением магнитных потерь μ'' в четыре раза при слабоменяющейся проницаемости μ магнитогерметика марки ГРНФ.

В диапазоне частот 0,15–10 МГц магнитных эластомеров, наполненных магнитомягкими ферритами, например, ферритом марки 600НН, проницаемость практически не изменяется и составляет порядка 0,005, что обеспечивает затухание экранирования (зависимость 2) при $\mu = 10$; $t_r = 0,5$ мм; $R_r = 4,08$ мм не более 6,1 дБ, которое недостаточно для выполнения требований потребителей.

При использовании ферритов с еще большей магнитной проницаемостью, например, марки 6000НМ, затухание экранирования магнитного эластомера в указанном диапазоне частот (зависимость 3) уменьшается до 5,2 дБ (при $\mu'' = 0,01$ и $\mu = 26$ – средние значения в этом диапазоне частот; $t_r = 0,5$ мм, $R_r = 4,08$ мм).

Увеличение экранирующих свойств, как следует из формулы (37), возможно при использовании магнитогерметика с повышенным соотношением μ''/μ .

На рис. 5 дана теоретическая зависимость затухания экранирования слоя из магнитогерметика от радиуса экрана, рассчитанная по формуле (37); при этом $t_r = 0,5$ мм; $\mu'' = 0,002$, $\mu = 1,03$; $f = 10$ МГц. При увеличении сопротивления R_r в 50 раз затухание экранирования уменьшается в 4,5 раза.

Ухудшение экранирующих свойств в этом случае объясняется тем, что при постоянной толщине экрана с ростом его радиуса энергия электромагнитного поля, находящегося внутри экрана, растет быстрее, чем энергия, рассеиваемая экраном (при постоянных объемных плотностях энергии и общей энергии электромагнитного поля, сосредоточенной в объеме, ограниченном наружной поверхностью цилиндрического экрана). Поэтому при больших сопротивлениях R_r для обеспечения заданных экранирующих характеристик необходимо увеличивать время t_r .

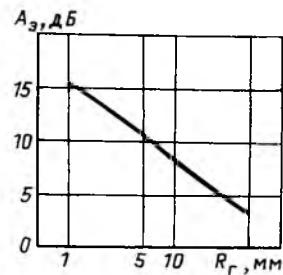


Рис. 5. Зависимость затухания экранирования слоя из магнитогерметика от его радиуса

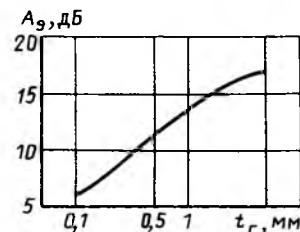


Рис. 6. Зависимость затухания экранирования слоя из магнитогерметика от его толщины

На рис. 6 приведена зависимость затухания экранирования слоя из магнитогерметика от толщины, рассчитанная по формуле (37); при этом $R_r = 4,08$ мм; $\mu'' = 0,002$; $\mu = 1,03$; $f = 10$ МГц.

Анализ этой зависимости показывает, что увеличение толщины экрана в 50 раз приводит к росту затухания экранирования в 2,9 раза. Это объясняется увеличением рассеиваемой экраном энергии электромагнитного поля.

Список литературы

1. Вольман В. И., Пименов Ю. В. Техническая электродинамика. М.: Связь, 1971.
2. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / Под ред. В. И. Кравченко. М.: Радио и связь, 1987.
3. Аполлонский С. М. Расчет электромагнитных экранирующих оболочек. Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982.
4. Гроднев И. И. Электромагнитное экранирование в широком диапазоне частот. М.: Связь, 1972.
5. Аполлонский С. М. Справочник по расчету электромагнитных экранов. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988.
6. Шварцман В. О. Защищенность цепей связи от влияния электромагнитных полей. М.: Связь, 1971.
7. Туровский Я. Техническая электродинамика. М.: Энергия, 1974.
8. Полонский Н. В. Конструирование электромагнитных экранов для радиоэлектронной аппаратуры. М.: Советское радио, 1979.
9. Бондарь В. М. Разработка эффективных электромагнитных экранов гибких проводов и кабелей. Дис... канд. техн. наук. М.: МЭИС, 1984.
10. Юнг Ф. Дж. Экранирование от импульсных полей с помощью ферро- и неферромагнитных материалов // ТИИЭР. 1973. Т. 61. № 4. С. 5–16.

* Результаты получены совместно с С. А. Чеклиным.

11. Семенов Г. А. Магнитотвердые материалы, используемые в электронике и перспективы их развития. М.: ЦНИИ "Электроника", 1982.

12. White D. Handbook on electromagnetic Shielding materials and performance. 1980. Р. 1–86.

13. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. М.: Энергия, 1970.

14. Вопросы теории электромагнитного контроля, физики ферритов и магнитодиэлектриков / Под ред. А. Б. Сапожникова. Томск: Томский университет, 1976.

15. Никольский В. В., Никольская Т. И. Электродинамика распространения радиоволн. М.: Наука, 1989.

16. Зайцев В. И. Исследование свойств некоторых линий передачи с частичным феррито-полупроводниковым заполнением. Дис... канд. техн. наук. Днепропетровск, 1970.

17. Тозони О. В., Маерграйз И. Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. Киев: Техника, 1974.

18. Вэнс Э. Ф. Влияние электромагнитных полей на экранированные кабели. М.: Радио и связь, 1982.

19. Гроднев И. И., Сергейчук К. Я. Экранирование аппаратуры и кабелей связи. М.: Связьиздат, 1960.

20. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1957.

21. Вильган В. Н. Исследование неоднородных кабельных экранов. Дис... канд. техн. наук. М.: МЭИС, 1977.

22. Шапиро Д. Н. Основы теории электромагнитного экранирования. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1975.

23. Di Napoli A., Mazzetti C. Mutual coupling of Shielded cables computation // IEEE Trans. Magn. 1982. 12. N 2. P. 523–526.

24. Михайлов М. И., Разумов Л. Д., Соколов С. А. Защита сооружений связи от опасных и мешающих влияний. М.: Связь, 1978.

25. Зубилевич А. Л. Разработка и исследование электропроводящих полимерных экранов для гибких кабелей. Дис... канд. техн. наук. М.: НПО "ВНИИКП", 1987.

26. Алексеев А. Г., Корнея А. Е. Эластичные магнитные материалы. М.: Химия, 1976.

27. Титко А. И. Электромагнитное экранирование многослойными структурами // Техническая электродинамика. 1986. № 3. С. 35–40.

28. Бондарь В. М. Воздействие внешнего помехонесущего поля на неоднородный многопроволочный экран // Радиотехника. 1983. № 12. С. 68–69.

29. Смирнов В. И. Курс высшей математики. Т. I. М.: Наука, 1974.

30. Федоров Н. Н. Основы электродинамики. М.: Высшая школа, 1980.

31. Фрадкин Б. М. Ферромагнитный шар в магнитном поле и некоторые вопросы теории магнитодиэлектриков. Дис... канд. техн. наук. М.: МЭИ, 1951.

32. Разработка герметизированных кабелей с повышенными экранирующими характеристиками / В. В. Ушаков, А. Г. Григорьян, А. Г. Микиртичан, А. Л. Зубилевич // Всесоюзный научно-технический семинар "Актуальные вопросы повышения качества и надежности кабельных изделий". М.: Информэлектро, 1989.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 621.355.163(088.8)

ОЦЕНКА НЕКОТОРЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ЗАРЯДКИ АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ

А. Г. ЗДРОК, доктор техн. наук,

А. В. ШАМАРИН, С. А. ЗДРОК, инженеры

Московский вечерний metallurgический институт

Зарядка аккумуляторных батарей в настоящее время, как правило, осуществляется с помощью выпрямительных устройств, в которых режимы регулируются тиристорами. Такие зарядные преобразователи в больших количествах выпускаются как отечественной промышленностью, так и ведущими зарубежными фирмами [1]. Удельные массогабаритные показатели преобразователей различных изготовителей существенно различаются. Поэтому представляет определенный интерес сопоставление этих показателей, позволяющее оценивать степень оптимальности массы и габаритов разрабатываемых выпрямительных устройств.

Статья посвящена рассмотрению удельных массогабаритных показателей выпрямительных зарядных устройств, изготавляемых различными фирмами. В качестве таких показателей приняты отношения массы и объема преобразователя к выходной (выпрямленной) мощности.

Выпускаемые зарядные устройства различаются главным образом возможностью обеспечения ряда зарядных характеристик, степенью автоматизации режимов и мощностями. Эти показатели оказывают существенное влияние на массу и габариты преобразователей.

На рис. 1 приведены кривые, показывающие зависимость k_m (кг/кВт) удельного показателя от выходной мощности заряжаемых батарей для серийно изготавливаемых преобразователей.

Кривая 1 характеризует удельные показатели зарядных устройств типов СР французского отделения фирмы "Вестингауз", выпускаемых для зарядки кислотных аккумуляторных батарей емкостью 190–1390 А·ч при питании от одно- и трехфазной сети. Заряд осуществляется двухступенчатым стабилизованным током.

Кривая 2 характеризует показатели зарядно-разрядных устройств типов ОПЕ, ТПП и ТПЕ,

Поступила 20.01.93

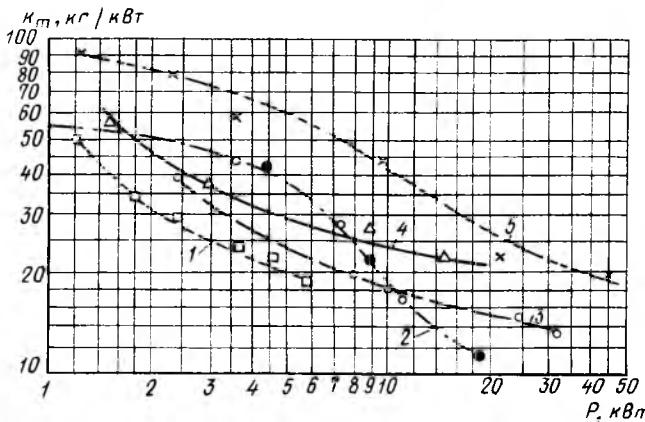


Рис. 1. Удельные значения массы серийных зарядных преобразователей

изготавливаемых в Российской Федерации. Самый маломощный преобразователь (25 А; 28,5 В; 40 кг) питается от однофазной сети, заряд кислотных батарей производится в две ступени неизменным током с переходом к стабилизации напряжения; его удельный показатель — 56 кг/кВт. Масса для данной мощности сравнительно велика. Все остальные устройства питаются от трехфазной сети напряжением 380 В со стабилизацией зарядного тока при отклонениях $\pm 1\%$; мостовая схема выпрямления содержит диоды и тиристоры. Самый мощный преобразователь этой серии (100 А, 156 В, 365 кг) предназначен для заряда свинцовых батарей, используемых в электромобилях; отклонения стабилизированного напряжения на второй ступени заряда не превышают $\pm 1\%$. Удельные массогабаритные показатели этого типа преобразователей несколько выше показателей преобразователей типа СР, очевидно, за счет обеспечения инвертирования тока в сеть при разрядке аккумуляторов. При мощности 12–20 кВт показатели этих преобразователей практически одинаковые.

Характеристики преобразователей D380G Bru-V фирмы "Vatra" (ФРГ) иллюстрируются кривой 3. Заряд осуществляется двумя ступенями стабилизированным током с переходом к стабилизированному напряжению; продолжительность заряда 19 ч. Другая разновидность зарядной характеристики имеет дополнительную третью ступень заряда стабилизированным током $0,2C_n$ до напряжения на аккумуляторе 2,65 В (C_n — номинальная емкость батареи). Преобразователи этой разновидности имеют большую массу относительно преобразователей типа СР, но в диапазоне мощностей 2–10 кВт масса их меньше зарядно-разрядных устройств ОПЕ, ТПП и ТПЕ.

Кривая 4 характеризует удельные показатели зарядных преобразователей типа Breg-TС фирмы "Deta" (ФРГ). Преобразователи обеспечивают заряд батарей в три ступени: стабилизированным током с переходом на стабилизированное напряжение и завершение заряда стабилизированным током, численно равным $0,05C_n$. Устройства снаб-

жены электронным управлением с информацией о зарядном напряжении и времени заряда в цифровом виде. Этими факторами можно объяснить несколько большую их массу относительно преобразователей типов СР и D380G Bru-V.

Кривая 5 характеризует удельные показатели преобразователей типа VB фирмы "NIFE Jungner" (Швеция). Они изготавливаются в диапазоне мощностей 1–200 кВт. Преобразователи обеспечивают постоянную подзарядку щелочных и кислотных аккумуляторных батарей. Отклонения стабилизированного тока не превышают $\pm 1\%$. Преобразователи имеют модульное исполнение трансформатора, тиристорного регулятора, системы управления, каркаса.

Приведенные преобразователи не исчерпывают многообразия выпускаемых зарядных устройств. Однако рассмотрение даже незначительной номенклатуры этих изделий позволяет сделать некоторые выводы.

В широком диапазоне мощностей лучшими массогабаритными показателями характеризуются зарядные устройства СР, ТПП и ТПЕ. При мощностях до 10 кВт сравнительно невысокими массогабаритными удельными характеристиками обладают преобразователи Breg-TС (ФРГ). Наибольшие значения массы для всех мощностей имеют шведские преобразователи VB.

На рис. 2 приведены удельные объемные показатели рассмотренных зарядных преобразователей. Изменения объемных показателей подобны изменениям массовых показателей.

Преобразователю ОПЕ-25-28,5 УЗ мощностью 0,7 кВт при объеме $300 \times 450 \times 300$ мм соответствует удельный показатель $5,1 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3/\text{kVt}$, а для преобразователей ТПЕ в диапазоне мощностей 12,8–15,6 кВт этот показатель равен $4,66 \cdot 10^{-2} \text{ м}^3/\text{kVt}$.

Рассмотренные удельные зависимости $k_V = f(P)$ и $k_V = f(P)$ могут быть широко использованы при

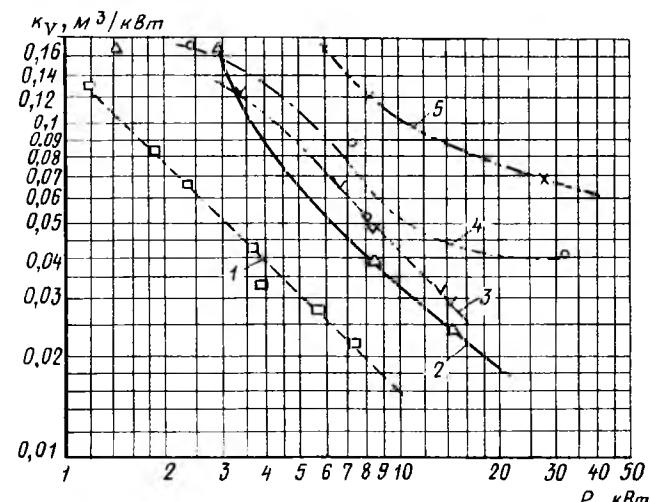


Рис. 2. Удельные значения объемов серийных зарядных преобразователей:

1 — СР; 2 — Breg-TС; 3 — 3W (заряд аккумуляторных батарей тремя ступенями); 4 — Bru-V; 5 — VB

прогнозировании вновь разрабатываемых преобразовательных зарядных устройств для выбираемых мощностей. Например, при проектировании зарядного устройства мощностью 10 кВт диапазон удельных показателей массы составляет 10,8–40 кг/кВт при общей массе 108–400 кг (рис. 1), а диапазон объемных показателей 0,016–0,1 м³/кВт при общих объемах 0,16–1 м³. Для оценки выбора способа заряда свинцовых аккумуляторов трехступенчатым или двухступенчатым токами следует руководствоваться не только приведенными значениями массы и объема преобразователя, но и стоимостью зарядного устройства, а также максимально возможным количеством зарядно-разрядных циклов при заряде двух- и трехступенчатым токами и эксплуатационными расходами [2].

Подобное сопоставление может быть также проведено для зарядных устройств индивидуальных двенадцативольтных аккумуляторов. Эти устройства в своем большинстве предназначены для заряда одной аккумуляторной батареи с номинальным напряжением 12 В, а максимальное значение тока соответствует электрической емкости 50–80 А·ч (исключение составляют устройства Японии, ПНР и Дании). Лучшие показатели массы среди отечественных устройств имеют устройства "Кулон" и "Бархат" (соответственно 47,6 и 48,6 кг/кВт), низкие показатели у универсального устройства, изготавливаемого заводом "Калугаприбор", и "Бальзам" (72,75 и 95 кг/кВт). Наиболее высокими энергетическими показателями характеризуется зарядное устройство фирмы "Бош" (31 кг/кВт).

В большинстве выпускаемых зарядных устройств индивидуальных аккумуляторных батарей предусматриваются защита от перегрузки и неправильного подключения, стабилизация напряжения, защита от коротких замыканий и индикация ряда показателей с помощью светодиодов.

Приведенными разновидностями зарядных устройств индивидуальных аккумуляторов не исчерпывается большое разнообразие различных по назначению зарядных средств, выпускаемых отраслевыми предприятиями. Заслуживает внимания пускозарядное устройство "Электроника ЗП-01" (г. Херсон) с пусковым током 100 А и массой 10 кг. В ряде случаев возможны сочетания заряда аккумуляторов со сварочными устройствами.

Следует заметить, что применением полностью управляемых тиристоров можно существенно расширить функциональные возможности зарядных устройств, например, создать асимметричный ток без дополнительных вспомогательных элементов.

На рис. 3 приведена схема подобного зарядного устройства в однофазном исполнении. Тиристоры VS2 и VS3 создают зарядную составляющую тока, а тиристоры VS1 и VS4 – разрядную составляющую.

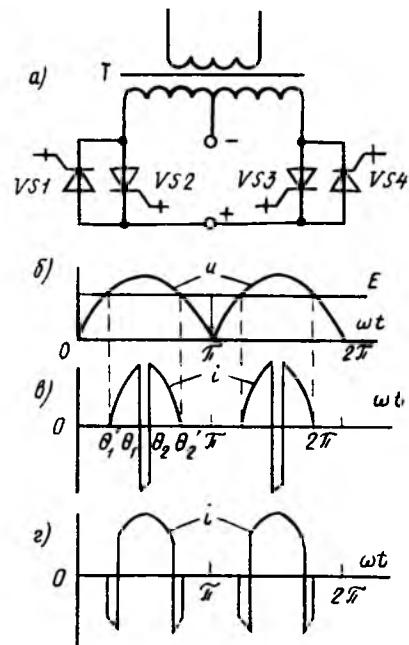


Рис. 3. Схема зарядного устройства (а) и формы выпрямленного напряжения и тока (б, в, г) при использовании полностью управляемых тиристоров

Такой выпрямитель работает следующим образом. При подаче переменного напряжения к входу трансформатора T во вторичной обмотке создается напряжение, согласованное с номинальными данными нагрузки, которое при открытых тиристорах VS2 и VS3 подводится к выводам нагрузки (на рис. 3, б, кроме этого напряжения и показана также ЭДС аккумуляторной батареи).

В случаях поочередного открывания тиристоров VS2 (в пределах $0 \leq \omega t \leq \pi$) и VS3 (в пределах $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$) аккумуляторы будут заряжаться пульсирующим током i (тиристоры VS1 и VS4 при этом должны быть закрыты). При поочередном открывании тиристоров VS1 и VS4 при закрытых тиристорах VS2 и VS3 ток аккумуляторов будет иметь обратное направление (рис. 3, г). Если необходимо повысить частоту пульсации тока в кратное число раз по отношению к частоте источника, тиристоры должны соответствующее число раз выключаться в каждом полупериоде.

Например, для получения по одному зарядному импульсу в каждом полупериоде необходимо обеспечить открытие тиристора VS2 в интервале $0 < \omega t < \pi$, а тиристора VS4 в интервале $\theta_1 < \omega t \leq \theta_2$ (рис. 3, в). Так как зарядная составляющая тока определяется разностью напряжения ветви вторичной обмотки трансформатора и ЭДС аккумуляторов, а обратный ток их суммой, то в интервале $\theta_1 \leq \omega t \leq \theta_2$ ток не снизится до нуля. Для получения формы тока, приведенной на рис. 3, г, тиристор VS2 должен быть открыт в интервалах $\theta_1' \leq \omega t \leq \theta_1$ и $\theta_2 \leq \omega t \leq \theta_2'$, тиристор VS3 – в интервалах $\pi + \theta_1' \leq \omega t \leq \pi + \theta_2'$, а тиристоры VS4 и VS1

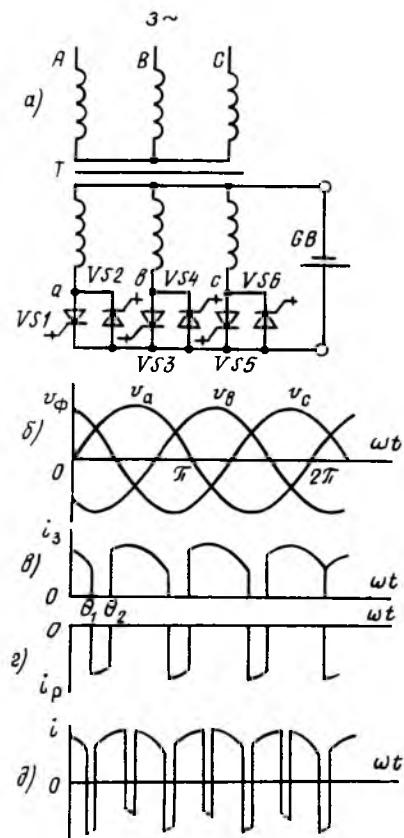


Рис. 4. Схема (а) и формы выпрямленного напряжения и тока (б, в, г) трехфазного зарядного устройства при использовании полностью управляемых тиристоров

должны быть открыты в диапазоне $\theta_1 \leq wt \leq \theta_2$ и $\pi + \theta_1 \leq wt \leq \theta_2$, соответственно.

На рис. 3, г показан режим работы выпрямителя с двумя прямыми и четырьмя обратными импульсами в каждом периоде напряжения источника. Возможны и другие варианты.

Рассмотренное устройство позволяет реализовать многие способы технологических процессов. Например, может быть создан режим заряда кислотных свинцовых аккумуляторных батарей тремя ступенями с чередованием частот 50, 100 и 50 Гц и с широким диапазоном отношений продолжительностей импульсов и пауз.

Выпрямитель пульсирующего и асимметричного тока с полностью управляемыми тиристорами может быть осуществлен и в трехфазном исполнении (рис. 4). Устройство при этом содержит трансформатор T , полностью управляемые тиристоры $VS1-VS6$ и выводы для подключения аккумуляторной батареи GB . Тиристорами $VS1, VS3, VS5$ создается положительная составляющая тока i_3 , а тиристорами $VS2, VS4, VS6$ – отрицательная составляющая.

Получение асимметричного тока в аккумуляторах достигается использованием всех шести полностью управляемых тиристоров. При этом число

прямых и обратных импульсов может меняться кратно частоте напряжения источника в сторону увеличения.

На рис. 4, в, г показаны зарядные i_3 и разрядные i_p составляющие асимметричного тока, где частота их в три раза превышает частоту напряжения источника питания (рис. 4, б, г). Тиристоры $VS1, VS3$ и $VS5$ здесь должны открываться при угле θ_2 относительно угла закрытия θ_1 предыдущего тиристора. Тиристоры анодной группы $VS2, VS4$ и $VS6$ должны открываться в диапазоне углов $\theta_1 \leq wt \leq \theta_2$, т. е. в моменты, когда закрыты тиристоры катодной группы.

При необходимости увеличения частоты пульсации зарядного или разрядного тока тиристоры должны открываться и закрываться дважды либо трижды и т. д. в диапазоне углов работы каждого тиристора. Один из вариантов подобного увеличения частоты пульсаций тока приведен на рис. 4, д, где каждый тиристор в пределах периода напряжения источника в работу вступает дважды. Возможны и другие варианты.

В одно- и трехфазном исполнениях выпрямители позволяют получить широкий комплекс режимов заряда аккумуляторов пульсирующим и асимметричным токами.

Выводы

1. Массогабаритные показатели выпрямительных преобразователей ряда изготовителей для одних и тех же выходных мощностей различаются в 2–3 раза.

2. Использование зависимостей массогабаритных показателей от мощности нагрузки позволяет прогнозировать возможные массы и объемы для заданных мощностей проектируемых устройств для зарядки химических источников тока.

3. Широкие возможности для зарядки аккумуляторов стандартными режимами, а также импульсным и асимметричным токами открываются при использовании в зарядно-разрядных цепях преобразователей полностью управляемых тиристоров.

Список литературы

1. Сафонов А. И. Состояние и перспективы развития преобразователей для зарядки аккумуляторных батарей // Электротехническая промышленность. Сер. Силовая преобразовательная техника. М.: Информэлектро. 1989. Вып. 23. с. 1–40.

2. Здрок А. Г., Семков М. К. Некоторые тенденции в совершенствовании заряда аккумуляторных батарей // Электротехника. 1991. № 5. С. 63.

Поступила 3.06.92

А. И. ЛУРЬЕ



Исполнилось 60 лет со дня рождения и 35 лет трудовой деятельности Александра Иосифовича Лурье. В 1958 году он с отличием окончил Московский энергетический институт. Уже его дипломная работа по высоковольтному гидрогенератору, выполненная под руководством А. В. Иванова-Смоленского, обратила на себя внимание вдумчивым анализом и изобретательностью автора. И с тех пор он работает в отделе трансформаторов Всесоюзного (ныне Всероссийского) электротехнического института (ВЭИ), пройдя путь от инженера до ведущего научного сотрудника.

Большое трудолюбие, целеустремленность, творческое и добросовестное отношение к работе позволили А. И. Лурье за короткое время создать коллектив единомышленников, определивший на долгие годы развитие отечественного трансформаторостроения в части электродинамической стойкости при коротких замыканиях, снижения добавочных потерь и ряда других направлений. С 1968 г. А. И. Лурье является руководителем этих работ в ВЭИ.

Он внес большой творческий вклад в создание крупнейших трансформаторов и реакторов, строившихся в СССР, в повышение их качества и надежности работы.

А. И. Лурье предложил, теоретически обосновал и реализовал метод математического аналогового моделирования магнитного поля (в том числе с учетом вихревых токов) на электропроводящей бумаге. По этой проблеме в 1965 г. он защитил кандидатскую диссертацию. Созданные им установки для моделирования в течение многих лет успешно работали на ведущих трансформаторных заводах страны, обеспечивая решение задач, недоступных в то время для отечественной вычислительной техники.

Под руководством и при непосредственном участии А. И. Лурье созданы метод и пакет программ для расчета электродинамических усилий и добавочных потерь, без которых не обходится сегодня ни один завод. Наряду с этими направлениями А. И. Лурье и руководимый им коллектив продолжают работы по применению сверхпроводимости в трансформаторах и реакторах, по созданию управляемых подмагничивания мощных шунтирующих реакторов и другим темам.

А. И. Лурье — инициатор динамических испытаний крупнейших трансформаторов на мощном испытательном стенде в г. Тольятти, автор ряда схем испытаний, методов индикации повреждений и т. д.

А. И. Лурье участвовал и участвует в решении буквально всех наиболее сложных и необычных задач трансформаторостроения Запорожского, Московского, Тольяттинского, Уральского и других заводов. Например, именно с его участием с первой попытки была обеспечена требуемая прецизионно-линейная вебер-амперная характеристика уникального реактора, построенного в 1992 г. заводом "Уралэлектротяжмаш" для сверхмощного ускорителя.

А. И. Лурье — автор более 30 изобретений и 70 печатных работ, часто используемых при разработке трансформаторов и реакторов. Под его непосредственным руководством защитили диссертации 7 аспирантов.

Много лет он активно участвует в работе редакции журнала "Электротехника".

Широкая научная эрудиция, глубокие знания, способность к всестороннему анализу, результаты которого никогда не противоречат здравому смыслу, в сочетании с доброжелательным отношением к коллегам, снискали ему заслуженный авторитет в отрасли.

Горячо поздравляем юбиляра и желаем ему крепкого здоровья, сохранения на долгие годы энергии и работоспособности, счастья семье.



НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИОКОМПОНЕНТОВ

НОВЕЙШИЕ ТЕХНОЛОГИИ НАНЕСЕНИЯ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ ПОКРЫТИЙ

НИИ Радиокомпонентов (НИИРК) – ведущий институт в стране по разработке радиокомпонентов для радиоэлектронной аппаратуры. По конструкторской и технологической документации, разработанной НИИРК, серийные заводы выпускают широкий ассортимент изделий, в который входят компоненты для применения в малогабаритной бытовой и измерительной аппаратуре, промышленных системах управления, устройствах связи, высоконадежных военных и космических системах.

Обладая большим опытом в изготовлении радиокомпонентов и материалов для них, НИИРК имеет большой научный и экспериментальный задел в области материалов и технологических процессов и предлагает для промышленного освоения:

◆ Технология нанесения покрытий драгоценными (золотом, серебром) и цветными (никель, олово, висмут) металлами с использованием методов нестационарного электролиза.

Предлагаемая установка (при собственном весе всего 60 кг) позволяет получать многослойные покрытия с различными функциональными свойствами каждого слоя в одной гальванической ванне при автоматическом контроле течения технологического процесса. При этом достигается значительная экономия драгоценных и цветных металлов.

◆ Высокопроизводительный процесс нанесения покрытий сплавами олова, позволяющий заменить серебряные покрытия. Покрытия обладают декоративным внешним видом, повышенной износостойкостью при многократном использовании, устойчивостью к температурным воздействиям при запрессовке в пластмассу.

◆ Технология тонкого химического золочения. Применяется для предварительного золочения деталей из меди, никеля, серебра и их сплавов; в качестве самостоятельного функционального или декоративного покрытия в ювелирном деле, радио и электронной технике и приборостроении. Использование нашей технологии позволяет сократить расход золота по сравнению с традиционными методами в 20 раз при увеличении износостойкости покрытия в 5–10 раз.

◆ Технологический процесс нанесения токо проводящих проводников на нефольгированные гибкие подложки методом трафаретной печати с применением каталитической эмали и последующим химическим меднением рисунка схемы.

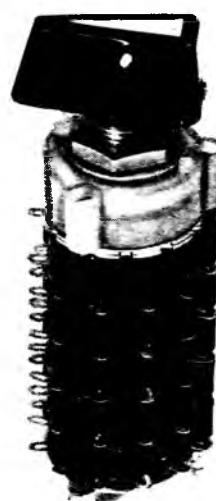


Рис. 1. Переключатель поворотный ПГ-39



Рис. 4. Переключатель движковый ПД-19-3

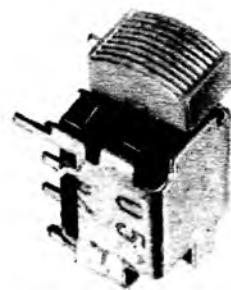


Рис. 5. Переключатель движковый ПД-19-2



Рис. 2. Переключатель движковый ПД-17



Рис. 3. Переключатель движковый ПД-17

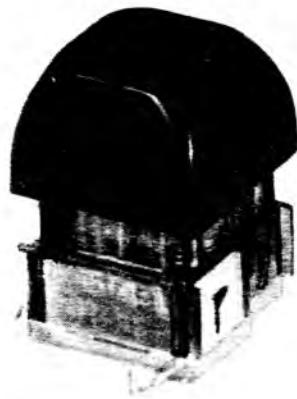


Рис. 6. Переключатель кнопочный



Рис. 7. Переключатель
движковый ПД 11-6



Рис. 8. Переключатель кно-
почный ПКн 131, 133



Рис. 9. Переключатель кно-
почный ПКн 105-6



Рис. 10. Переключатель кно-
почный ПКн 163-2

НИИРК продаст Вам конструкторскую документацию и окажет содействие в освоении серийного выпуска продукции. Кроме того, мы можем предложить техническую документацию на коммутационные устрой-

ства различных классов; установочные изделия; трансформаторы и дроссели; вторичные источники питания; товары народного потребления и окажем содействие в приобретении партий этих изделий.

Контактный телефон: 923-22-85.

КНИЖНЫЙ ГОЛОД?

За последний год почти в 3 раза сократился выпуск научно-технической литературы. Полки книжных магазинов опустели. Технической литературы нет и на многочисленных книжных развалиах.

Что происходит? Закрылись издательства, выпускающие научно-техническую литературу? Нет, практически все издательства пока "Живы", но переход к рыночным условиям оказался для них слишком тяжелым. У издательств не хватает оборотных средств, чтобы удержать выпуск литературы на прежнем уровне. Непрерывный рост цен на бумагу, полиграфические услуги, транспорт и т. п. привел к тому, что издательское дело, которое в стабильных экономических условиях было высокорентабельным и быстрообращаемым производством, в новых условиях оказалось слишком инерционным и из-за низкой покупательной способности населения просто нерентабельным.

Дело усугубилось развалом книжной торговли и ее неплатежеспособностью. С апреля прошлого года книжная торговля задолжала издательствам десятки миллиардов рублей и пока их не возвращает.

В этих условиях надо отдать должное руководству Мининформпечати РФ. Ими была разработана Федеральная целевая программа книгоиздания России на 1993 г., включающая в себя выпуск учебной, справочной, научно-технической и другой литературы, в рамках которой издательства получили определенную финансовую поддержку, что позволило до некоторой степени стабилизировать ситуацию. Однако положение с книжной торговлей остается нерешенным. В этих условиях

издательства вынуждены заниматься торговлей сами, выходить на прямые контакты с магазинами или привлекать для этой цели самих авторов.

Меняется коренным образом система сборов заказов на литературу. Обычная практика сбора заказов с помощью тематических планов или через книготорговый бюллетень в условиях непрерывного роста цен оказывается чрезвычайно неэффективной. Поэтому издательство на свой страх и риск или с помощью авторов само определяет тиражи и пытается реализовать книги со склада или через магазины по ценам, складывающимся на момент выхода книги. Естественно, чем меньше тираж, тем выше цена книги.

О том, что издательство собирается выпускать в 1993 г. можно узнать в Книготорговом бюллетене № 4 (700) от 27 января 1993 г., где опубликована Федеральная целевая программа книгоиздания России на 1993 г. по всем издательствам, а конкретно по Энергоатомиздату можно уточнить непосредственно в издательстве по следующим телефонам:

235-91-38 отдел реализации

925-98-35 редакция электротехники и промэлектроники

925-02-12 редакция электроэнергетики и гидроэнергетики

925-93-50 редакция автоматики и вычислительной техники

921-61-12 редакция ядерной физики

921-62-20 редакция теплотехники

БРЕШИН С. К., главный редактор Энергоатомиздата

АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО "МОСЭЛЕКТРОМАШ"

Асинхронные электродвигатели общепромышленного и взрывозащищенного исполнения

Акционерное общество (АО) "МОСЭЛЕКТРОМАШ" является традиционным производителем и поставщиком асинхронных электродвигателей мощностью до 1 кВт.

В номенклатуре выпускаемой продукции предприятия

— трехфазные асинхронные электродвигатели для различных отраслей промышленности

— однофазные асинхронные электродвигатели для товаров народного потребления (используются в деревообрабатывающих станках, насосах, компрессорах, мельницах, газонокосилках, измельчителях и др.)

— взрывозащищенные электродвигатели, применяемые в условиях специальных сред.

Сегодня АО "МОСЭЛЕКТРОМАШ" — фирменное предприятие, в котором создано специальное инженерное подразделение для разработки, проектирования и изготовления образцов изделий, что позволяет гибко менять номенклатуру продукции под потребности современного рынка электродвигателей.

Так, в 1992 году освоено производство электродвигателей АИС56 и АИС71 взамен электродвигателей АИР50 и АИР63, выпускемых ранее в Закавказье.

С 1993 г. начинается выпуск электродвигателей АИС80, которые заменяют электродвигатели АИР71, выпускаемые на Украине. В 1992 г. освоено производство взрывозащищенных электродвигателей АИМА63, а с 1993 г. начинается производство электродвигателей АИМА71.

На базе электродвигателей промышленного применения выпускаются их различные модификации: однофазные, двухскоростные, на частоту 60 Гц, для обдува трансформаторов и др.

Основная номенклатура электродвигателей АО "Мосэлектромаш" приведена в таблице.

Тип двигателя	Мощность, кВт	Частота вращения (синхр), об/мин
Асинхронные трехфазные серии АИР56, АИС63 220/380 В, IP44	0,18 0,25 0,12 0,18	3000 3000 1500 1500
Асинхронные однофазные серии АИРШ56 220 В, IP44	0,09 0,12 0,06 0,09	3000 3000 1500 1500
Асинхронные однофазные типа АЛУ71А2У2, 220 В, IP23	0,75	3000
Асинхронные трехфазные серии АИС71 220/380 В, IP44 (взамен АИР63, 4ААМ63)	0,37 0,55 0,25 0,37	3000 3000 1500 1500
Асинхронные трехфазные серии АИС56 220/380 В, IP44 (взамен 4ААМ50, АИР50)	0,09 0,12 0,06 0,09	3000 3000 1500 1500
Асинхронные трехфазные типа АИМА63	0,37 0,55 0,25 0,37; 0,450	3000 3000 1500 1500

АО "Мосэлектромаш" обеспечит поставку электродвигателей по прямым договорам, а также приглашает к сотрудничеству отечественные предприятия и зарубежные фирмы, заинтересованные в изготовлении и реализации товаров народного потребления.

АО "Мосэлектромаш"

Лобня-4, 141730, Московская обл.

Телефон: 5784047, 5784049.

Факс: 5785986.

Телетайп: 570635 Орбита.

Телекс: 911673 ОРБИТА

ХРОНИКА

С 20 по 27 сентября 1993 г. в Москве пройдет
1-я Международная выставка "Нетрадиционная энергетика-93".

На выставке будут представлены последние достижения в области проектирования, строительства, эксплуатации, научных исследований и проектно-конструкторских работ по:

- солнечными, геотермальными, ветровыми, приливными, волновыми и другими нетрадиционными энергоустановками и электростанциями;
- малыми, мини- и микроГЭС;
- использованию биомассы и низкопотенциального тепла;
- тепловых насосов;
- водородной энергетике;
- гранению и аккумулированию энергии;
- применению нетрадиционных источников энергии и энергоустановок в промышленности, сельском хозяйстве, быту и на транспорте;
- современными автоматизированными системами управления энергоустановками и нетрадиционными электростанциями.

Выставка организуется Министерством топлива и энергетики России и фирмой "Негус Экспо".

Во время подготовки будет проведен симпозиум с участием ведущих специалистов в области нетрадиционной энергетики.

ВНИМАНИЮ РУКОВОДИТЕЛЕЙ предприятий, объединений, НИИ и КБ, вузов

Редакция журнала "Электротехника"

ПРЕДЛАГАЕТ УСЛУГИ

по подготовке и выпуску на договорных условиях

специальных (телематических) номеров журнала "Электротехника"

по телематике и материалам (в том числе и рекламным) заказчика.

Справки по телефону:

254-11-52

АНДРОНИК ГЕВОНДОВИЧ ИОСИФЬЯН

21.07.1905—13.04.1993



13 апреля 1993 г. на 88-м году жизни, после тяжелой болезни, скончался основатель и первый руководитель ВНИИЭМ, выдающийся ученый и крупнейший инженер в области электротехники и электромеханики, Герой Социалистического Труда, профессор Андроник Гевондович Иосифьян.

А. Г. Иосифьян родился в селе Цмакагог Нагорного Карабаха. После окончания в 1930 г. Азербайджанского политехнического института был направлен в ВЭИ им. В. И. Ленина, где в полной мере проявился его дар ученого и изобретателя. В 1931—1940 гг. им разработаны теория и конструкция линейных двигателей переменного тока и созданы их образцы, предложена конструкция и теория бесконтактного сельсина, созданы теоретические основы синхронно-следящих систем. Ему принадлежат новаторские работы по электромашинному следящему приводу, фундаментальным основам теории синхронных машин.

После начала Великой Отечественной войны, в сентябре 1941 г., по инициативе и под руководством профессора А. Г. Иосифьяна, создается завод, предназначенный для разработки и выпуска изделий военной электротехники, который затем преобразуется во ВНИИЭМ. В течение 32 лет, до 1974 г., Андроник Гевондович был директором и Главным конструктором ВНИИЭМ. Благодаря выдающимся организаторским и научным способностям, неиссякаемой энергии А. Г. Иосифьяна ВНИИЭМ стал ведущим научно-исследовательским и конструкторским институтом страны во многих областях электротехники, элект-

ромеханики, космической техники, специального электромашиностроения и управляющей вычислительной техники.

Созданные А. Г. Иосифьяном многочисленные филиалы ВНИИЭМ (в г. Истра, Томске, Воронеже, Электроуглях, Ленинграде) давно уже стали крупными самостоятельными научными и производственными центрами электротехники и электромеханики в России.

А. Г. Иосифьян внес огромный вклад в организацию ряда научно-исследовательских институтов и заводов Армении, в становление и развитие комплексной энергетики и электротехнической промышленности — ведущих отраслей промышленности республики, являясь академиком и вице-президентом АН Армянской ССР.

Под научным руководством А. Г. Иосифьяна были разработаны системы автоматического проектирования и созданы общесоюзные единые серии электродвигателей, генераторов и другого электрооборудования. Они до сих пор выпускаются промышленностью и широко используются в народном хозяйстве.

А. Г. Иосифьян — участник разработок и пусков первых спутников, полноправный член Совета Главных конструкторов под руководством С. П. Королева.

В 60-х годах А. Г. Иосифьян возглавлял научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы по созданию космических аппаратов метеорологического назначения. Разработанные для аппаратов "Метеор" электромеханические и испытательные комплексы получили широкое применение в космической технике.

Широкую известность в стране получили работы А. Г. Иосифьяна в области специального электрооборудования для кораблей, в том числе для систем электродвижения атомных ледоколов и подводных лодок.

А. Г. Иосифьяна отличали энциклопедическая широта научной эрудиции, талант исследователя, нестандартность мышления теоретика в сочетании с удивительной интуицией экспериментатора.

Более 10 лет А. Г. Иосифьян являлся главным редактором журнала "Электротехника".

Андроник Гевондович был отмечен многочисленными правительственные наградами, в том числе четырьмя орденами Ленина, высокими премиями и званиями.

Андроник Гевондович был удивительным, неординарным человеком, внушавшим оптимизм и веру в лучшее всем окружавшим его людям. Многочисленные ученики и соратники А. Г. Иосифьяна, весь коллектив ВНИИЭМ будут помнить его всегда.

УДК [62-83:669].001.2

Электропривод и социальный прогресс в металлургии.
Г. И. Б а б у ш к и н, А. Г. Е р ш о в, М. В. М и -
т е ль м а н.- Электротехника, 1993, № 7, с. 2

Рассмотрены основные причины низкого качества выпущаемого электрооборудования, неблагоприятные последствия этого в экономической и социальной сферах. Приведены предложения по улучшению сложившейся ситуации.

УДК 62-83-523.8

Адаптивные электроприводы и следящие системы.
Ю. А. Б о р ц о в.- Электротехника, 1993, № 7, с. 4

Рассмотрены разработанные, апробированные на практике и реализованные в промышленности основные структуры адаптивных систем электропривода с эталонной моделью, комбинированной самонастройкой и стационарным наблюдателем. Показаны проблемы широкого применения адаптивных электроприводов и следящих систем в промышленности.

Ил. 2. Библ. 11 назв.

УДК 62-83-52:621.771.06

Микропроцессорное управление в автоматизированном электроприводе станов и агрегатов цехов холодной прокатки.
Б. Н. Д р а л ю к, А. Е. Б р а у н, Б. И. К он т о р о -
в и ч, А. Е. Т и ко ц к и й.- Электротехника, 1993, № 7,
с. 8

Приведены основные результаты разработки микропроцессорных систем управления станов и агрегатов цехов холодной прокатки.

Ил. 1. Библ. 5 назв.

УДК 62-83::621.313.333:681.325.2

Микропроцессорная система управления асинхронным электроприводом с АД повышенной частоты. М. А. Б а б -
е в, А. Н. Г о л у б е в.- Электротехника, 1993, № 7, с. 12

Рассмотрен способ повышения быстродействия микропроцессорной системы управления асинхронного электропривода за счет оптимизации управления и организации нескольких уровней прерывания. Приведены полученные динамические характеристики электропривода.

Ил. 4.

УДК 62-83::621.313.333

Асинхронный электропривод с тиристорным преобразователем напряжения и специальным режимом квазичастотного управления. О. Н. П а р ф е н о в и ч, А. С. К о в а л ь,
Б. Б. С к а р ы н о.- Электротехника, 1993, № 7, с. 14

Рассмотрен электропривод с тиристорным преобразователем напряжения и специальным режимом квазичастотного управления с использованием предвключенных элементов.

Ил. 2. Библ. 3 назв.

УДК 62-83-523.8

Бесконтактный моментный привод для аппаратуры социального и медико-биологического назначения. Д. С. А с -
т а х о в, А. Г. М и к е р о в, А. В. Я к о в л е в.- Электротехника, 1993, № 7, с. 17

Приведен обзор работ по использованию бесконтактного моментного электропривода для аппаратуры социального и медико-биологического назначения и некоторых установок промышленного профиля.

Ил. 4. Библ. 3 назв.

УДК [62-83-523.8].001.8

**Силомоментное управление безредукторным электроприво-
дом.** Ю. М. О с и п о в.- Электротехника, 1993, № 7, с. 20

Рассмотрены структура и принцип действия безредукторного электропривода одной координаты манипулятора с использованием информации об ускорении, массах звеньев манипулятора и перемещаемого груза.

Ил. 2. Библ. 3 назв.

УДК 681.351.:62-83.001.2

**Компьютерная технология функционального проектирова-
ния электропривода.** В. Н. И у ж и н, А. Р. К о л г а -
н о в, М. Ю. Д у р д и н.- Электротехника, 1993, № 7, с. 22

Рассмотрены вопросы автоматизации компьютерного проектирования электроприводов с использованием программно-методических комплексов и математических моделей проектируемых объектов.

Библ. 1 назв.

УДК 62-83::621.313.3.072.9:621.382.233.026

**Диагностирование тиристорного электропривода внешними
микропроцессорными средствами.** О. И. О с и п о в,
Г. В. С у в о р о в, С. М. Б у т а к о в, С. В. Г е р -
б е р.- Электротехника, 1993, № 7, с. 23

Рассмотрены вопросы диагностирования промышленных тиристорных электроприводов с применением микропроцессорного комплекта.

Библ. 2 назв.

УДК 621.313.333.004.6

**Расширение разрешающей способности устройств защиты
и диагностики асинхронных двигателей.** А. О. Г о р н о в,
А. В. К и с е л е в.- Электротехника, 1993, № 7, с. 25

Рассмотрено влияние малых воздействий на асинхронный двигатель с целью оценки чувствительности типового диагностируемого параметра (тока статора) к этим отклонениям. Показано, что малые параметрические изменения в АД и малые воздействия дают соизмеримые отклонения тока, что затрудняет диагностирование. Предложен метод повышения разрешающей способности анализа путемдельного учета ортогональных составляющих тока статора АД.

Ил. 4. Табл. 1. Библ. 4 назв.

Новая серия тиристорных преобразователей частоты ПЧТ-1М универсального назначения. А. Ю. Бару, М. А. Гинзбург, Б. Е. Калашников. – Электротехника, 1993, № 7, с. 28

Приведены основные технические данные разработанной в объединении "ХЭМЗ" серии преобразователей частоты ПЧТ-1М с автономными инверторами тока.

УДК 62-83-529:629.961

Комплектные электроприводы для роботов термической резки. Е. Л. Брагилевский, А. В. Иванов, В. Б. Орлов. – Электротехника, 1993, № 7, с. 29

Приведены основные технические данные и характеристики комплектных электроприводов, предназначенных для механизмов роботов термической резки.

Ил. 3. Табл. 3.

УДК 621.313.13.024

Преобразователи Холла для бесконтактных двигателей постоянного тока. В. Т. Игуменов, В. М. Константинов. – Электротехника, 1993, № 7, с. 32

Приведены параметры и технические характеристики преобразователей Холла для использования их в качестве датчиков положения в бесконтактных двигателях постоянного тока.

Табл. 2.

УДК 621.313.001.24:621.039.562

Расчет электромагнитного момента экранированной индукторной машины. А. Ю. Смирнов. – Электротехника, 1993, № 7, с. 34

Предложен аналитический метод расчета электромагнитного момента индукторной машины с учетом влияния электромагнитного экрана, образованного дополнительным конструктивным элементом – трубой, герметизирующей статор с обмотками, обеспечивающей многократное повышение надежности машины.

Ил. 1. Библ. 7 назв.

Выбор метода расчета магнитного поля для определения параметров КИП. А. Н. Новожилов, В. И. Полищук. – Электротехника, 1993, № 7, с. 37

Рассмотрен расчет магнитного поля в торцевой зоне электродвигателя от проводника с током по методу Г. А. Гринберга, сеток и зеркальных отражений. Дан анализ возможностей применения методов для определения параметров кольцевого преобразователя.

Ил. 2. Библ. 4 назв.

УДК 621.313.3.043.3.001.4

Косвенное определение качества шихтовки роторов электрических машин. С. А. Волохов. – Электротехника, 1993, № 7, с. 39

Показано, что наклонное расположение жестей ротора вызывает магнитное поле по оси вращения электрических машин: постоянное поле – у синхронных машин, поле частоты скольжения – у асинхронных машин и поле частоты вращения – у машин постоянного тока. Значение этого поля предлагается использовать для контроля качества изготовления шихтованных пакетов роторов электрических машин.

Ил. 1. Библ. 2 назв.

УДК 621.373.001.4

Электромагнитные процессы в высоковольтном генераторе импульсов регулируемой длительности с рекуперацией энергии. В. М. Громовенко, В. М. Определ. – Электротехника, 1993, № 7, с. 41

Проанализированы процессы в генераторе импульсов регулируемой длительности с рекуперацией энергии и выведены соотношения, связывающие форму генерируемых импульсов и КПД с параметрами схемы и режимами заряда однородной формирующей линии. Приведены рекомендации по выбору параметров схемы и режимам заряда. Показано, что в реальных устройствах КПД может увеличен до уровня более 90 %.

Ил. 3. Библ. 5 назв.

Научный редактор Н. С. Рazuмовская. Литературный редактор А. М. Мескина
Художественный редактор Т. А. Дворецкова. Технический редактор Г. Г. Самсонова.
Корректор З. Б. Драновская

Сдано в набор 20.05.93. Подписано в печать 01.07.93. Формат 60×88^{1/8}. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 8,82. Усл. кр.-отт. 9,54. Уч.-изд. л. 8,90. Тираж 1488 экз. Заказ 532.

Энергоатомиздат, 113114, Москва М-114, Шлюзовая наб., 10

Набрано на ордена Трудового Красного Знамени Чеховском полиграфическом комбинате
Министерства печати и информации
Российской Федерации. 142300, г. Чехов Московской области

Отпечатано в Подольском филиале 142110, г. Подольск, ул. Кирова, 25

